

2. Полученные системы матричных уравнений установившегося несинусоидального режима обеспечивают расчет узловых напряжений и токов ветвей на всех расчетных частотах, а при

необходимости и их итерационные уточнения, что особенно важно при близости частот отдельных гармонических составляющих к полюсам частотных характеристик ЛЭП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аррилага Дж., Брэдли Д., Боджер П. Гармоники в электрических системах: пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 320 с.: ил.
2. Базуткин В.В., Дмоховская Л.Ф. Расчеты переходных процессов и перенапряжений. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 328 с., ил.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1974. — 832 с., ил.
4. Кучумов Л.А., Харлов Н.Н., Картасиди Н.Ю., Пахомов А.В., Кузнецов А.А. Использование метода гармонического баланса

для расчета несинусоидальных и несимметричных режимов в системах электроснабжения // Электричество. — 1999. — № 12. — С. 10–21.

5. Харлов Н.Н. Математическое моделирование и идентификация узлов нагрузки с нелинейными электроприемниками // Электричество. — 2006. — № 2. — С. 7–12.
6. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. — Л.: Энергия, 1967. — 407 с., ил.

Поступила 01.04.2009 г.

УДК 621.313.333

УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ДВИЖЕНИЯ

А.В. Аристов, Л.А. Паюк

Томский политехнический университет
E-mail: avv@ido.tpu.ru

Рассмотрены вопросы управления переходными процессами в электрических машинах двойного питания, работающих в режиме вынужденных колебаний. Установлена взаимосвязь параметров машины двойного питания с динамическими показателями, даны рекомендации по снижению ударных моментов и токов за счет выбора начальных фаз питающих напряжений или величин коэффициентов сигналов обмоток вторичного элемента.

Ключевые слова:

Электрическая машина двойного питания, переходные процессы, ударные моменты и токи, колебательный режим работы.

При проектировании электромеханических систем, работающих в режиме вынужденных колебаний, особое внимание следует уделять возможности реализации управления переходными процессами при пуске на заданную частоту колебаний. Согласно методу динамического синтеза, заключающегося в том, что в управляемых электрических машинах любая переменная, характеризующая режим работы электромеханического преобразователя энергии, может быть принята в качестве регулируемой. Управление переходными процессами может быть достигнуто за счет изменения механической и электромагнитной инерции системы по заданным законам, полученным исходя из теории оптимального управления.

Для решения поставленной задачи необходимо установить взаимосвязь между электромагнитными нагрузками исполнительного двигателя и его геометрическими параметрами. Для того, чтобы

выводы носили обобщающий характер, в качестве исполнительного двигателя будем рассматривать машину двойного питания (МДП). При этом целесообразно воспользоваться методом и допущениями, изложенными в [1].

В качестве варьируемых геометрических параметров для управляемых электродвигателей колебательного движения следует выбрать: внутренний диаметр расточки статора D , длину магнитопровода l_s и сечение эффективных проводников обмоток статора $q_{\text{эф1}}$ и ротора $q_{\text{эф2}}$. Тогда электрические параметры МДП можно выразить через них с учетом постоянных коэффициентов, присущих данному виду двигателя.

Так, при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы активные сопротивления обмоток статора и ротора МДП, приведенные к осям α , β , будут рассчитываться с учетом [2] по соотношениям

$$\begin{aligned} r_{\alpha s} &= \frac{1}{\omega} \left[A_1 \frac{1}{Dq_{\varphi 1}} + A_2 \frac{1}{l_{\delta} q_{\varphi 1}} \right]; \\ r_{\beta s} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[A_1 \frac{1}{Dq_{\varphi 1}} + A_2 \frac{1}{l_{\delta} q_{\varphi 1}} \right]; \\ r_{\alpha r} &= \frac{1}{\omega} \left[A_3 \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta)q_{\varphi 2}} + A_4 \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_{\delta} q_{\varphi 2}} \right]; \\ r_{\beta r} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[A_3 \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta)q_{\varphi 2}} + A_4 \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_{\delta} q_{\varphi 2}} \right], \quad (1) \end{aligned}$$

