

УДК 621.313

ББК 31.261

А.А. АФАНАСЬЕВ, В.С. ГЕНИН,
В.А. ВАТКИН, Н.Н. ИВАНОВА**МОДЕЛЬ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РЕДУКТОРА
С ТРЁХФАЗНОЙ ОБМОТКОЙ СТАТОРА
В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ**

***Ключевые слова:** магнитный редуктор, статор с трёхфазной обмоткой, преобразователь частоты, ротор-мультипликатор, ротор с постоянными магнитами, уравнения состояния.*

Магнитный редуктор с трёхфазной обмоткой статора, питаемой от статического преобразователя частоты синусоидальным током, который находится в фазе или в противофазе с ЭДС холостого хода обмотки, будет иметь в этом режиме максимальные значения электромагнитных моментов валов, пропорциональные току статора. У такого редуктора будет отсутствовать «опрокидывание» роторов до тех пор, пока преобразователь частоты при росте нагрузки способен наращивать свой ток.

Электромагнитные моменты роторов магнитного редуктора являются следствием наличия электромагнитного момента статора. Электромагнитные моменты роторов жёстко связаны с электромагнитным моментом статора через постоянные коэффициенты.

Представлена математическая модель регулируемого магнитного редуктора с трёхфазной обмоткой статора, а также результаты моделирования динамической системы. Предложена структура системы стабилизации скорости выходного вала, например, ветрогенератора. Проиллюстрировано внедрение основных результатов исследования.

В некоторых механизмах непосредственное соединение вала привода с нагрузкой является нецелесообразным. Например, ветроколеса ветрогенераторов, вносящие всё более заметный вклад в производство электроэнергии в нашей стране и за рубежом, обычно вращаются с относительно невысокой скоростью. В то же время вал электрогенератора желательно приводить в действие с существенно более высокой скоростью. Кроме того, из-за непостоянства скорости ветра возникают проблемы с обеспечением качества электроэнергии. Для решения этих проблем разрабатываются тихоходные электрогенераторы, в которых применяются механические мультипликаторы, ветроколеса с адаптационным поворотом лопастей.

Существенное улучшение технико-экономических показателей ветроэлектростанции может достигаться с помощью применения магнитных редукторов, позволяющих эффективно передавать механическую энергию без непосредственного контакта вращающихся деталей через электромагнитное поле. Помимо магнитоэлектрических магнитных редукторов с фиксированным коэффициентом трансмиссии [10–13] вызывают интерес и регулируемые магнитные редукторы с обмотками статора, получающими питание от управляемых преобразователей частоты [8].

Такие редукторы могут быть двух типов. У первого типа редукторов обмотка статора работает в режиме вентильной машины, фаза тока которой привязана к вектору ЭДС холостого хода с помощью датчика положения магнитного поля или его имитатора. Скорости вращения валов этого редуктора регулируются путем изменения напряжения на входе преобразователя частоты (ПЧ). Как известно, у вентильных машин, которые во многом аналогичны коллекторным машинам постоянного тока, нет проблем с устойчивостью из-за «опрокидывания» ротора.

У редукторов второго типа датчик положения отсутствует, и скорости валов регулируются изменением частоты ПЧ. Режим обмотки статора аналогичен её режиму синхронной машины, подключённой к сети с регулируемой частотой. Очевидно, что такие регулируемые магнитные редукторы обладают пределами устойчивости по моменту.

Ниже рассматривается управляемый магнитный редуктор первого типа с трёхфазной обмоткой статора, питаемой от статического преобразователя частоты синусоидальным током с фиксированным фазовым сдвигом ψ относительно ЭДС холостого хода обмотки. В этом режиме значения электромагнитных моментов валов пропорциональны току статора. У такого редуктора будет отсутствовать «опрокидывание» роторов до тех пор, пока преобразователь частоты при росте нагрузки способен наращивать свой ток.

