

УДК 621.313.333

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО ДВИЖЕНИЯ

А.В. Аристов, Н.А. Воронина

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

Предложена методика расчета точности позиционирования асинхронного двигателя, работающего в режиме прерывистого движения, по максимальному значению относительной координатной погрешности. Определен реальный закон движения подвижного элемента исполнительного двигателя при фазовом способе возбуждения прерывистого режима работы и дана оценка вехового вклада составляющих погрешности по амплитуде, частоте и фазе. Представлена функциональная схема безредукторного электропривода прерывистого движения, позволяющая повысить координатную точность за счет устранения девиации частоты питающей сети.

Ключевые слова:

Электропривод колебательного движения, координатная точность, относительные погрешности по нейтральной позиции, частоте и амплитуде.

Key words:

Electric oscillating drive, coordinate accuracy, fractional coordinate errors by neutral position, frequency and amplitude.

Одним из перспективных путей создания безредукторных электроприводов с периодическим законом движения является построение их на основе двухфазных асинхронных двигателей, фазные напряжения которых представляют собой периодические временные функции частоты питающей сети ω , балансно-модулированные периодическим сигналом частоты Ω по амплитуде, фазе или частоте [1]. При этом шаговый режим работы в двигателе достигается за счет прерывания одного из фазных напряжений в течение полупериода частоты Ω в моменты времени, когда колебательный электромагнитный момент равен нулю. Благодаря этому устраняются такие недостатки, свойственные большинству шаговых двигателей с низким демпфированием, как нежелательный эффект резонанса, проявляющегося в виде внезапного падения момента на некоторых скоростях, что приводит, как известно, к пропуску шагов и потере синхронности, а также, в случае работы двигателя в микрошаговом режиме, непостоянство поддержания положения ротора в течение шага [2].

Оценку точности позиционирования асинхронного двигателя, работающего в режиме периодического движения, удобно проводить по максимальному значению относительной координатной погрешности

$$\delta_m = \frac{\chi_1(t_m) - \chi(t_m)}{\chi_0}, \quad (1)$$

где $\chi_1(t_m)$, $\chi(t_m)$ – идеальный и реальный законы изменения во времени обобщенной (угловой или линейной) координаты положения подвижного элемента электродвигателя в момент времени t_m , при котором разность $\chi_1(t) - \chi(t)$ становится максимальной; χ_0 – базовый размер электродвигателя.

Если законы периодического движения в выражении (1) записать в виде рядов Фурье

$$\chi_1(t) = \chi_{n1} + \chi_{m1} \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cos(n\Omega_1 t + \alpha_n);$$

$$\chi(t) = \chi_n + \chi_m \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \cos(n\Omega t + \beta_n),$$

где χ_{n1} , χ_n – положение нейтрали подвижного элемента двигателя соответственно для идеального и реального законов движения и, учитывая, что при шаговом движении $\chi_0 = \chi_{m1} = \chi_{n1}$, $\chi_n = \chi_m$, максимальное значение относительной координатной погрешности найдется как

$$\delta_m = \delta\varphi_0 + \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cos(n\Omega_1 t + \alpha_n) -$$

$$-(1 - \delta\varphi_m) \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \cos[n\Omega_1(1 - \delta f)t_m + \alpha_n(1 - \delta\beta_n)], \quad (2)$$

где $\delta\varphi_0 = \delta\varphi_m = \frac{\chi_{m1} - \chi_m}{\chi_{m1}}$; $\delta f = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}$; $\delta\beta_n = \frac{\alpha_n - \beta_n}{\alpha_n}$

– относительные погрешности по положению нейтрали, амплитуде шага, частоте и фазе; χ_n , λ_n – коэффициенты рядов Фурье, нормированные соответственно по амплитудам шага χ_{m1} и χ_m ; t_m – определяется из уравнения

$$\frac{d\chi_1(t)}{dt} - \frac{d\chi(t)}{dt} = 0. \quad (3)$$

Решая совместно уравнения (2), (3) и ограничиваясь первыми гармоническими составляющими рядов Фурье, расчетное выражение для δ_m будет иметь вид

$$\delta_m = \delta\varphi_0 + \sin(\Omega t_m + \beta) -$$

$$-(1 - \delta\varphi_m) \sin[\Omega(1 - \delta f)t_m + \beta(1 - \delta\beta)],$$