где δ – величина воздушного зазора; ω, Ω – номинальная угловая частота питающей сети и колебаний подвижного элемента двигателя; коэффициенты A_1 – A_4 , определяемые выражениями

$$\begin{aligned} A_1 &= \pi \rho \frac{k_{r1} k_{E1} p_1 U_1}{a_1 k_{B1} k_{o61} B_{\delta}}; \quad A_2 = \frac{2,2 A_1}{p_1}; \\ A_3 &= [A_1]^* k_1; \quad A_4 = [A_2]^* k_1. \end{aligned}$$

Здесь коэффициенты $[A_1]^*$, $[A_2]^*$ находятся при соответствующей замене параметров обмоток статора на роторные; a – число параллельных ветвей фазы обмотки; B_{δ} – значение индукции в воздушном зазоре; k_1 – коэффициент приведения параметров первичной обмотки к параметрам вторичной, величины которых рассчитываются и выбираются согласно рекомендациям [3, 4]; коэффициенты: k_{r1} – вытеснения тока по сечению; k_{E1} – учета падения ЭДС на обмотке; k_{B1} – формы поля; k_{o61} – обмоточный.

Индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора определяются выражением

$$L_{\sigma} = 2,51 \cdot 10^{-2} \left(\frac{W}{100} \right)^2 \frac{l_{\delta}}{pq} \sum \lambda,$$

где W – количество витков обмотки; p – число пар полюсов; q – число пазов на полюс и фазу; $\sum \lambda$ – коэффициент магнитной проводимости, учитывающий пазовую λ_n , лобовую λ_n и дифференциальную λ_n составляющие

$$\sum \lambda = \lambda_n + \lambda_n + \lambda_n.$$

Так, для обмоток αs , βs первичного элемента они могут быть рассчитаны с учетом выбранной конфигурации паза и вида обмотки по формулам

$$\begin{aligned} L_{\alpha s} &= \frac{1}{\omega^2} A_5 \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \sum \lambda_1; \\ L_{\beta s} &= \frac{1}{(\omega + \Omega)^2} A_5 \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \sum \lambda_2, \quad (2) \end{aligned}$$

где

$$A_5 = 6,2 \cdot 10^{-6} \frac{p}{q} \left(\frac{k_E U_1}{k_B k_{o61} B_{\delta}} \right)^2;$$

$$\begin{aligned} \lambda_n &= A_6 \frac{D}{l_{\delta}} + A_7 \frac{1}{l_{\delta}}; \\ \lambda_n &= A_8 \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{(D - 2\delta)} q_{\varphi}^2 + \\ &+ A_9 \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{D(D - 2\delta)}; \\ A_6 &= \frac{q\beta}{p} (0,534 k_{\pi 1} - 0,341); \\ A_7 &= q \left[0,534 \frac{k_{\pi 1} \beta h_{\pi 1}}{p} + 0,341 (2B + h_{\pi 1}) \right]; \\ A_8 &= 0,00575 \frac{1}{Z_1 \delta}; \quad A_9 = \frac{0,261}{Z_1 \delta} [2 - (k_{o61})^2 (1 + \Delta Z_1)]; \\ A_{10} &= \frac{\gamma_1 \delta Z_1}{\pi}; \quad A_{11} = \frac{\gamma_2 \delta Z_2}{\pi}. \end{aligned}$$

Здесь β , $k_{\pi 1}$, $h_{\pi 1}$, B , Z_1 , Z_2 , ΔZ , γ_1 , γ_2 – соответственно коэффициент укорочения шага обмотки и коэффициент, определяемый числом пар полюсов машины и наличием изоляции в лобовых частях; высота паза статора; длина вылета лобовых частей; число пазов статора и ротора; коэффициенты, зависящие от соотношения ширины шлица, величины зубцового деления и воздушного зазора.