Дифференциальные уравнения равновесия электрического и механических каналов редуктора. Рассмотрим магнитный редуктор в режиме мультипликатора ветроустановки, когда наружный тихоходный ротор (мультипликатор) является входным, а внутренний скоростной ротор (с постоянными магнитами) – выходным. Уравнения механического движения для тихоходного и скоростного валов имеют вид

$$J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} = M_{\text{вк}} - M_1, \quad (1)$$

$$J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} = M_2 - M_{\text{гр}}, \quad (2)$$

где J_1, J_2 – суммарные моменты инерции ветроколеса с тихоходным валом и ротора электрогенератора с быстроходным валом, соответственно; $M_{\text{вк}}$ – внешний момент, передаваемый тихоходному валу ветроколесом; $M_{\text{гр}}$ – внешний момент, прикладываемый к быстроходному валу со стороны электрогенератора.

Электромагнитные моменты валов M_1, M_2 в уравнениях (1) и (2) связаны с электромагнитным моментом M_s статора выражениями [1, 2]

$$M_1 = -M_s \frac{z}{p_1}, \quad M_2 = M_s \frac{z - p_1}{p_1}, \quad (3)$$

где z – число стержней модулятора; p_1 – число пар полюсов обмотки статора.

Будем полагать, что индуктивности обмотки статора по осям d и q одинаковы

$$L_d = L_q = L_c,$$

тогда для электромагнитного момента M_s статора справедливо соотношение

$$M_s = \frac{3}{2} p_1 \Psi_d i_q = \pm \frac{6}{\pi} p_1 h_m L_{af} H_{cB} I_m, \quad (4)$$

где «+» соответствует двигательному, а «-» – генераторному режимам обмотки статора; $i_q = I_m$ – вектор тока статора (находится на прямой, на которой расположен вектор ЭДС холостого хода); H_{cB} – коэрцитивная сила магнитов ротора; L_{af} – индуктивность взаимной индукции магнитов ротора с обмоткой статора:

$$L_{af} = \frac{\mu_0}{\pi\sqrt{2}} l \tau_1 \Lambda_{1m}'' w_1 k_{w1}, \quad (5)$$

Λ_{1m}'' – основная гармоника магнитной проводимости от магнитов ротора к статору; l – активная длина магнитного редуктора (МР); τ_1 – полюсное деление статора; w_1 – число витков фазы обмотки статора; k_{w1} – обмоточный коэффициент обмотки статора; μ_0 – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума).

Уравнения (1) и (2) можно переписать в виде

$$J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} = M_{вк} - k_1 \frac{z}{p_1} I_m, \quad (6)$$

$$J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} = k_1 \frac{z - p_1}{p_1} I_m - M_{эгр}, \quad (7)$$

где $k_1 = \frac{6}{\pi} p_1 h_m L_{af} H_{cB}$.

Конструктивная схема магнитного редуктора показана на рис. 1, основные параметры экспериментального образца представлены в таблице.

Магнитные проводимости основной гармоники модулятора Λ'_{m1} и Λ''_{m1} найдены путем выполнения численных расчётов [5].

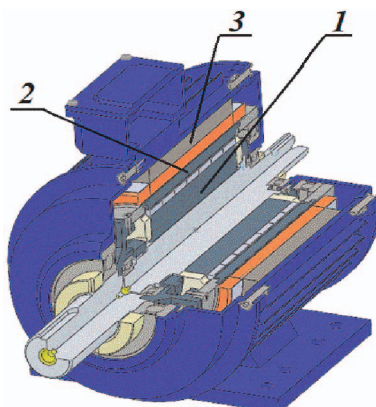


Рис. 1. Конструктивная схема регулируемого магнитного редуктора:
 1 – высокоскоростной ротор; 2 – низкоскоростной ротор;
 3 – статор с трехфазной обмоткой