где t_m определяется из решения уравнения

$$\cos(\Omega t_m + \beta) - (1 - \delta\varphi_m)(1 - \delta f) \times$$

$$\times \cos[\Omega(1 - \delta f)t_m + \beta(1 - \delta\beta)] = 0.$$

Для оценки весового вклада относительных погрешностей $\delta\varphi_0$, $\delta\varphi_m$, δf , $\delta\beta_n$ в максимальную погрешность δ_m определим реальный закон движения подвижного элемента асинхронного двигателя.

Согласно [3], значения фазных токов при фазовой модуляции фазных напряжений могут быть найдены как

$$i_n(t) = (-1)^{n+1} U_m \gamma_1 \times \left\{ T_{1n} \sin(\omega_1 t + \theta_{1n}) + \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)} \times \left[\begin{aligned} & T_{2ni} \sin[(\omega_1 - (2i-1)\Omega)t + \theta_{2ni}] - \\ & - T_{3ni} \sin[(\omega_1 + (2i-1)\Omega)t + \theta_{3ni}] \end{aligned} \right] \right\} + (-1)^n U_m \gamma_2 T_{4n} \sin(\omega_2 t + \theta_{4n}),$$

где коэффициенты T_m и фазовые углы θ_m определяются параметрами электрической машины на основании решения системы дифференциальных уравнений электромеханического преобразователя энергии; ω_1 , ω_2 – круговые частоты питающих напряжений.

Тогда уравнение движения асинхронного электродвигателя с учетом инерционной ($L_{\text{мех}}$) и демпфирующей ($R_{\text{мех}}$) составляющих нагрузки будет иметь вид

$$L_{\text{мех}} \frac{d^2 \chi}{dt^2} + (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}}) \frac{d\chi}{dt} = M_{\text{пуск}}. \quad (4)$$

Здесь $M_{\text{пуск}}$, $f_{\text{демп}}$ – пусковой момент и коэффициент электромагнитного демпфирования электрической машины, рассчитываются через значения токов при заторможенном вторичном элементе

$$M_{\text{пуск}} = M_1 \cos \Omega t + M_2 \sin \Omega t + \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)} \times \left\{ \begin{aligned} & M_3 \cos 2i\Omega t + M_4 \sin 2i\Omega t + \\ & + M_5 \cos(2i-1)\Omega t + M_6 \sin(2i-1)\Omega t + \\ & + M_7 \cos(2(1-i)\Omega t + M_8 \sin(2(1-i)\Omega t) \end{aligned} \right\};$$

$$f_{\text{демп}} = U_m \gamma_2 \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} & I_{1,1(0)} T_{4,4} \cos(\varphi_{1(0)} - \theta_{4,4}) + \\ & + I_{3(0)} T_{4,2} \cos(\varphi_{3(0)} - \theta_{4,2}) \end{aligned} \right] -$$

$$- U_m \gamma_1 \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} & I_{4,1(0)} T_{1,1} \cos(\varphi_{4,1(0)} - \theta_{1,1}) + \\ & + I_{2,1(0)} T_{1,3} \cos(\varphi_{2,1(0)} - \theta_{1,3}) \end{aligned} \right] +$$

$$+ U_m \gamma_1 \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & I_{4,1(0)} (T_{2,1_i} - T_{3,1_i}) + \\ & + T_{1,1} (I_{4,2(0)_k} - I_{4,3(0)_k}) - \\ & - I_{2,1(0)} (T_{2,3_i} - T_{3,3_i}) - \\ & - T_{1,3} (I_{2,2(0)_k} - I_{2,3(0)_k}) \end{aligned} \right\} -$$

$$- U_m \gamma_1 \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (2i-1)(2k-1) \times \left\{ \begin{aligned} & [I_{4,2(0)_k} T_{2,1_i} + I_{4,3(0)_k} T_{3,1_i}] - \\ & [I_{2,2(0)_k} T_{2,3_i} + I_{2,3(0)_k} T_{3,3_i}] \end{aligned} \right\}.$$

