

2. Григорьев И. С. Энергетические показатели инверторов напряжения с различными законами и способами коммутации цепи нагрузки // Альманах науч. раб. молодых ученых Ун-та ИТМО. 2016. Т. 1. С. 317–320.

3. Samadi A., Farhangi S., Anovel optimization method for solving harmonic elimination equations // 7th Intern. Conf. on Power Electronics ICPE'07. Daegu, Korea, 2007. P. 180–185.

4. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретным. М.: Радио и связь, 1985. Вып. 16. 116 с.

5. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ИГЭУ. Иваново, 2008. 98 с.

6. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. Pulse width modulation for power converters: Principles and Practice. USA: Wiley-IEEE Press, 2003. P. 734.

7. Балковой А. П., Цаценкин В. К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 328 с.

8. Feedback control of high-speed PMSM with synchronous optimal PWM / F. Mink, K. Peter, H. Kasten, S. Beineke // 18th European Conf. on Power Electronics and Appl. (EPE'16 ECCE Europe). Karlsruhe, 2016. P. 1–10.

A. Yu. Kuzin, I. S. Grigorev, D. V. Lukichev
ITMO University

APPLICATION OF SELECTIVE PWM TO CONTROL HIGH-SPEED PMSM

The method of formation of a latitudinal modulated control signal for power supply of a synchronous electric machine with excitation from permanent magnets by means of a three-phase inverter is presented. The theoretical basis for calculating the switching angles of three-phase inverter transistor switches necessary for the formation of a given harmonic composition of the output voltage is presented. Values of switching angle sets corresponding to different algorithms of selective pulse width modulation are obtained by the interactive Newton-Raphson numerical method. The analysis of the harmonic composition of the output voltage for the studied algorithms of selective pulse width modulation is carried out. A closed-loop slave speed control system of a three-phase synchronous motor with an internal current loop is constructed. The structure of the internal current control loop with the voltage inverter control using selective pulse width modulation algorithms is given. The stable operation of the control system with a small index of frequency modulation and suppression of the harmonics specified by the algorithm in the output voltage is shown.

Synchronous machine, three-phase inverter, simulation, control, robot, manipulator

УДК 621.313

А. А. Усольцев, Д. С. Вдовиченко

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий механики и оптики (Университет ИТМО)

Компенсация влияния температуры окружающей среды на характеристики вентильного двигателя

Расчетом конструкции синхронного двигателя с индуктором коллекторного типа, основанным на одномерной нелинейной модели магнитной системы, исследовано влияние температуры окружающей среды на механическую характеристику вентильного двигателя. В результате исследования установлено, что изменение температуры в пределах от –60 до +80 °С приводит к уменьшению пускового момента в 2.4 раза и увеличению скорости холостого хода в 1.4 раза. Таким образом, средняя жесткость механической характеристики уменьшается приблизительно в 3.3 раза, что существенно влияет на динамику двигателя, в особенности в области нагрузок, близких к номинальной и ниже нее.

Исследована также эффективность термокомпенсации, реализованной включением в цепь питания терморезисторов, и установлено, что этот метод позволяет существенно снизить влияние температуры на динамику двигателя в области нагрузок выше номинальной, в то время как при малых нагрузках происходит перекомпенсация, что на практике можно устранить коррекцией характеристики терморезистора с помощью внешних нелинейных элементов.

Вентильный двигатель, механическая характеристика, электромеханическая постоянная времени, термостабильность, термокомпенсация, терморезистор

Вентильные двигатели (ВД) находят широкое применение во многих областях техники благода-

ря высокому качеству рабочих и регулировочных свойств, в частности в приводах, работающих в

условиях изменения температуры окружающей среды в широких пределах. Влияние температуры на характеристики двигателя имеет особое значение для двигателей бортовых систем летательных аппаратов, к категории которых в значительном большинстве относятся ВД. Такие машины должны обеспечивать заданные характеристики в диапазоне температур от -60 до $+80$ °С. При этом изменение электромеханических характеристик двигателя под воздействием температуры может приводить к отказу системы привода как в статике, так и в динамике, что требует оценки такого воздействия и в случае необходимости – его компенсации.

