

ВЫБОР ФОРМЫ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ-ЗВЕЗДОЧЕК СИЛОВЫХ ШАГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

О. Н. САВИЛОВ

(Представлена научным семинаром кафедр электрических машин и общей электротехники)

Шаговые электродвигатели с постоянными магнитами на роторе являются одной из наиболее перспективных конструкций и могут найти широкое применение в различных областях автоматизированного электропривода.

По сравнению с двигателями, предназначенными для работы в индикаторном режиме, проектирование силовых шаговых электродвигателей с постоянными магнитами на роторе высокой приемистости представляет значительную трудность. Поэтому с точки зрения максимального использования объема ротора необходимо обоснованно подходить к выбору полюсной геометрии магнита-звездочки.

Рекомендации по выбору оптимальных геометрических соотношений магнитов при расчете синхронных машин, изложенные, например, в [3], в основном справедливы и применительно к шаговым электродвигателям. Исключение составляет выбор коэффициента полюсного перекрытия в силу ряда особенностей режима работы этих двигателей.

Ниже излагается один из возможных методов определения коэффициента полюсного перекрытия постоянных магнитов-звездочек.

Для шаговых электродвигателей коэффициент полюсного перекрытия может быть выбран, исходя из условия получения максимальной величины статического синхронизирующего момента на валу.

Статический синхронизирующий момент шагового двигателя, найденный дифференцированием магнитной энергии по перемещению [1], выражается в функции угла рассогласования ротора с осью результирующей намагничивающей силы статора

$$M(\theta_e) = M_1 \left(\sin \theta_e + 0,31 \kappa_2 \frac{\Delta b_0}{b_0} \sin 2\theta_e + \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \kappa_3 \sin 3\theta_e + 0,04 \cdot \kappa_4 \frac{\Delta b_0}{b_0} \sin 4\theta_e - \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \kappa_5 \sin 5\theta_e - 0,085 \kappa_6 \frac{\Delta b_0}{b_0} \sin 6\theta_e - \dots \right). \quad (1)$$

Здесь и далее:

θ_e — угол рассогласования, рад. эл.;

b_0 — среднее значение индукции в воздушном зазоре в относительных единицах;

Δb_0 — составляющая магнитной индукции в воздушном зазоре от перемагничивания ротора намагничивающей силой статора в относительных единицах;
 K_2, K_3, K_4, \dots — коэффициенты ряда, для ν гармоники

$$K_\nu = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{2} \alpha_r}{\sin \frac{\pi}{2} \alpha_r};$$

α_r — коэффициент полюсного перекрытия;
 p — число пар полюсов ротора;
 D_r — диаметр ротора, см;
 l_r — длина ротора, см;
 δ — воздушный зазор, см;
 i — приведенная намагничивающая сила статора;
 H_c — коэрцитивная сила материала магнита, а/см;
 B_r — остаточная индукция, гс;
 M_1 — максимальный синхронизирующий статический момент

$$M_1 = 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot p \cdot D_r \cdot l_r \cdot B_r \cdot b_0 \cdot H_c \cdot i \cdot h_m \cdot \sin \frac{\pi}{2} \alpha_r \quad [\text{кГ} \cdot \text{м}] \quad (2)$$

Заменив в выражении (2) величины, не зависящие от коэффициента полюсного перекрытия постоянным коэффициентом A , получим

$$M_1 = A \cdot b_0 \cdot i \cdot h_m \cdot \sin \frac{\pi}{2} \alpha_r. \quad (3)$$