Пазовая магнитная проводимость определяется исходя из выбранной конфигурации паза. Так, например, для трапециидального паза она может быть рассчитана согласно [4] как

$$\lambda_n = \frac{1}{\omega} \left(A_{12} \frac{q_{\varphi}}{D^3 l_{\delta}} + A_{13} \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \right),$$

где

$$\begin{aligned} A_{12} &= \frac{0,4 m a k_E p U_1 Z_1}{c_1 k_{\pi} k_B k_{o61} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{ct})} \times \\ &\times \left(\frac{c_1}{3c_5} k_{\beta} + \frac{c_2}{c_5} k'_{\beta} + \frac{3c_3}{c_6} k'_{\beta} \right); \\ A_{13} &= \frac{0,4 m a k_E p U_1 k'_{\beta}}{c_1 k_{\pi} k_B k_{o61} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{ct}) c_7}, \end{aligned}$$

c_1 – c_7 , k_{π} – коэффициенты пропорциональности, заполнения паза изолированными проводами, ξ – отношение индукции в зубцах и воздушном зазоре.

Для вторичного элемента индуктивности рассеяния обмоток αr , βr определяются аналогично, путем соответствующей замены параметров статора на роторные с учетом коэффициента приведения k_1 .

Полную взаимоиנדуктивность электродвигателя колебательного движения можно рассчитать через ток намагничивания I_{μ}

$$L_m = \frac{1}{\omega} \left(\frac{U_1}{I_{\mu}} - x_{\sigma s} \right). \quad (3)$$

Определение последнего, как известно, связано с расчетом суммарных магнитных напряжений цепи

$$I_\mu = \frac{p(F_\delta k_z + F_a + F_j)}{0,9m_1W_1k_{\text{обл}}},$$

где F_δ, F_a, F_j – магнитные напряжения соответственно воздушного зазора, ярма статора и ротора; k_z – коэффициент насыщения зубцовой зоны. Составляющие магнитного напряжения находятся как

$$F_\delta = \frac{2}{\mu_0} B_\delta k_\delta \delta; F_a = \frac{\pi}{2p} \left[\frac{D(1+k_D)}{2k_D} + h_{\text{п1}} \right] H_a;$$

$$F_j = \frac{\pi}{2p} \left[\frac{k_D(D-2\delta) + Dk_b}{2k_D} + h_{\text{п2}} \right] H_j.$$

Здесь k_p, k_b – коэффициенты, зависящие от числа пар полюсов и высоты оси вращения МДП; H_a, H_j – напряженности ярма статора и ротора, определяемые по кривой намагничивания стали по значениям соответствующих индукций

$$B_a = \frac{B_\delta D}{2pk_{c1} \left[\frac{D(1-k_D)}{2k_D} - h_{\text{п1}} \right]};$$

$$B_j = \frac{DB_\delta}{2pk_{c2} \left[\frac{k_D(D-2\delta) - Dk_b}{2k_D} - h_{\text{п2}} \right]},$$

где k_{c1}, k_{c2} – коэффициенты заполнения магнитопровода сталью.

Полные индуктивности обмоток определяются как

$$L_{\alpha s} = L_{\sigma \alpha s} + L_m; L_{\beta s} = L_{\sigma \beta s} + L_m;$$

$$L_{\alpha r} = L_{\sigma \alpha r} + L_m; L_{\beta r} = L_{\sigma \beta r} + L_m. \quad (4)$$

Полученные выражения (1–4) связывают геометрические размеры электрической машины с ее электрическими параметрами, что позволяет на стадии проектирования установить влияние $D, l_\delta, q_{\text{эф1}}, q_{\text{эф2}}$ на переходные процессы в электродвигателе колебательного движения.