Изменение температуры окружающей среды ϑ вызывает изменение активного сопротивления обмотки статора, что при неизменном напряжении питания приводит к изменению значения тока в обмотке и, следовательно, к изменению длительного момента. Кроме того, электромагнитный момент меняется в результате изменения свойств постоянных магнитов и соответствующего изменения магнитного потока в зазоре Φ_δ . Таким образом, целью данного исследования служит оценка степени влияния температуры, связанного с изменением этих параметров, на характеристики вентильного двигателя.

Нелинейная зависимость магнитной проводимости сердечника от индукции в зазоре не позволяет решить эту задачу простым введением в уравнение электромагнитного момента функции $\Phi_\delta(\vartheta)$, так как это требует расчета магнитной цепи при каждом значении температуры.

Исследование проводилось с помощью расчета характеристик двигателя, основанного на одномерной модели магнитной системы [1]–[5].

В качестве объекта исследования был выбран трехфазный двигатель с длительным расчетным моментом $M_{d0} = 23$ Н·м, максимальной скоростью вращения $n = 3000$ об/мин, числом пар полюсов $z_p = 3$ и классом изоляции F .

Определение параметров ВД. При проектировании быстродействующих ВД часто используется привязка значений длительного момента M_{d0} к диаметру окружности центров отверстий крепежного фланца D_f , называемому далее «диаметром фланца». В табл. 1 представлены рекомендуемые соотношения диаметра D_f и момента M_{d0} , а также наружных диаметров статора D_a и ротора D_r для ВД с редкоземельными магнитами [4].

Таблица 1

Параметр	Значение				
	63	75	100	130	165
$M_d, \text{ Н} \cdot \text{ м}$	0.5	1.7	3.2	13.0	35.0
	1.0	2.4	7.0	17.0	47.0
	1.5	3.1	10.0	23.0	70.0
$D_a, \text{ мм}$	48	62	80	110	172
$D_r, \text{ мм}$	26	33	43	60	70

В соответствии с табл. 1 наружные диаметры статора и ротора принимаются равными $D_a = 110$ мм и $D_r = 60$ мм.

Далее определяется объем магнитов ротора, исходя из обеспечения устойчивости против размагничивающего действия магнитного потока реакции якоря при переходных режимах. Минимально допустимый объем равен [3]

$$V_{\min} = \frac{M_{\max} \left(\sigma + k_{\mu} \frac{\mu_r L_{\delta} Q_m}{\mu_0 L_m Q_{\delta}} \right)}{\frac{3}{\pi} z_p k_{01} B_r H_c h_{ra}} = \frac{115 \left(1.1 + 1.1 \frac{1.464 \cdot 10^{-6}}{4\pi \cdot 10^{-7}} 0.07 \cdot 0.85 \right)}{\frac{3}{\pi} 3 \cdot 0,966 \cdot 0,82 \cdot 0.56 \cdot 10^{-6} \cdot 0.66} = 1.613 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3,$$

где $M_{\max} = (4...6)M_{d0} = 115$ Н·м – максимальный момент двигателя при максимальном токе реакции якоря; $B_r = 0.82$ Тл и $H_c = 0.56 \cdot 10^6$ А/м – остаточная индукция и коэрцитивная сила магнита с линейным участком кривой размагничивания, определяемые по кривым намагничивания [6]; $\mu_r = B_r/H_c = 1.464 \cdot 10^{-6}$ Гн/м и $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м – внутренняя проницаемость магнита и проницаемость вакуума соответственно; $k_{\mu} = 1.1$ – коэффициент насыщения магнитной цепи, принимаемый на начальном этапе 1.1...1.15; $\sigma = 1.1$ – коэффициент рассеивания потока, принимаемый на уровне 1.1...1.2; L_{δ} – эквивалентная длина двух зазоров δ ; L_m – средняя длина магнитов на пару полюсов; Q_{δ} и Q_m – площадь зазора и площадь поперечного сечения магнита, через которую проходит поток на пару полюсов; соотношения L_{δ}/L_m и Q_m/Q_{δ} предварительно выбирают равными 0.07 и 0.85 соответственно согласно характерным геометрическим

соотношениям ВД [4]; $k_{01} = 0.966$ – обмоточный коэффициент фазы; $h_{ra} = 0.66$ – относительная величина, характеризующая реакцию якоря, обычно принимаемая $h_{ra} = (0.6...0.8)\sigma$.