Следует отметить, что составляющие электромагнитного момента асинхронного двигателя записаны с учетом пренебрежения высокочастотными составляющими

частоты ω_1 , ω_2 и их комбинациями, для которых электрическая машина является естественным электромеханическим фильтром, а также из предположения, что глубина модуляции периодических коэффициентов демпфирующей составляющей момента при низких частотах шага незначительна. Кроме того, индекс k введен для того, чтобы различить в выражениях для пускового и демпфирующих моментов номера гармонических составляющих фазных токов. При приближенных вычислениях конечный предел по i и k должен быть одинаковым.

Решение уравнения (4) позволяет найти реальный закон движения подвижного элемента исполнительного двигателя в виде

$$\chi(t) = \chi_1 \sin(\Omega t + \varphi_1) + \left\{ \begin{aligned} & \chi_{2i,k} \sin([2i\omega_1 - 2k\omega_2]t + \varphi_{2i,k}) + \\ & + \chi_{3i,k} \sin \left[\left[(2i-1)\omega_1 - \right. \right. \\ & \left. \left. - (2k-1)\omega_2 \right] t + \varphi_{3i,k} \right] + \\ & + \chi_{4i,k} \sin \left[\left[2(1-i)\omega_1 - \right. \right. \\ & \left. \left. - 2(1-k)\omega_2 \right] t + \varphi_{4i,k} \right] \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где амплитуды и начальные фазы составляющих закона движения определены формулами табл. 1.

Таблица 1. Амплитуды и начальные фазы составляющих закона движения

| | |
|----------------|--|
| χ_1 | $\sqrt{\frac{M_1^2 + M_2^2}{\Omega^2 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^2 + L_{\text{мех}}^2 \Omega^4}}$ |
| χ_{2i} | $\sqrt{\frac{M_3^2 + M_4^2}{4\Omega^2 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{i}{(2i-1)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k}{(2k-1)} [(R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^2 + 4ik\Omega L_{\text{мех}}^2]}}$ |
| χ_{3i} | $\sqrt{\frac{M_5^2 + M_6^2}{\Omega^2 \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} [(R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^2 + (2i-1)(2k-1)\Omega^2 L_{\text{мех}}^2]}}$ |
| χ_{4i} | $\sqrt{\frac{M_7^2 + M_8^2}{\Omega^2 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(2i-2)}{(2i-1)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(2k-2)}{(2k-1)} \times [(R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^2 + (2i-2)(2k-2)\Omega^2 L_{\text{мех}}^2]}}$ |
| φ_1 | $\text{Arctg} \left[\frac{M_2 L_{\text{мех}} \Omega - M_1 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})}{M_2 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}}) + M_1 L_{\text{мех}} \Omega} \right]$ |
| φ_{2i} | $\text{Arctg} \left\{ \frac{1}{\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)(2k-1)} \times \left[\frac{M_4 L_{\text{мех}} [2i\omega_1 - 2k\omega_2] - M_3 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})}{M_4 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}}) + M_3 L_{\text{мех}} [2i\omega_1 - 2k\omega_2]} \right] \right\}$ |
| φ_{3i} | $\text{Arctg} \left\{ \frac{1}{\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)(2k-1)} \times \left[\frac{M_6 L_{\text{мех}} [(2i-1)\omega_1 - (2k-1)\omega_2] - M_5 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})}{M_6 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}}) + M_5 L_{\text{мех}} [(2i-1)\omega_1 - (2k-1)\omega_2]} \right] \right\}$ |
| φ_{4i} | $\text{Arctg} \left\{ \frac{1}{\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)(2k-1)} \times \left[\frac{M_8 L_{\text{мех}} [(2-2i)\omega_1 - (2-2k)\omega_2] - M_7 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})}{M_8 (R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}}) + M_7 L_{\text{мех}} [(2-2i)\omega_1 - (2-2k)\omega_2]} \right] \right\}$ |