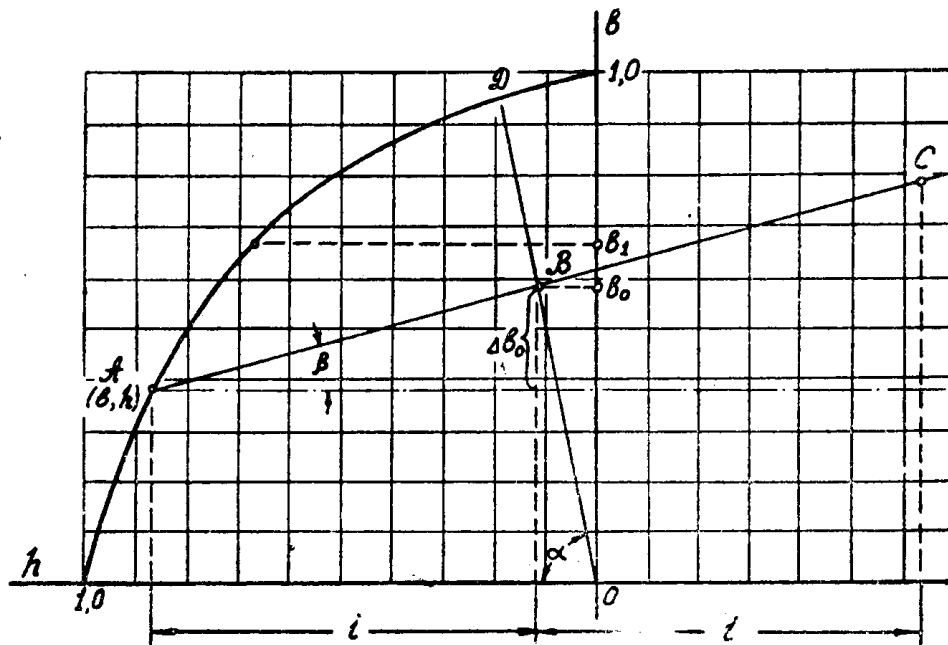


Рис. 1.

Исследуем далее влияние коэффициента полюсного перекрытия на произведение $(b_0 \cdot i)$. Для этой цели удобно воспользоваться диаграммой состояния постоянного магнита, изображенной на рис. 1 в безразмерных координатах.

На диаграмме:

$\rho = \operatorname{tg} \beta$ — приведенный коэффициент возврата;
 b_1 — координата кривой размагничивания, соответствующая максимальному значению энергии материала магнита,

$$b_1 = \sqrt{\frac{(B \cdot H)_{\max}}{B_r \cdot H_c}};$$

$\operatorname{tg} \alpha = 1,256 \frac{h_m}{\delta} \frac{H_c}{B_r}$ — приведенная к безразмерным координатам магнитная проводимость воздушного зазора.

Диаграмма состояния постоянного магнита позволяет связать произведение $(i \cdot b_0)$ с коэффициентом полюсного перекрытия. При этом пренебрежем насыщением магнитной цепи и магнитным рассеянием полюсов ввиду малых воздушных зазоров активных шаговых двигателей.

Для диаграммы на рис. 1 запишем уравнение прямой возврата AC

$$\frac{i}{b_0 - b} = \operatorname{ctg} \beta; \quad (5)$$

уравнение прямой OD , характеризующей проводимость воздушного зазора

$$\frac{b_0}{h - i} = \operatorname{tg} \alpha; \quad (6)$$

уравнение кривой размагничивания материала магнита согласно [2]

$$h = \frac{b_1^2 (1 - b)}{b_1^2 - b (2b_1 - 1)}. \quad (7)$$

Решая совместно систему уравнений (5), (6) и (7), получим

$$i \cdot b_0 = [i^2 m + i \cdot \kappa (\operatorname{ctg} \alpha + 1)] - i [i^2 m - i \cdot 2\kappa m \cdot (\operatorname{ctg} \alpha - 3) + \kappa^2 (\operatorname{ctg} \alpha + 1)^2 + 4\kappa \cdot \operatorname{ctg} \alpha]^{\frac{1}{2}}, \quad (8)$$

где

$$\kappa = \frac{b_1^2}{2b_1 - 1};$$

$$m = \frac{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

Приведенная проводимость воздушного зазора, входящая в уравнение (8), связана с высотой полюса ротора. Последняя при достаточно большом числе полюсов на роторе ($2p \geq 6$) может быть определена [3]

$$h_m = \frac{D_r}{2 \sin \frac{\pi}{2p}} \left[(1 - \alpha_r) \frac{\pi}{2p} - 2 \frac{r}{D_r} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2p} \right) \right]. \quad (9)$$

Из диаграммы состояния постоянного магнита (рис. 1) и уравнения (8) следует, что каждому значению коэффициента полюсного перекрытия будет соответствовать одна прямая возврата, для которой произведение $(i \cdot b_0)$ максимально.

Дифференцируя уравнение (8) по переменной величине коэффициента полюсной дуги, можно определить намагничивающую силу ста-

тора, соответствующую оптимальной прямой возврата. Решение представляется уравнением четвертой степени и здесь не приводится.

Анализ уравнения (8) показал, что произведение $(i \cdot b_0)$, соответствующее оптимальной прямой возврата, практически не зависит от величины коэффициента полюсного перекрытия и определяется магнитными характеристиками материала магнита.

Характер изменения произведения $(i \cdot b)_{\text{макс}}$, в зависимости от коэффициента полюсного перекрытия показан на рис. 2. С ростом магнитной проницаемости материала магнита, влияние величины коэффициента полюсного перекрытия на произведение $(i \cdot b_0)_{\text{макс}}$ возрастает.