Далее определяется минимальная относительная длина ротора

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\min} &= \frac{2V_{\min}}{\pi D_r^3 \zeta_n (1 - \zeta_n)} = \\ &= \frac{2 \cdot 1.613 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 0.06^3 \cdot 0.833 (1 - 0.833)} = 3.417, \end{aligned}$$

где $\zeta_n = 0.833$ – коэффициент полюсной дуги. Для числа зубцов $z = 36$ принято выбирать $\zeta_n = 0.7$ и $\zeta_n = 0.833$, для $z = 27$ $\zeta_n = 0.728$ [4].

Затем, зная D_r , z_p , ζ_n , определяют геометрические размеры ротора и размеры плашек магнитов, образующих полюсную систему.

Однако найденный объем магнита и основные геометрические параметры не всегда могут обеспечить нахождение рабочей температуры постоянных магнитов и изоляции обмотки статора в допустимых пределах.

Параметры обмотки. Магнитный поток в зазоре на пару полюсов

$$\begin{aligned} \Phi_{\delta} &= \frac{B_r Q_M}{\sigma + k_{\mu} \frac{\mu_r}{\mu_0} \frac{\delta_3}{h_{\text{МГср}}} \frac{Q_M}{Q_{\delta}}} = \\ &= \frac{0.82 \cdot 5.365 \cdot 10^{-3}}{1.1 + 1.1 \frac{1.464 \cdot 10^{-6}}{4\pi \cdot 10^{-7}} \frac{2.4 \cdot 10^{-4}}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot 0.85} = \\ &= 3.818 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}, \end{aligned}$$

где $\delta_3 = 1.2\delta = 2.4 \cdot 10^{-4}$ м – эквивалентный воздушный зазор под полюсом; $h_{\text{МГср}} = 5 \cdot 10^{-3}$ м – высота магнитной плашки; Q_M – площадь сечения магнита, определяемая выражением

$$\begin{aligned} Q_M &= \frac{\pi}{2z_p} \zeta_n \varepsilon D_r^2 = \frac{\pi}{2 \cdot 3} 0.833 \cdot 3.417 \cdot 0.06^2 = \\ &= 5.365 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2. \end{aligned}$$

Число витков одной фазы обмотки равно

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{U_{d\min} \omega_{\max}}{C_m k_{01} z_p \Phi_{\delta} \Omega_{\max}} = \\ &= \frac{321 \cdot 0.86}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} 0.966 \cdot 3 \cdot 3.818 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3000\pi}{60}} = 48.329, \end{aligned}$$

где $U_{d\min} = 0.85U_{\text{ном}} = 323$ В – минимальное напряжение постоянного тока, подводимое непосредственно к обмотке двигателя на межкоммутационном периоде $\nu = \pi/3$; $\omega_{\max} = \Omega_{\max} / \Omega_0 = 0.86$ в соответствии с зависимостью относительной скорости ВД от величины длительного момента, представленной в табл. 2, Ω_0 – скорость идеального холостого хода. Число витков округляется до ближайшего в сторону увеличения целого, делящегося на 6: $w_1 = 54$.