Так, оценка динамических свойств колебательной системы с МДП при пуске может быть оценена с помощью аналитических методов по характеру затухания свободных составляющих токов. При этом полезным видится принятие следующих допущений

$$R_{\alpha s} = R_{\beta s} = R_1; R_{\alpha r} = R_{\beta r} = R_2;$$

$$L_{\alpha s} = L_{\beta s} = L_1; L_{\alpha r} = L_{\beta r} = L_2.$$

Как показали результаты расчетов, для низкочастотных колебаний, когда частота колебаний Ω как минимум на порядок меньше частоты ω , отклонение активных сопротивлений электрической машины и их полных индуктивностей по осям обмоток при регулировании Ω не превышает соответственно 9 и 11 %.

Действительно, используя систему уравнений электромеханического преобразователя энергии в осях α, β [5] при заторможенном вторичном элементе, можно получить операторные изображе-

ния пространственных векторов тока обмоток статора $i_1(p)$ и ротора $i_2(p)$ для фазового способа возбуждения колебательного режима работы в следующем виде

$$i_1(p) =$$

$$= U_m \left\{ \frac{[\alpha_2(R_2 + L_2p) + \alpha_4L_m p](p \cos \beta - \omega_2 \sin \beta)}{(p^2 + \omega_2^2)[(R_1 + L_1p)(R_2 + L_2p) - L_m^2 p^2]} + \right.$$

$$\left. + j \frac{[\alpha_1(R_2 + L_2p) - \alpha_3L_m p](\omega_1 \cos \alpha + p \sin \alpha)}{(p^2 + \omega_1^2)[(R_1 + L_1p)(R_2 + L_2p) - L_m^2 p^2]} \right\};$$

$$i_2(p) =$$

$$= U_m \left\{ \frac{[\alpha_4(R_1 + L_1p) + \alpha_2L_m p](\omega_2 \sin \beta - p \cos \beta)}{(p^2 + \omega_2^2)[(R_1 + L_1p)(R_2 + L_2p) - L_m^2 p^2]} + \right.$$

$$\left. + j \frac{[\alpha_1L_m p - \alpha_3(R_1 + L_1p)](\omega_1 \cos \alpha + p \sin \alpha)}{(p^2 + \omega_2^2)[(R_1 + L_1p)(R_2 + L_2p) - L_m^2 p^2]} \right\}, \quad (5)$$

где α_i – коэффициенты сигналов; U_m, α, β – амплитуда и начальные фазы питающих напряжений; $\omega_1 = \omega, \omega_2 = \omega + \Omega$.

Система уравнений (5) имеет комплексно-сопряженные корни $P_{1,2} = \pm j\omega_1, P_{3,4} = \pm j\omega_2$, относящиеся к изображениям фазных напряжений и определяющие вынужденные составляющие токов, а также корни $P_5 = -\alpha_{01}, P_6 = -\alpha_{02}$, соответствующие апериодически затухающим свободным токам

$$P_{5,6} = -\frac{R_1L_2 + R_2L_1}{2(L_1L_2 - L_m^2)} \pm$$

$$\pm \sqrt{\left[\frac{R_1L_2 + R_2L_1}{2(L_1L_2 - L_m^2)} \right]^2 - \frac{R_1R_2}{L_1L_2 - L_m^2}}.$$

В отличие от асинхронного режима работы МДП, апериодически затухающие токи зависят не только от функций регулирования статора, но и ротора и достигают максимальных значений при начальных фазах питающих напряжений, равных

$$\alpha = \arctg(\alpha_{02} / \omega_1); \quad \beta = \arctg[(\omega_1 + \Omega) / \alpha_{02}]. \quad (6)$$