Основные параметры конструкции регулируемого магнитного редуктора

Наименование параметра	Обозначение	Значение
Число витков фазы обмотки статора	w_1	720
Активное сопротивление фазы статора, Ом	r	15
Обмоточный коэффициент обмотки статора	k_{w1}	0,825
Число пар полюсов обмотки статора	p_1	17
Число пар полюсов магнитов ротора	p_2	2
Число стержней модулятора	z	19
Полюсное деление статора, м	τ_1	0,014
Активная длина МР, м	l	0,17
Высота магнитов ротора, м	h_m	$7,3 \cdot 10^{-3}$
Амплитуда первой гармоники магнитной проводимости от статора к ротору, м	Λ'_{m1}/μ_0	29,6
Амплитуда первой гармоники магнитной проводимости от магнитов ротора к статору, м	Λ''_{m1}/μ_0	74,2
Коэрцитивная сила магнитов ротора, А/м	H_{cB}	$800 \cdot 10^3$
Номинальный ток обмотки статора, А	I	5

После подстановки этих параметров в (3)–(5) будем иметь

$$L_{af} = \frac{\mu_0}{\pi\sqrt{2}} l \tau_1 \Lambda''_{m1} w_1 k_{w1} = 0,0297 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$M_3 = 39,82 \text{ Нм}, M_1 = 44,51 \text{ Нм}, M_2 = 4,69 \text{ Нм}.$$

Система управления преобразователем частоты, питающим обмотку статора, формирует ток статора синусоидальным и совпадающим по фазе с ЭДС холостого обмотки статора. В этом случае продольный ток статора I_d будет равен нулю, а поперечный ток представлен амплитудой первой гармоники тока статора $I_q = I_{m1}$.

Для тока статора будет справедливо дифференциальное уравнение, выражающее равновесие напряжений синхронной машины по оси q [2]:

$$L_q \frac{dI_{m1}}{dt} = U_{m1} \cos \theta_1 - E_{0m} - rI_{m1}, \quad (8)$$

где L_q и r – поперечная индуктивность и активное сопротивление обмотки статора, соответственно; θ_1 – угол нагрузки тихоходного ротора; U_{m1} – амплитудное значение основной гармоники напряжения статора [5]:

$$U_{m1} = \frac{2}{\pi} E; \quad (9)$$

E – входное напряжение инвертора преобразователя частоты – амплитудное значение ЭДС холостого хода:

$$E_{0m} = k \omega_1, \quad (10)$$

где $k = \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \mu_0 h_m H_{cB} l \tau_1 \Lambda''_{m1} w_1 k_{w1}$.

Частота тока статора и угол нагрузки. Для удобства выполнения расчетов угловую частоту ω_1 тока статора разделим на составляющие

$$\omega_1 = \omega_{11} + \omega_{12}, \quad (11)$$

из которых первая ω_{11} будет функцией времени, а вторая ω_{12} – регулирующей константой, значение которой позволяет воздействовать на установившиеся значения скорости выходного вала Ω_2 .

Первая часть частоты тока статора ω_{11} будет находиться путём дифференцирования базового равенства магнитного редуктора, связывающего скорости вращения роторов и угловую частоту тока статора ω_1 :

$$\Omega_2 = \frac{z}{z - p_1} \Omega_1 + \frac{\omega_1}{z - p_1}, \quad (12)$$

и подстановки выражений (3), (4), (6), (7). В итоге получим

$$\frac{d\omega_{11}}{dt} = \frac{k_1 [J_1(z - p_1)^2 + J_2 z^2] I_{m1} - [J_1(z - p_1) M_{\text{эгр}} + J_2 z M_{\text{вк}}]}{J_1 J_2}. \quad (13)$$

После использования производных базового равенства (12) можем исключить дифференциальное уравнение (7) из системы уравнений состояния, описывающих режим работы магнитного редуктора, а скорость выходного вала Ω_2 находить непосредственно из алгебраического равенства (12).