Таблица 2

Параметр	Значение					
M_{ϕ} Н·м	1–2	2–4	4–7	7–13	13–23	23–35
ω_{\max}	0.75	0.75	0.8	0.82	0.83	0.86

Длительный номинальный ток двигателя, соответствующий заданному M_{d0} ,

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{M_{d0}}{C_m k_{01} z_p \Phi_{\delta} w_1} = \\ &= \frac{23}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} 0.966 \cdot 3 \cdot 3.818 \cdot 10^{-3} \cdot 54} = 23.426 \text{ А}. \end{aligned}$$

Площадь паза равна

$$\begin{aligned} Q_{\Pi} &= \frac{\pi}{z} (D_{\Pi} - h_{\Pi}) h_{\Pi} - b_3 h_{\Pi} = \\ &= \frac{\pi}{36} (0.096 - 0.016) \cdot 0.016 - 0.002 \cdot 0.016 = \\ &= 8.128 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2, \end{aligned}$$

где $D_{\Pi} = 0.096$ м – диаметр по пазам; $h_{\Pi} = 0.016$ м – высота паза; $b_3 = 0.002$ м – ширина зубца.

Для трапецеидального паза площадью Q_{Π} при линейной нагрузке M_{d0} и плотности тока $j = I_{d0} / Q_{\Pi} = 6.636$ А/мм² выбираем сечение провода марки ПЭВ-2 $q_M = 3.53$ мм² исходя из расчетного значения

$$q_M = \frac{Q_{\Pi} k_z z_p}{6w_1} = \frac{8.128 \cdot 10^{-5} \cdot 0.4 \cdot 3}{6 \cdot 54} = 3.612 \text{ мм}^2,$$

где $k_z = 0.4$ – коэффициент заполнения паза медью.

Отсюда омическое сопротивление

$$R_{1\text{н}} = \rho \frac{l_{\text{ср}} w_1}{q_M} = 1.74 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0.558 \cdot 54}{3.53 \cdot 10^{-6}} = 0.148 \text{ Ом},$$

где $l_{\text{ср}}$ – средняя длина витка, определяемая следующим выражением:

$$l_{cp} = 2D_r \left[\varepsilon + \frac{1.6\Theta(1+h_{\Pi})}{2z_p} \right] =$$

$$= 2 \cdot 0.06 \left[3.417 + \frac{1.6\pi(1+0.27)}{2 \cdot 3} \right] = 0.558 \text{ м,}$$

где $\Theta = \pi$ – угловой шаг обмотки; $h_{\Pi} = \frac{h_N}{D_r} = 0.27$ –

безразмерная величина, соответствующая высоте паза, отнесенной к диаметру ротора.

Удельные проводимости рассеяния в пазу, в лобовых частях и через зазор определяются по следующим выражениям [4]:

$$\lambda_{\Pi} = \frac{h_{\Pi}}{3b_{\Pi}} K_y + \left(\frac{3h_{кл}}{b_{\Pi} + b_{ш}} + 1 \right) K_y =$$

$$= \frac{0.27}{3 \cdot 0.004} 1 + \left(\frac{3 \cdot 0.001}{0.004 + 0.003} + 1 \right) 1 = 1.71 \text{ Гн;}$$

$$\lambda_l = 0.34 \frac{q}{l_a} (l_l + 0.64K_y \tau) =$$

$$= 0.34 \frac{2}{0.21} (0.078 + 0.64 \cdot 0.031) = 0.33 \text{ Гн;}$$

$$\lambda_a = 0.6 \frac{\mu_r}{\mu_0 z_p} = 0.6 \frac{1.464 \cdot 10^{-6}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3} = 0.23 \text{ Гн,}$$

где $b_{\Pi} = 0.004$ м – ширина паза; $h_{кл} = 0.001$ м – ширина клина; $b_{ш} = 0.003$ м – ширина шлица; $K_y = 1$ – коэффициент укорочения обмотки; $l_a = \varepsilon D_r = 0.21$ м – длина ротора; $l_l = 0.078$ м – средняя длина лобовой части; $\tau = \frac{\pi D_r}{2z_p} =$

$$= \frac{\pi \cdot 0.06}{2 \cdot 3} = 0.031$$
 – полюсное деление.