Условия (6) с учетом результатов работы [6] позволяют найти максимальные значения ударных токов в машине двойного питания

$$I_{\text{уд},i\text{max}} = I_{i1} +$$

$$+ I_{i2} \exp \left\{ \frac{-\alpha_{01}[(\pi/2) + \arctg(\alpha_{02} / \omega_1) - \phi_{ki}]}{\omega_1} \right\} +$$

$$+ I_{i3} \exp \left\{ \frac{-\alpha_{02}[(\pi/2) + \arctg(\alpha_{02} / \omega_1) - \phi_{ki}]}{\omega_1} \right\};$$

$$I_{\text{уд},j\text{max}} = I_{j1} +$$

$$+ I_{j2} \exp \left\{ \frac{-\alpha_{01}[(\pi/2) - \arctg(\omega_1 + \Omega) / \alpha_{02}] - \phi_{kj}}{\omega_1} \right\} +$$

$$+ I_{j3} \exp \left\{ \frac{-\alpha_{02}[(\pi/2) - \arctg(\omega_1 + \Omega) / \alpha_{02}] - \phi_{kj}}{\omega_1} \right\}, \quad (7)$$

где I_{i1} ; I_{i2} ; I_{i3} ; ϕ_{ki} ; ϕ_{kj} — амплитуды и начальные фазы режима установившегося короткого замыкания вынужденных и свободных составляющих токов определяются из системы (5) при переходе во временную плоскость; $i=1,3$; $j=2,4$.

Если учесть, что составляющие вида I_{ij3} хотя и затухают значительно быстрее, но намного превышают составляющие I_{ij2} , то величины ударных токов выражены с достаточной точностью первой и третьей составляющими системы (7), причем значения I_{ij3} могут быть оценены в сравнении с асинхронным режимом работы МДП по коэффициентам ослабления

$$K_{oc,i} = I_{i3\text{МДП}} / I_{i3\text{АД}} = 1 - v(\alpha_i + 2) / \alpha_i;$$

$$K_{oc,j} = I_{j3\text{МДП}} / I_{j3\text{АД}} = 1 - \alpha_j / v(\alpha_j - 1),$$

где $v = \alpha_{02} M / (R_2 - \alpha_{02} L_2)$; $i=1,2$; $j=3,4$. В реальных машинах $v < 0$, что еще раз подчеркивает значительное снижение ударных токов в МДП по сравнению с асинхронным двигателем.

Полученные выражения позволяют оценить все пространство геометрических параметров электрической машины (D , l_s , $q_{\phi 1}$, $q_{\phi 2}$), обеспечивающих заданные динамические показатели при колебательном режиме работы исполнительного двигателя.

Система (7) предопределяет и возможность компенсирования свободных составляющих тока за счет выбора начальных фаз функций регулирования. Так, для обеспечения безударного пуска по току исполнительного двигателя, работающего в режиме периодического реверса, начальные фазы функций регулирования в момент включения должны удовлетворять условию

$$\alpha = \arctg(\omega_1 / \alpha_{02}); \quad \beta = \arctg[-\alpha_{02} / (\omega_1 + \Omega)]. \quad (8)$$

Полагая, что для низкочастотных колебаний вторичного элемента МДП $\omega_1 > \Omega$, согласно (8) можно записать

$$\beta \approx \alpha \pm \pi / 2. \quad (9)$$

Для колебательного режима работы МДП условие (9) является естественным, т. к. функции регулирования могут быть представлены для фазового способа возбуждения колебательного режима работы как

$$U_{\alpha s}(t) = U_m \alpha_1 \sin(\omega_1 t + \alpha);$$

$$U_{\beta s}(t) = U_m \alpha_2 \sin[\omega_1 t + \alpha + \Omega t];$$

$$U_{dr}(t) = U_m \alpha_3 \sin(\omega_1 t + \alpha);$$

$$U_{qr}(t) = U_m \alpha_4 \sin[\omega_1 t + \alpha + \Omega t],$$

что, как известно, не противоречит условию создания качающегося электромагнитного поля вследствие последующего изменения фаз в функциях регулирования $U_{\beta s}(t)$ и $U_{qr}(t)$ по линейному закону.