Анализ полученных результатов (2, 5) с учетом табл. 1 показывает, что при принятых допущениях относительные погрешности по амплитуде и частоте шага достаточно сложным образом зависят от отклонения параметров источников питания $U_{\alpha sm} = U_m \gamma_1$, $U_{\beta sm} = U_m \gamma_2$ и значений параметров нагрузки $L_{\text{мех}}$, $R_{\text{мех}}$. Вклад каждой составляющей в относительную максимальную координатную погрешность δ_m при отклонении, например, параметров источников питания можно найти через полные дифференциалы. Так, выражение, для определения погрешности по амплитуде $\delta\varphi_m$, а следовательно и по нейтралю шага $\delta\varphi_0$, будет иметь вид

$$\delta\varphi_m = \chi_m^{-1} \left(\begin{aligned} &U_{\alpha sm} \frac{\partial \chi_m}{\partial U_{\alpha sm}} \delta U_{\alpha sm} + \\ &+ U_{\beta sm} \frac{\partial \chi_m}{\partial U_{\beta sm}} \delta U_{\beta sm} + \Omega \frac{\partial \chi_m}{\partial \Omega} \delta \Omega \end{aligned} \right) = K_1 \delta U_{\alpha sm} + K_2 \delta U_{\beta sm} + K_3 \delta \Omega,$$

где весовые коэффициенты K_1-K_3 , определяющие вклад в соответствующую относительную погрешность от отклонения каждого параметра питания при заданной нагрузке и $i=k=1$, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Весовые коэффициенты относительной погрешности по амплитуде шага

| | |
|-------|--|
| K_1 | $U_{\alpha sm}^2 \left\{ \frac{A_1 [G - (M_1^2 + M_2^2) A_2]}{G\sqrt{M_1^2 + M_2^2}} + \frac{A_2 [G - (M_5^2 + M_6^2) A_3]}{G\sqrt{M_5^2 + M_6^2}} \right\}$ |
| K_2 | $U_{\beta sm}^2 \left\{ \frac{A_1 [G - (M_1^2 + M_2^2) A_3]}{G\sqrt{M_1^2 + M_2^2}} + \frac{A_3 [G - (M_5^2 + M_6^2) A_1]}{G\sqrt{M_5^2 + M_6^2}} \right\}$ |
| K_3 | $\frac{2(F_0 - R_{\text{мех}})^2 - 2I_{\text{мех}}^2 \Omega^2}{\Omega(R_{\text{мех}} - F_0)^2 + I_{\text{мех}}^2 \Omega^2}$ |

На рис. 1, 2 представлены расчетные зависимости максимального значения относительной координатной погрешности δ_m при нестабильности одного из питающих напряжений по амплитуде $\pm \Delta U$ и частоте $\pm \Delta f$. Установлено, что наибольшее влияние на точность позиционирования асинхронного электродвигателя, почти на порядок превышающее остальные, оказывает отклонение частоты питающей сети Δf . Последнее определяет, в конечном счете, угловую частоту шага $\Omega = 2\pi(f_1 \pm \Delta f - f_2)$.

Результаты проведенного анализа позволили предложить ряд функциональных схем электроприводов с прерывистым законом движения, обеспечивающих минимальное значение относительной координатной погрешности. Так, на рис. 3 представлена схема электропривода, позволяющая исключить девиацию частоты питающей сети, обеспечив тем самым точность позиционирования порядка 0,01 %.

На схеме отображены: частотный демодулятор (ЧД); преобразователи напряжение—частота (ПНЧ1, ПНЧ2); аналоговый сумматор; множитель напряжений; релейный элемент и инвертор напряжения (ИН).