Индуктивность фазы вычисляется следующим образом:

$$L_1 = 2\mu_0 l_a \frac{(w_1 k_{01})^2}{z_p q} (\lambda_{\Pi} + \lambda_l + \lambda_a) = 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \times$$

$$\times 0.21 \frac{(54 \cdot 0.96)^2}{3 \cdot 2} (1.71 + 0.33 + 0.23) = 5.22 \text{ Гн.}$$

Отсюда индуктивное сопротивление

$$X_1 = 1.5z_p \Omega_{\max} L_1 = 1.5 \cdot 3 \frac{3000\pi}{60} 5.22 = 0.738 \text{ Ом.}$$

Уточненный расчет магнитной цепи. Уточненный расчет магнитной цепи проводится с учетом ее насыщения и рассеивания потока с целью более точного определения величины потока в зазоре и, если это необходимо, выполнения кор-

ректировки параметров обмотки статора. Для этого строятся графики кривых размагничивания магнита Φ_m и суммы потока рассеяния Φ_{σ} и рассчитанного ранее потока в зазоре Φ_{δ} в координатах «поток – МДС», после чего на пересечении кривых получают рабочую точку A_0 (данные кривые представлены на рис. 1):

$$\Phi_m(F_m) = B_r Q_m - F_m \frac{B_r Q_m}{H_c 2h_{mg}};$$

$$\Phi_{\sigma}(F_m) = F_m G_{\sigma},$$

где G_{σ} – общая проводимость рассеяния.

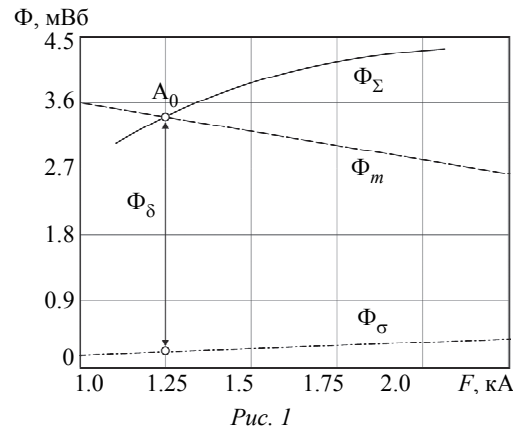


Рис. 1

Уточненное значение Φ_{δ} определяется как разность кривой размагничивания и потока рассеяния в точке пересечения A_0 :

$$\Phi_{\delta} = \Phi_m(F_m)_{A_0} - \Phi_{\sigma}(F_m)_{A_0} = 3.818 \cdot 10^{-3} \text{ Вб.}$$

Корректировка относительной длины ротора ε и числа витков фазы w_1 проводится, если уточненная величина Φ_{δ} более чем на 5–8 % отличается от величины, рассчитанной ранее.

Построение механической характеристики двигателя. Средний электромагнитный момент ВД в относительных единицах равен [4], [5]

$$\bar{\mu}(\omega, \vartheta) = \frac{M(\omega, \vartheta)}{M_{\Pi.H}} = \frac{1}{\rho(\vartheta)} \varphi(\vartheta) \times$$

$$\times (\nu - \varphi(\vartheta)\omega) \left(1 - \frac{\nu + \varphi(\vartheta)\omega}{\nu - \varphi(\vartheta)\omega} \frac{\gamma(\omega, \vartheta)}{\pi} \right), \quad (1)$$

где

$$\gamma(\omega, \vartheta) = \frac{1}{\rho(\vartheta)} \tau_0 \omega \times$$

$$\times \ln \left[1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\nu - \varphi(\vartheta)\omega}{\nu + \varphi(\vartheta)\omega} \frac{1 - e^{-\pi\rho(\vartheta)/3\tau_0\omega}}{1 - \frac{1}{2} e^{-\pi\rho(\vartheta)/3\tau_0\omega}} \right) \right] \quad (2)$$

– угол коммутации;

$$\omega = \frac{\Omega}{\Omega_{0H}} \quad (3)$$

– частота вращения;

$$\varphi(\vartheta) = \frac{\Phi_{\delta}(\vartheta)}{\Phi_{\delta H}} \quad (4)$$

– магнитный поток в зазоре;

$$\rho(\vartheta) = \frac{R(\vartheta)}{R_H} \quad (5)$$

– активное сопротивление фазы;

$$v = \frac{U}{U_H} \quad (6)$$

– напряжение;

$$\tau_0 = \frac{3 L_1 z_p \Omega_{0H}}{2 R_H} \quad (7)$$

– электромагнитная постоянная времени фазы;

$$\Omega_{0H} = \frac{U_H}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} z_p k_{01} \Phi_{\delta H} w_1} \quad (8)$$

– скорость идеального холостого хода при номинальном напряжении и нормальной температуре; $M_{п.н}$ – номинальный пусковой момент при нормальной температуре; $\Phi_{\delta H}$ – номинальный поток в зазоре при нормальной температуре; R_H – сопротивление фазы при нормальной температуре.