Уравнения (7) являются исходными для анализа и синтеза функций регулирования МДП с заданными пусковыми характеристиками. Например, если, исходя из требуемого качества электромагнитного переходного процесса, задаться кратко-

стью аperiodической составляющей тока по отношению к амплитуде установившегося тока короткого замыкания (k_T), то максимальную частоту колебаний исполнительного элемента электродвигателя, при котором необходимое качество электромагнитного переходного процесса будет достигнуто, можно определить как

$$\Omega = \ln \left[\frac{2}{\pi} (\alpha - \beta_\tau) / \tau \right],$$

где значение

$$\beta_\tau = \arcsin \left[\frac{I_{i1} k_T L_1 L_2 \sigma (\alpha_{02}^2 + \omega_1^2)^{0.5} (\alpha_{02} - \alpha_{01})}{U_{mi} (R_2 - \alpha_{02} L_2) e^{-\alpha_{01} \tau}} \right] - \arctg \frac{\alpha_{02}}{\omega_1}$$

согласно [6], целесообразно находить для момента времени $\tau = \pi / \omega_1$. Здесь коэффициент рассеяния $\sigma = 1 - L_m^2 / L_1 L_2$.

Колебательный пусковой электромагнитный момент описывается произведением токов вида (6) и может быть представлен выражением

$$\begin{aligned} M_{\text{пск}}(t) = & M_1 \sin[(2\omega_1 + \Omega)t + \delta_1] + M_2 \sin(\Omega t + \delta_2) + \\ & + [M_3 \sin(\omega_1 t + \delta_3) + M_4 \sin(\omega_2 t + \delta_4)] \exp(-\alpha_{01} t) + \\ & + [M_5 \sin(\omega_1 t + \delta_5) + M_6 \sin(\omega_2 t + \delta_6)] \times \\ & \times \exp(-\alpha_{02} t) + M_7 \exp(-2\alpha_{01} t) + M_8 \exp(-2\alpha_{02} t) + \\ & + M_9 \exp[-(\alpha_{01} + \alpha_{02}) t]. \end{aligned} \quad (10)$$

Вид электромагнитного переходного процесса определен в основном свободной составляющей электромагнитного момента M_3 и M_4 с коэффициентом затухания $\exp(-\alpha_{01} t)$. Свое максимальное значение она принимает в момент времени

$$t = \left(\frac{\pi}{2} - \delta_4 \right) / (\omega_1 + \Omega).$$

Аналогично, как и для фазных токов, можно рассчитать начальную фазу питающих напряжений, при которых аperiodические составляющие токов вида I_{i2} , определяющие M_3 и M_4 , будут компенсированы, что позволит осуществить безударный пуск по моменту. Это условие имеет вид

$$\begin{cases} \alpha = \arctg(\omega_1 / \alpha_{01}); \\ \beta = \arctg[-\alpha_{01} / (\omega_1 + \Omega)]. \end{cases} \quad (11)$$

Анализ выражений (8) и (11) показывает, что отличие безударного пуска по току от безударного пуска по моменту при колебательном режиме работы МДП заключается только в разности значений начальных фаз включения α , которые в первом случае определяются коэффициентом затухания α_{01} , а во втором — α_{02} . Несмотря на то, что коэффициенты затухания α_{01} и α_{02} зависят от скорости вращения исполнительного двигателя [7], расчет пусковых характеристик с учетом алгоритмов (8) и (11) при условии постоянства α_{01} и α_{02} дает результаты,

весьма близкие к экспериментальным. Это объясняется прежде всего тем, что амплитуда установившейся скорости колебания как минимум на порядок ниже синхронной скорости МДП при круговом поле, а сам процесс разгона вторичного элемента двигателя происходит весьма медленно (по сравнению со скоростью протекания электромагнитных процессов).