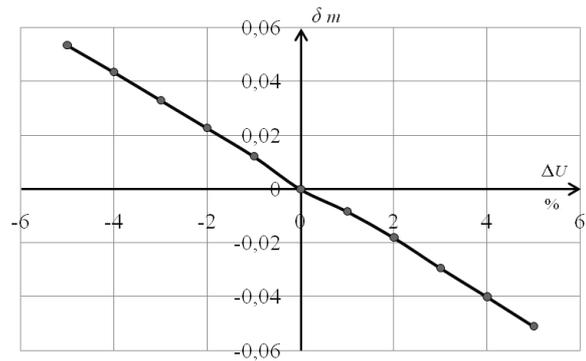


Рис. 1. Зависимость относительной координатной погрешности δ_m от отклонения амплитуды напряжения источника питания ΔU при $L_{\text{мех}} = \text{const}$, $R_{\text{мех}} = \text{const}$

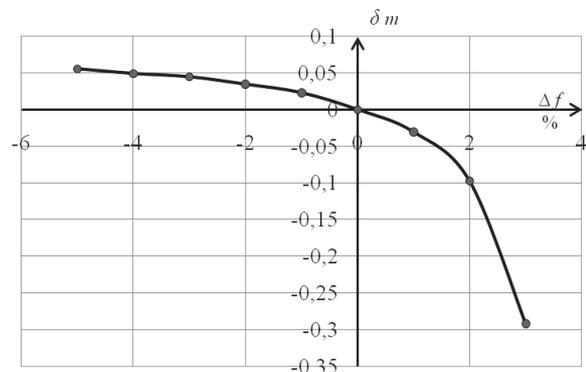


Рис. 2. Зависимость относительной координатной погрешности δ_m от отклонения частоты напряжения источника питания Δf при $L_{\text{мех}} = \text{const}$, $R_{\text{мех}} = \text{const}$

Напряжение сети поступает на обмотку возбуждения асинхронного двигателя и на вход частотного демодулятора, с выхода которого снимается постоянное напряжение, пропорциональное по величине частоте питающей сети

$$U_{\text{дм}} = k_{\text{дм}} (\omega_1 \pm \Delta\omega),$$

где $k_{\text{дм}}$ — коэффициент передачи частотного модулятора; $\Delta\omega$ — абсолютное значение девиации частоты сети. Это напряжение на сумматоре складывается с постоянным напряжением, поступающим с выхода прецизионного регулируемого блока питания, величина которого пропорциональна заданной частоте шага Ω .

В результате, после сложения и преобразования напряжения на преобразователе напряжение—частота (ПНЧ1) на выходе последнего формируется переменное напряжение, частота которого определяется как

$$\omega_2 = k_{\text{ПНЧ1}} [k_{\text{дм}} (\omega_1 \pm \Delta\omega) + k_{\text{ПБП}} \Omega],$$

где $k_{\text{ПНЧ1}}$ — коэффициент передачи преобразователя ПНЧ1; $k_{\text{ПБП}}$ — коэффициент передачи регулируемого прецизионного блока питания.

Сформированное напряжение поступает на первый вход модулятора, выполняющего роль перемножителя напряжений. На второй вход модулятора поступает напряжение с релейного элемента,