Для равновесия напряжений синхронной машины по оси d справедливо [6, 7, 9]

$$U_{m1} \sin \theta_1 = \omega_1 L_q I_{m1}. \quad (14)$$

Дифференцируя равенство (14) и используя выражения для производных тока и частоты (8) и (13), получим дифференциальное уравнение для угла нагрузки θ_1

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} = & \frac{\omega_1 (U_{m1} \cos \theta_1 - k\omega_1 - rI_{m1})}{U_{m1} \cos \theta_1} + \frac{L_q I_{m1}}{U_{m1} \cos \theta_1} \times \\ & \times \frac{k_1 [J_1(z - p_1)^2 + J_2 z^2] - [J_1(z - p_1) M_{\text{эгр}} + J_2 z M_{\text{вк}}]}{J_1 J_2}. \end{aligned} \quad (15)$$

Из решения системы дифференциальных уравнений (6), (8), (13) и (15), используя равенства (9), (11) и (12), находим Ω_1 , I_{m1} , ω_{11} , θ_1 , а также ω_1 и Ω_2 при заданных значениях E – входного напряжения инвертора и ω_{12} – регулирующей частоты тока статора.

При известных значениях скорости Ω_1 и момента $M_{\text{вк}}$ ветроколеса, момента $M_{\text{эгр}}$ электрогенератора можем, изменяя входное напряжение инвертора E или регулирующую частоту ω_{12} , воздействовать на скорость вращения электрогенератора Ω_2 .

Из решения уравнений (6), (13) с помощью равенства (12) для $E = 100$ В, $\omega_{12} = 200$ рад/с, $M_{\text{вк}} = 47,5$ Нм, $M_{\text{эгр}} = 5$ Нм, $J_1 = 1$ кг·м², $J_2 = 0,05$ кг·м² построены кривые рис. 2. В рассматриваемом режиме, как видно из рис. 2, коэффициент редукции будет равен

$$k_{\text{ред}} = \Omega_2 / \Omega_1 = 716,4 / 49,7 = 14,4.$$

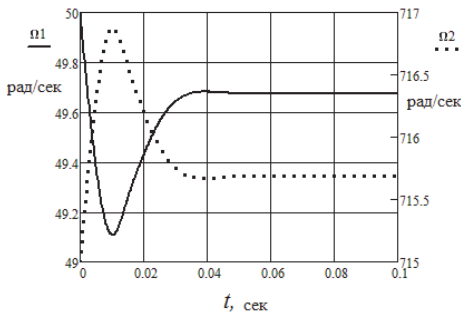


Рис. 2. Скорости валов магнитного редуктора

Решение уравнений (8), (13) с учётом равенств (10), (11) показано на рис. 3. График изменения угла нагрузки θ_1 , показанный на рис. 4, находился из решения уравнения состояния (15). На этом же рисунке приводится кривая изменения косинуса фазового угла φ_1 вектора тока обмотки статора относительно вектора напряжения. Поскольку, как отмечено выше, продольный ток статора I_d будет равен нулю, то угол φ_1 находился из равенства