Учитывая, что первый максимальный по амплитуде пик момента во всех случаях возникает примерно в интервале 0,005...0,02 с, то предполагаемые мероприятия по подавлению ударных моментов оказываются весьма эффективными, а допущение о постоянстве α_{01} и α_{02} достаточно правомерным. Максимальную частоту колебаний целесообразно выбирать либо как и в случае безударного токового пуска, исходя из эквивалентной апериодической составляющей момента $M_{3,4}$ по отношению к амплитуде установившегося пускового момента M_1 , либо равной коэффициенту затухания α_{01} .

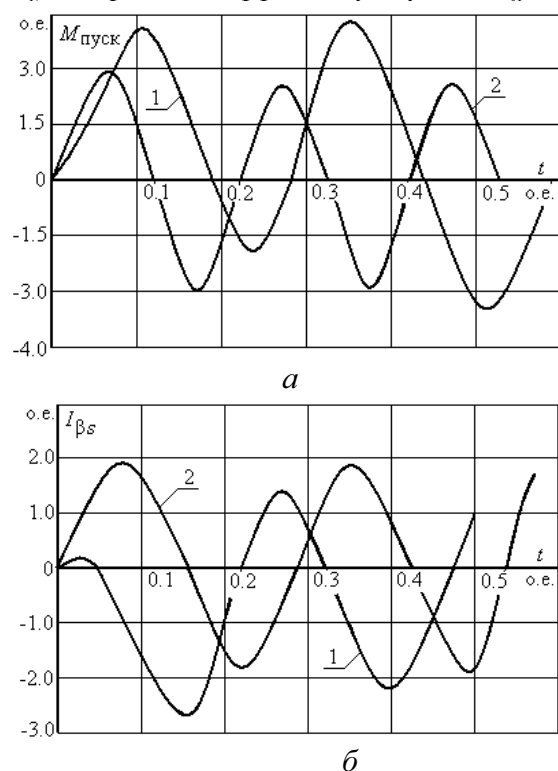


Рисунок. Временные зависимости: а) пусковых токов и б) момента МДП при периодическом движении

Анализ уравнений (7), (10), (11) указывает и на возможность амплитудного способа компенсации свободных составляющих токов и электромагнитного момента МДП за счет изменений величин коэффициентов сигналов обмоток вторичного элемента α_3 , α_4 . Однако такой подход, по-видимому,

не является оптимальным, т. к. применим только к симметричным машинам, для которых $R_1=R_2=R$; $L_1=L_2=L$. Законы регулирования напряжений могут быть выражены как

$$\begin{cases} \alpha_3 = \alpha_1(\alpha_{01}L - R) / M\alpha_{01}; \\ \alpha_4 = \alpha_2(\alpha_{01}L - R) / M\alpha_{01}. \end{cases}$$

Здесь первое уравнение системы определяет условие подавления токов вида I_{22} , а второе – токов I_{21} . На рисунке представлены зависимости пусковых токов и пусковых электромагнитных моментов, рассчитанные для МДП, выполненной на базе электрической машины МТ-11-6, имеющей параметры $R_s=3,67$ Ом, $R_r=4,284$ Ом, $L_s=0,132$ Гн, $L_r=0,135$ Гн, $L_m=0,123$ Гн, при выполнении (кривые 2) и не выполнении (кривые 1) условий (8), (11) без учета зависимости коэффициентов α_{01} , α_{02} от скорости колебания на предельных частотах $\Omega=0,0225$ (а) и $\Omega=3,45$ (б) при допустимой кратности токов и моментов $k_t=0,05$.

Сравнительный анализ полученных кривых показывает, что предлагаемые мероприятия позволяют существенно снизить величину первых пиков пусковых тока и момента при запуске двигателя в колебательный режим работы.