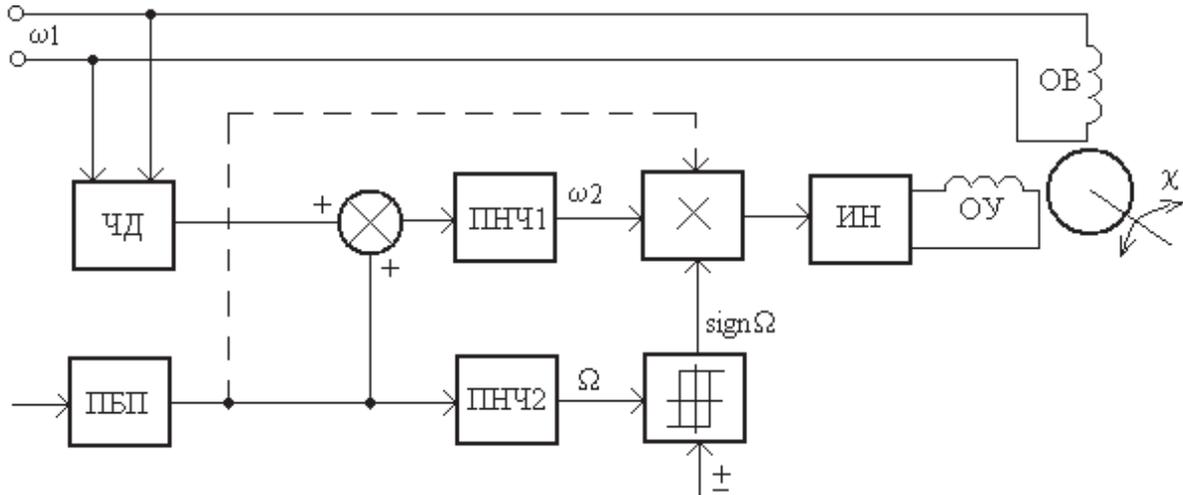


Рис. 3. Функциональная схема электропривода периодического движения

преобразующего напряжение с выхода ПНЧ2 в импульсную последовательность частоты Ω

$$U_{р\text{э}} = \pm k_{р\text{э}} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin[(2i-1)\Omega t]}{(2i-1)} \right\},$$

где $k_{р\text{э}}$ – коэффициент передачи релейного элемента с учетом коэффициента передачи преобразователя ПНЧ2.

Если учесть, что коэффициенты $k_{п\text{п}}=k_{д\text{м}}=K$, $k_{п\text{нч1}}=1/K$, то после усиления напряжения на инверторе по мощности вал асинхронного двигателя начнет, согласно [4], совершать шаговые движения с частотой

$$\Omega = \omega_2 - (\omega_1 \pm \Delta\omega) = 2\pi f_{ш},$$

где $f_{ш}$ – частота шага в Гц, независящая от девиации частоты сети.

Другим примером повышения координатной точности электропривода за счет стабилизации амплитуды шага при регулировании частоты Ω может служить введение дополнительной связи, обеспечивающей регулирование коэффициента передачи модулятора k_M пропорционально частоте шага (рис. 3, пунктирная линия). Так, согласно [3], для поддержания постоянства амплитуды χ_m при регулировании частоты шага для заданных параметров нагрузки необходимо чтобы выполнялось условие автономности

$$\Omega = \left\{ \begin{aligned} & - \frac{(R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^2}{2L_{\text{мех}}^2} + \\ & + \left[\frac{(R_{\text{мех}} - f_{\text{демп}})^4}{4L_{\text{мех}}^4} + \frac{M_{\text{пуск}}^2}{L_{\text{мех}}^2 \chi_m^2} \right]^{0,5} \end{aligned} \right\}.$$

С учетом, что при регулировании АД по обмотке управления

$$M_{\text{пуск}} = k_M G_1; \quad f_{\text{демп}} = (k_M)^2 G_2 + G_3,$$

где G_1, G_2, G_3 – коэффициенты, определяемые параметрами электрической машины, и пренебрегая

составляющей жидкостного трения $R_{\text{мех}}$, можно записать

$$\Omega = \left\{ \begin{aligned} & - \frac{((k_{11})^2 G_2 + G_3)^2}{2L_{\text{мех}}^2} + \\ & + \left[\frac{((k_{11})^2 G_2 + G_3)^4}{4L_{\text{мех}}^4} + \frac{(k_{11} G_1)^2}{L_{\text{мех}}^2 \chi_m^2} \right]^{0,5} \end{aligned} \right\},$$

откуда следует, что коэффициент передачи модулятора при регулировании частоты шага должен изменяться по алгоритму

$$k_M = \frac{1}{2\Omega \chi_m G_2} \times \left\{ 2\Omega \chi_m \left[\begin{aligned} & G_1 - 2\Omega \chi_m G_2 G_3 - \\ & - \left(G_1^4 - 4\Omega G_1^2 G_2 G_3 \chi_m - \right) \right]^{0,5} - \left[\begin{aligned} & - 4\Omega^3 \chi_m^2 G_2^2 L_{\text{мех}}^2 \end{aligned} \right] \right\}.$$

Учитывая, что максимальная частота шага Ω как минимум на порядок меньше частоты питающей сети ω_1 , а также, что коэффициент передачи модулятора должен изменяться от 0 до 1, представленный алгоритм с достаточной степенью точности аппроксимируется в заданном частотном диапазоне изменения частоты шага прямой линией $k_M = \Omega / \Omega_{\text{max}}$, что, как показали результаты экспериментальных исследований, позволяет достичь в диапазоне отношения частот $\Omega / \Omega_{\text{max}} = 0,02 \dots 0,10$ максимального отклонения амплитуды шага не более 1,09 %.