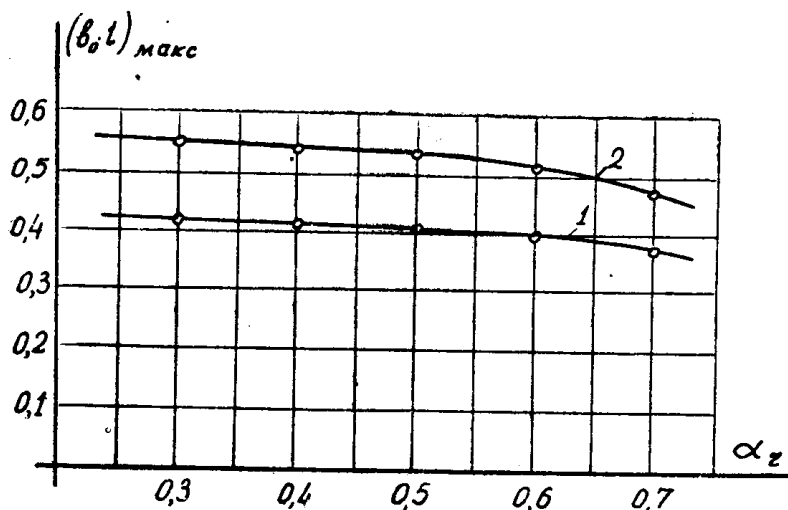


Рис. 2.

В связи с изложенным, задача выбора полюсной геометрии магнита-звездочки значительно упрощается.

Выражение (3) с учетом (9) можно представить в виде

$$M_1 = C [\kappa - N\alpha_r] \sin \frac{\pi}{2} \alpha_r, \quad (10)$$

где C , κ , N — коэффициенты, не зависящие от α_r .

Статический синхронизирующий момент (10) максимален при определенной величине коэффициента полюсного перекрытия, определяемой соотношением

$$\frac{\pi}{2} (\kappa - N\alpha_r) - N \cdot \text{tg} \frac{\pi}{2} \alpha_r = 0. \quad (11)$$

Уравнение (11) решалось графически для различных чисел полюсов и отношений r/D_r . Величина радиуса на дне паза существенно влияет на использование магнита по намагничивающей силе. Поэтому уменьшение радиуса после литья магнита путем механической обработки повышает использование объема ротора [3].

Проведенные исследования позволяют отметить, что величина статического синхронизирующего момента на валу шагового электродвигателя достигает максимума при определенной ширине и высоте полюса, определяемых α_r . Оптимальное значение коэффициента полюсного перекрытия зависит от числа полюсов магнита и не зависит от магнитной проницаемости материала магнита.

Для выбора оптимального значения α_r , определяющего использование объема ротора шагового двигателя, могут быть предложены кривые, представленные на рис. 3.

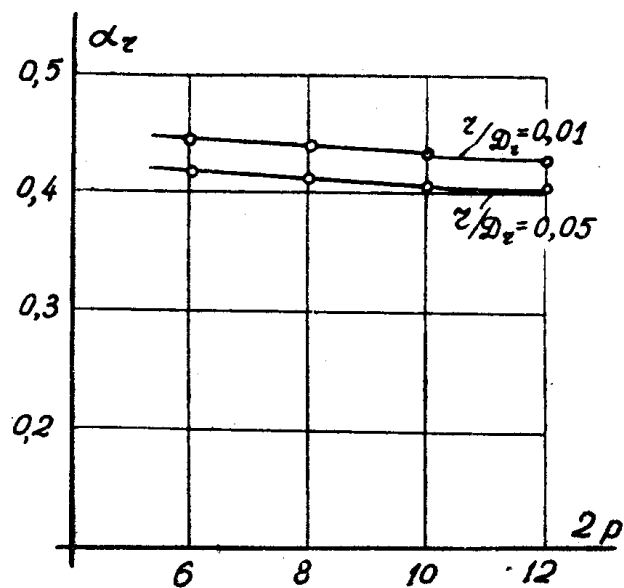


Рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Ратмиров, Б. А. Ивоботенко. Шаговые двигатели для систем автоматического регулирования. ГЭИ, 1962.
2. Р. Пик, Г. Уэйгар. Расчет коммутационных реле. ГЭИ, 1961.
3. Н. Н. Плещунов. Выбор оптимальных параметров постоянных магнитов-звездочек. Вестник электропромышленности, № 1, 1961.