Выводы

1. Получены выражения, устанавливающие количественные связи между геометрическими параметрами электрической машины и динамическими показателями, такими, как величина ударного момента и токов при колебательном режиме работы, что позволяет на стадии проектирования синтезировать электропривод колебательного движения с заданными динамическими свойствами.
2. Предложены рекомендации по снижению значений ударных токов и момента электродвигателя колебательного движения за счет выбора начальных фаз функций регулирования. Установлено, что отличие безударного пуска по току от безударного пуска по моменту при колебательном режиме работы машины двойного питания заключается только в разности значений начальных фаз включения α , которые в первом случае определяются коэффициентом затухания α_{01} , а во втором – α_{02} .
3. Рассмотрена возможность амплитудного способа компенсации свободных составляющих токов и электромагнитного момента машины двойного питания за счет изменений величин коэффициентов сигналов обмоток вторичного элемента α_3 , α_4 для симметричных электрических машин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Загорский А.Е., Шакарян Ю.Г. Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 176 с.
2. Гольдберг О.Д., Гуринов Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин / Под ред. О.Д. Гольдберга. – М.: Высшая школа, 1984. – 431 с.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 839 с.
4. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. Проектирование электрических машин / Под ред. И.П. Копылова. – М.: Энергия, 1980. – 495 с.
5. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения с машиной двойного питания. – Томск: Изд-во ТПУ, 2000. – 176 с.
6. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
7. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.

Поступила 15.03.2009 г.

УДК 621.313.333

РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

А.В. Аристов, Н.А. Воронина

Томский политехнический университет
E-mail: Parist@sibmail.com

Предложена методика определения частотных, механических и регулировочных характеристик электропривода колебательного движения, работающего в шаговом режиме. Определены условия автономности по координате, скорости и моменту, а также условия пропорционального регулирования кинематических и силовых характеристик электропривода.

Ключевые слова:

Электропривод колебательного движения, рабочие характеристики, шаговый режим, автономность регулирования.

В работе [1] были рассмотрены функциональная схема и принципы работы электропривода колебательного движения, работающего в режиме прерывистого движения за счет импульсного питания одной из обмоток статора исполнительного двигателя. Как показывает многолетняя практика, технические требования к таким электроприводам развиваются в первую очередь по пути повышения управляемости, что требует при их проектировании простых расчетных инженерных соотношений и характеристик, взаимосвязывающих функции регулирования, нагрузку и выходные параметры системы. Решению данных вопросов и посвящена данная статья.

Основные свойства электропривода колебательного движения, работающего в режиме прерывистого движения, будут определяться рядом его характеристик. В первую очередь к ним относятся: амплитудные кинематические и силовые, регулировочные и механические характеристики. Для их определения и анализа необходимо решить систему уравнений, описывающих электромеханический преобразователь энергии [2] при фазных напряжениях статора U_{α} , U_{β} в системе координатных осей α , β , имеющих вид

$$U_{\alpha s}(t) = U_m \gamma_1 \left\{ \frac{1}{2} \sin(\omega_1 t + \alpha) + \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} (2i-1) [\cos[(\omega_1 - (2i-1)\Omega)t + \alpha] - \cos[(\omega_1 + (2i-1)\Omega)t + \alpha]] \right\};$$

$$U_{\beta s}(t) = U_m \gamma_2 \sin(\omega_2 t + \beta),$$

где U_m – амплитудное значение питающих фазных напряжений обмоток статора; γ_1 , γ_2 – коэффициенты сигналов; ω_1 , ω_2 , α , β – круговые частоты и начальные фазы фазных напряжений; $\Omega = \omega_1 - \omega_2$ – круговая частота шага.

Полагая, что частота Ω на порядок меньше частоты питающей сети ω_1 , ω_2 и переходя к операторной форме записи, решение системы для установившегося режима работы с помощью корней характеристических уравнений функций регулирования $p_{1,2} = \pm j\omega_1$; $p_{3,4} = \pm j\omega_2$; $p_{5,6i} = \pm j(\omega_1 - (2i-1)\Omega)$; $p_{7,8i} = \pm j(\omega_1 + (2i-1)\Omega)$ для n -го тока во временной плоскости будет иметь вид