Выводы

1. Получены расчетные соотношения, позволяющие оценить точность позиционирования асинхронного двигателя при работе его в режиме прерывистого движения по максимальному значению координатной погрешности.
2. Установлено, что наибольший вклад в значение относительной координатной погрешности при постоянстве параметров нагрузки вносит отклонение частоты питающей сети.

3. В целях повышения координатной точности электропривода, реализующего фазовый способ возбуждения прерывистого закона движе-

ния, рекомендовано выполнять его по принципу синхронизации с частотой сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 152 с.
2. Способы управления фазами шагового двигателя. URL: <http://electroprivod.ru/microstep.htm> (дата обращения: 10.01.2013).
3. Аристов А.В., Воронина Н.А. Рабочие характеристики электропривода колебательного движения в режиме прерывистого перемещения // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 314. – № 4. – С. 64–68.
4. Аристов А.В. Электропривод колебательного движения в режиме прерывистого перемещения // Известия Томского политехнического университета. – 2008. – Т. 313. – № 4. – С. 107–109.

Поступила 01.02.2013 г.

УДК 621.313.13:621.396.677

ВЕНТИЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Р.П. Клабуков*, О.П. Муравлев

Томский политехнический университет
*ОАО «Томский электротехнический завод»
E-mail: RomanFlesh@sibmail.com

Поставлена задача исследования факторов, влияющих на быстродействие вентильного двигателя с постоянными магнитами. Предложены рекомендации по снижению электромеханической постоянной времени. Получены зависимости момента инерции и объёма ротора от выбора магнитов с более высокими энергетическими показателями. Представлен результат расчёта магнитных потерь статорного сердечника.

Ключевые слова:

Вентильный двигатель, электромеханическая постоянная времени, быстродействие, беспазовая обмотка.

Key words:

Thyatron motor, electromechanical time constant, fast acting, the pitchless winding.

Электрический привод с вентильным электро-двигателем с возбуждением от постоянных магнитов (ВДПМ) является на сегодня одним из самых перспективных приводов. Это объясняется его высокой перегрузочной способностью благодаря использованию редкоземельных магнитов, большой гибкостью, возможностью построения быстродействующих систем управления, хорошими регулировочными свойствами, разнообразием конструкций и схем, большим сроком службы и высокой надёжностью. Применение подобных двигателей позволяет создать быстродействующие электроприводы, обеспечивающие повышение производительности и точности специальных устройств. Весьма перспективно использование малоинерционных двигателей в приводах радиолокационных устройств (РЛУ), главным образом следящих системах.

Целью данной работы является учёт особенностей вентильного двигателя с постоянными магнитами для быстродействующего электропривода радиолокационных устройств и исследование факторов, влияющих на его быстродействие.

Требование максимального быстродействия устройств автоматики обусловило необходимость разработки исполнительных двигателей с малым моментом инерции вращающихся частей. Для этого электрическая машина заданной мощности проектируется с максимально допустимой по механической устойчивости длиной якоря при минимальном его диаметре [1].

В различных РЛУ необходимо быстрое изменение значения или направления скорости движения исполнительного органа, что требует от приводного двигателя обеспечения значительных ускорений или замедлений вращения вала, что может быть обеспечено его высоким быстродействием [2].

Реализация более высокого быстродействия вентильных двигателей заключается в выполнении ротора двигателя с минимально возможной массой и с максимально возможным отношением длины к радиусу, а так же соответствующего расчёта магнитной системы.

При проектировании быстродействующих систем важнейшим показателем качества является время отработки управляющего воздействия.