$$\varphi_1 = -\theta_1. \tag{16}$$

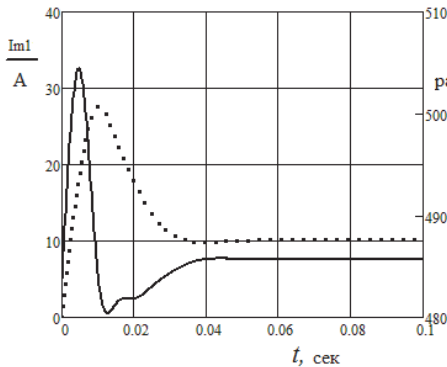


Рис. 3. Амплитуда и угловая частота тока статора

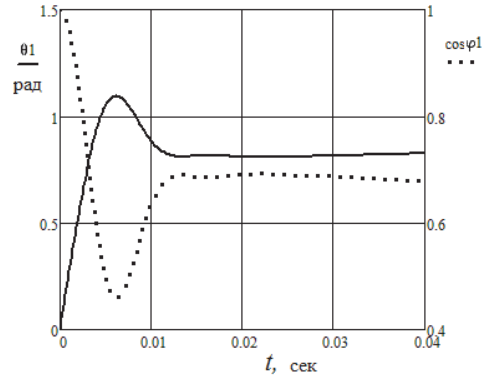


Рис. 4. Угол нагрузки и коэффициент мощности магнитного редуктора

Модель рассматриваемого магнитного редуктора в виде системы уравнений (1), (8), (13), (15) в форме Коши имеет вид

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\Omega_1}{dt} &= \frac{M_{\text{БК}}}{J_1} - \frac{k_1 \cdot z \cdot I_{m1}}{p_1 J_1}; \\ \frac{d\omega_{11}}{dt} &= \frac{k_1}{p_1} \left[\frac{(z-p_1)^2}{J_2} + \frac{z^2}{J_1} \right] I_{m1} - \frac{J_1(z-p_1)M_{\text{ЭГ}} + J_2 z M_{\text{БК}}}{J_1 J_2}; \\ \frac{dI_{m1}}{dt} &= -\frac{r}{L_q} I_{m1} + \frac{U_{m1} \cos \theta_1 - E_{0m}}{L_q}; \\ \frac{d\theta_1}{dt} &= \omega_1 - \frac{k\omega_1^2}{U_{m1} \cos \theta_1} + \frac{I_{m1}}{U_{m1} \cos \theta_1} \times \\ &\quad \times \left[\frac{L_q}{J_1 J_2} \cdot \frac{k_1}{p_1} \left(\frac{k_1}{p_1} [J_1(z-p_1)^2 + J_2 z^2] - [J_1(z-p_1)M_{\text{ЭГ}} + J_2 z M_{\text{БК}}] \right) - \omega_1 r \right]. \end{aligned} \right. \tag{17}$$

Линеаризованная математическая модель регулируемого магнитного редуктора при $\psi = 0$ упрощается, ее можно представить в виде [3, 4]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_1}{dt} = \frac{M_{\text{БК}}}{J_1} - \frac{k_1 z}{p_1 J_1} I_{m1}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{k_1}{p_1} \left[\frac{(z - p_1)^2}{J_2} + \frac{z^2}{J_1} \right] I_{m1} - \frac{J_1(z - p_1)M_{\text{ЭГ}} + J_2 z M_{\text{БК}}}{J_1 J_2}; \\ \frac{dI_m}{dt} = \frac{2E_{0m} - r I_{m1} - k(\omega_1 + \Delta\omega)}{\pi L_q}. \end{array} \right. \quad (18)$$

Эту модель также можно представить в виде

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_1}{dt} = A_{13} I_m + A_{14}; \\ \frac{d\omega}{dt} = A_{23} I_m + A_{24}; \\ \frac{dI_m}{dt} = A_{32} \omega + A_{33} I_m + A_{34}, \end{array} \right. \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} A_{13} &= -k_1 \frac{z}{J_1 p_1}; & A_{14} &= \frac{M_{\text{БК}}}{J_1}; \\ A_{23} &= k_1 \frac{J_1(z - p_1)^2 + J_2 z^2}{J_1 J_2 p_1}; \\ A_{24} &= -\frac{J_1(z - p_1)M_{\text{ЭГ}} + J_2 z M_{\text{БК}}}{J_1 J_2}; \\ A_{32} &= -\frac{k}{L_C}; & A_{33} &= -\frac{r}{L_C}; \\ A_{34} &= \frac{2E}{\pi L_C} + \Delta\omega \frac{k}{L_C}. \end{aligned}$$

Чтобы определить матрицы состояния и выхода системы, необходимо:

- задать векторы состояния и входа, определив тем самым порядок системы и порядок вектора входа;
- определить матрицы параметров уравнений.