Влияние температуры на характеристики двигателя. Тепловое влияние на постоянный магнит может иметь обратимый или необратимый характер. Обратимые изменения магнитных свойств материала можно оценить температурным коэффициентом магнитной индукции, который равен

$$\alpha_B = \frac{B_{20} - B_{\vartheta}}{B_{20} (20 - \vartheta)},$$

где B_{20} – индукция при 20 °С; B_{ϑ} – индукция при температуре ϑ , °С.

Аналогичным образом можно оценить изменения коэрцитивной силы и энергии магнитного поля. Температурные коэффициенты выбираются вблизи максимума магнитной энергии из условия оптимального использования магнитного материала.

Для редкоземельных магнитотвердых материалов температурные коэффициенты изменения остаточной намагниченности и коэрцитивной силы всегда отрицательные, и в результате при повышении температуры постоянного магнита намагниченность и коэрцитивная сила будут уменьшаться.

Кривые размагничивания для редкоземельных магнитов при различной температуре представлены на рис. 2 [6].

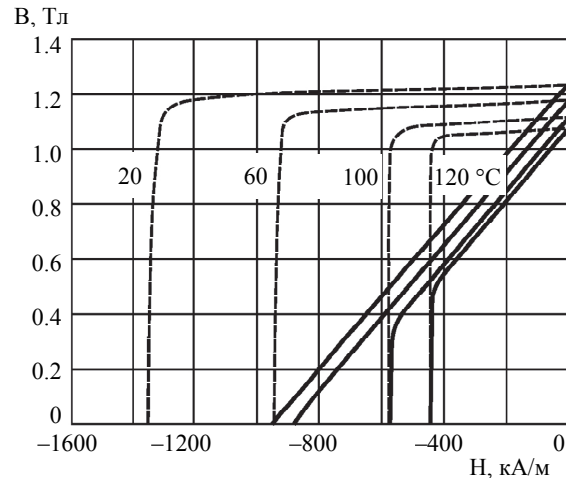


Рис. 2

Активное сопротивление проводников также зависит от значения температуры и увеличивается с ее повышением согласно следующему выражению:

$$\bar{r}(\vartheta) = 1 + 0.004(\vartheta - 20).$$

Результаты моделирования. На рис. 3 представлены зависимости от температуры относительных значений магнитной индукции β и активного сопротивления фазы ρ . На рис. 4 представлены механические характеристики ВД, построенные на основании (1)–(8) для различных температур двигателя.