Состояние системы определяется тремя переменными Ω_1 , ω_1 , I_m , задаем вектор состояния в виде

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \omega_1 \\ I_m \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Откуда порядок системы $n = 3$.

Вектор входа определяется управляющими сигналами, которыми являются напряжение питания статора E и $d\omega$, а также внешними воздействующими на систему извне факторами – моментами M_k и M_g . Поэтому вектор входа запишем в виде

$$\mathbf{U}(t) = \begin{bmatrix} M_k \\ M_g \\ E \\ d\omega \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Здесь так же, как и в векторе состояния, порядок следования компонентов может быть произвольным, но фиксированным в дальнейших операциях.

С учетом того, что наблюдаемыми выходными параметрами являются скорости вращения выходного и входного валов редуктора, порядок вектора выхода $m = 2$.

Уравнение состояния для рассматриваемой системы третьего порядка с вектором входа третьего порядка в общем виде представляет собой

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_k(t) \\ M_g(t) \\ E(t) \\ d\omega(t) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Раскрывая матричные скобки, получим

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_1(t)}{dt} &= a_{11}\Omega_1(t) + a_{12}\omega_1(t) + a_{13}I_m(t) + \\ &\quad + b_{11}M_k(t) + b_{12}M_g(t) + b_{13}E(t) + b_{14}d\omega(t); \\ \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= a_{21}\Omega_1(t) + a_{22}\omega_1(t) + a_{23}I_m(t) + \\ &\quad + b_{21}M_k(t) + b_{22}M_g(t) + b_{23}E(t) + b_{24}d\omega(t); \\ \frac{dI_m(t)}{dt} &= a_{31}\Omega_1(t) + a_{32}\omega_1(t) + a_{33}I_m(t) + \\ &\quad + b_{31}M_k(t) + b_{32}M_g(t) + b_{33}E(t) + b_{34}d\omega(t). \end{aligned} \quad (23)$$

Необходимо привести систему (18) в виду (23), для этого следует:

- расположить уравнения в порядке следования компонент в векторе состояния;
- расположить слагаемые в правых частях слева направо в порядке следования сначала компонент вектора состояния, затем вектора входа;
- отсутствующие слагаемые заменяем произведениями переменных на нулевые коэффициенты.

В результате коэффициенты в правых частях при соответствующих компонентах векторов состояния и входа будут компонентами искомым матриц уравнения состояния.

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Omega_1(t)}{dt} &= 0 \cdot \Omega_1(t) + 0 \cdot \omega_1(t) - \frac{k_1 z}{J_1 p_1} I_m(t) + \\
 &\quad + \frac{1}{J_1} M_k(t) + 0 \cdot M_g(t) + 0 \cdot E(t) + 0 \cdot d\omega(t); \\
 \frac{d\omega_1(t)}{dt} &= 0 \cdot \Omega_1(t) + 0 \cdot \omega_1(t) + \left[\frac{k_1 z^2}{J_1 p_1} + \frac{k_1 (z - p_1)^2}{J_2 p_1} \right] I_m(t) - \\
 &\quad - \frac{z}{J_1} M_k(t) - \frac{z - p_1}{J_2} M_g(t) + 0 \cdot E(t) + 0 \cdot d\omega(t); \\
 \frac{dI_m(t)}{dt} &= 0 \cdot \Omega_1(t) - \frac{k}{L_C} \omega_1(t) - \frac{r}{L_C} I_m(t) + \\
 &\quad + 0 \cdot M_k(t) + 0 \cdot M_g(t) + \frac{2}{\pi L_C} E_g(t) - \frac{k}{L_C} \cdot d\omega(t).
 \end{aligned} \tag{24}$$

По коэффициентам слагаемых в правых частях (24) получим искомые матрицы параметров уравнения состояния