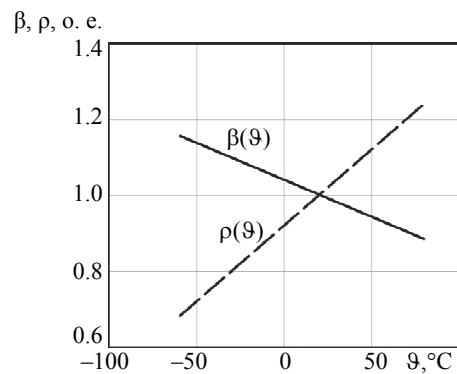


Рис. 3

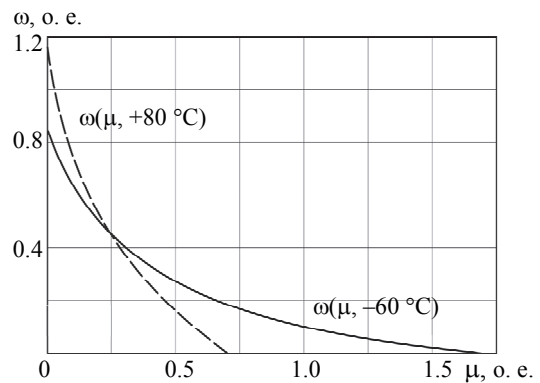


Рис. 4

Анализ графика рис. 3 показывает, что с увеличением температуры уменьшается остаточная индукция B_r и, следовательно, магнитный поток в зазоре, что приводит к увеличению скорости холостого хода и уменьшению пускового момента. Пусковой момент уменьшается также вследствие увеличения омического сопротивления обмотки, снижающего пусковой ток. При этом влияние температуры на пусковой момент существенно больше, так как на него оба параметра (R_1 и Φ_δ) воздействуют согласно (рис. 4). На рис. 5 представлены графики зависимости относительного пускового момента μ_{st} и скорости холостого хода ω_0 от температуры двигателя ϑ , иллюстрирующие это влияние.

Обычно инерционность электромеханических процессов в приводе существенно выше, чем электромагнитных процессов, и именно они определяют его быстродействие. Поэтому представляет интерес влияние температуры на электромеханическую постоянную времени двигателя

$$\vartheta_m = J/h,$$

равную отношению момента инерции ротора J к жесткости механической характеристики

$$h = dM/d\Omega = w_e^2 \Phi_\delta^2 / R_1.$$

Здесь изменения сопротивления обмотки и магнитного потока в зазоре также действуют согласно, что приводит к снижению жесткости при повышении температуры и, следовательно, к увеличению ϑ_m .

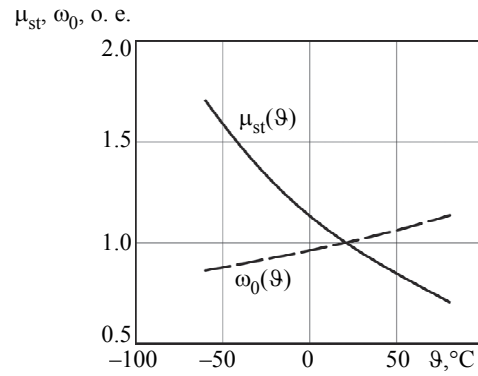


Рис. 5

На рис. 6 показаны относительные значения электромеханической постоянной времени в зависимости от относительного электромагнитного момента и температуры двигателя в виде двух поверхностей — без термокомпенсации и с термокомпенсацией. Базовым значением для ϑ_m является постоянная времени при 20 °C и номинальном длительном моменте.

Здесь видно, что с увеличением температуры динамика двигателя ухудшается. Особенно сильно это проявляется в области относительно малых нагрузок, т. е. в режиме, близком к номинальному.

Обращает на себя внимание действие термокомпенсации, реализованной последовательным включением термистора в цепь питания электронного коммутатора. Характеристика термистора выбрана таким образом, что влияние температуры полностью компенсируется вплоть до нагрузки, составляющей около 5 % от пускового момента. При этом обеспечивается сохранение ϑ_m на уровне, соответствующем 20 °C. При ма-

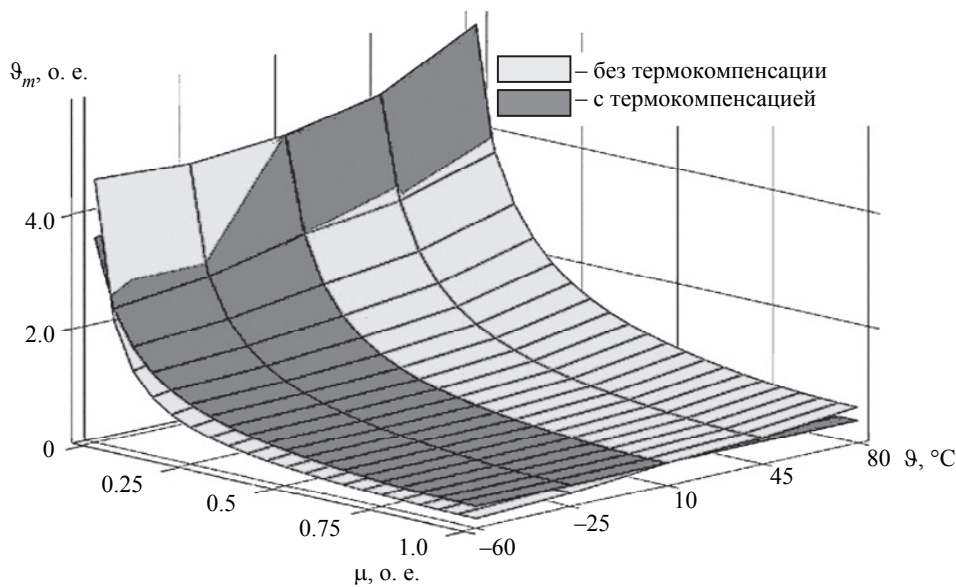


Рис. 6

ных нагрузках ($\mu < 0.05$) происходит перекомпенсация, т. е. снижение быстродействия по сравнению с отсутствием термистора, что требует коррекции его характеристики, если эта область для привода – рабочая.

Анализ расчетных механических характеристик вентильного двигателя при различных температурах показал, что нагрев обмоток статора и постоянных магнитов ротора приводит к значительному снижению пускового момента и увеличению электромеханической постоянной времени. Причем наиболее сильно влияние температу-

ры на динамику ВД проявляется в области нагрузок, близких к номинальной.

Влияние температуры можно компенсировать последовательным включением термистора в цепь питания электронного коммутатора, обеспечивая этим динамику двигателя практически на уровне 20 °С.

В целом температура окружающей среды оказывает существенное влияние на статические и динамические характеристики ВД, что необходимо учитывать при проектировании как самих двигателей, так и систем привода, предназначенных для различных условий эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1990. 416 с.
2. Копылов И. П. Проектирование электрических машин: учеб. для бакалавров. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Юрайт, 2011. 767 с.
3. Ваганов М. А., Матюхов В. Ф., Северин В. М. Проектирование вентильных электромеханотронных преобразователей: учеб. пособие / СПбЭТИ. СПб., 1992. 67 с.
4. Овчинников И. Е., Анахин Д. С. Быстродействующий вентильный двигатель с постоянными

магнитами. Принцип проектирования // Науч.-техн. вестн. информационных технологий, механики и оптики. 2005. Вып. 20. С. 103–110.

5. Овчинников И. Е. Электромеханические и мехатронные системы: учеб. пособие. Ч. 1. СПб.: Изд-во «Корона. Век», 2012. 400 с.

6. ГОСТ Р 52956–2008. Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплава неодим-железобор. Классификация. Основные параметры. М.: Изд-во стандартов, 2008. 12 с.

A. A. Usoltsev, D. S. Vdovichenko
ITMO University

COMPENSATION OF THE INFLUENCE OF AMBIENT TEMPERATURE ON THE CHARACTERISTICS OF THE BRUSHLESS PERMANENT MAGNET SERVOMOTOR

The influence of the ambient temperature on the mechanical characteristics of the brushless permanent magnet servomotor is studied by calculating the design of a synchronous motor with a collector-type inductor based on a one-dimensional nonlinear model of the magnetic system. As a result of the study, it was found that the temperature change in the range from $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$ leads to a decrease in the starting torque by 2.4 times and an increase in the idle speed by 1.4 times. Thus, the average stiffness of the mechanical characteristics is reduced by about 3.3 times, which significantly affects the dynamics of the engine, especially in the area of loads close to the nominal and below.

The efficiency of thermocompensation implemented by the inclusion of thermistors in the power supply chain is also studied, and it is found that this method can significantly reduce the influence of temperature on the dynamics of the engine in the area of loads above the nominal, while at low loads there is an overcompensation, which in practice, obviously, can be eliminated by correcting the characteristics of the thermistor using external nonlinear elements.

Brushless permanent magnet servomotor, mechanical characteristic, electromechanical time constant, thermal stability, thermal compensation, thermistor