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{k_1 z}{J_1 p_1} \\ 0 & 0 & \left[\frac{k_1 z^2}{J_1 p_1} + \frac{k_1 (z - p_1)^2}{J_2 p_1} \right] \\ 0 & -\frac{k}{L_C} & -\frac{r}{L_C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{z}{J_1} & -\frac{z - p_1}{J_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{\pi L_C} & -\frac{k}{L_C} \end{bmatrix} \tag{25}$$

Уравнение состояния в развернутом виде

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{k_1 z}{J_1 p_1} \\ 0 & 0 & \left[\frac{k_1 z^2}{J_1 p_1} + \frac{k_1 (z - p_1)^2}{J_2 p_1} \right] \\ 0 & -\frac{k}{L_C} & -\frac{r}{L_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix} + \\
 &\quad + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{z}{J_1} & -\frac{z - p_1}{J_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{\pi L_C} & -\frac{k}{L_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_k(t) \\ M_g(t) \\ E(t) \\ d\omega(t) \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{27}$$

Вид уравнения выхода определяется тем, какие компоненты вектора состояния доступны для наблюдения. В данном случае это скорость ветроколеса, ω_1 и ток статора. Тогда имеем следующее уравнение выхода:

$$\mathbf{Y}(t) = \begin{bmatrix} Y_1(t) \\ Y_2(t) \\ Y_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \omega_1 \\ I_m \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1(t) \\ \omega_1(t) \\ I_m(t) \end{bmatrix}, \quad (28)$$

откуда

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Скорость выходного вала Ω_2 связана со скоростью входного вала – мультипликатора Ω_1 соотношением

$$\Omega_2 = \frac{z\Omega_1 + \omega}{z - p_1}.$$

На основе представленной модели в виде уравнений состояния разработана структурная схема замкнутой системы управления регулируемого магнитного редуктора с 2-канальным ПИД-регулятором, представленная на рис. 5. Первый канал регулятора обеспечивает отработку изменения нагрузки, второй – стабилизацию скорости вращения выходного вала путем регулирования частоты выходного напряжения статического преобразователя.

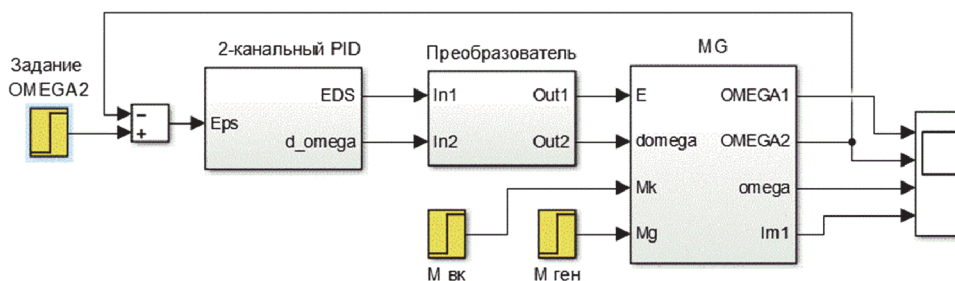


Рис. 5. Структурная схема замкнутой системы стабилизации скорости выходного вала регулируемого магнитного редуктора

На рис. 6 показаны результаты моделирования переходного процесса при пуске и скачке момента на входном валу, что, например, может иметь место при изменении скорости ветра.

Для исследований экспериментального образца регулируемого магнитного редуктора разработан специализированный испытательный стенд, структурная схема которого показана на рис. 7.

Входной вал регулируемого магнитного редуктора Р1 приводится во вращение с помощью вентильного двигателя М1, питаемого управляемым преобразователем частоты ПЧ1. Выходной вал магнитного редуктора вращает вентильный двигатель М2, работающий в генераторном режиме и нагру-

женный на нагрузку НУ. Статорная обмотка магнитного редуктора питается преобразователем частоты ПЧ2, управление которым осуществляется с учетом сигнала датчика положения ротора ДПР.

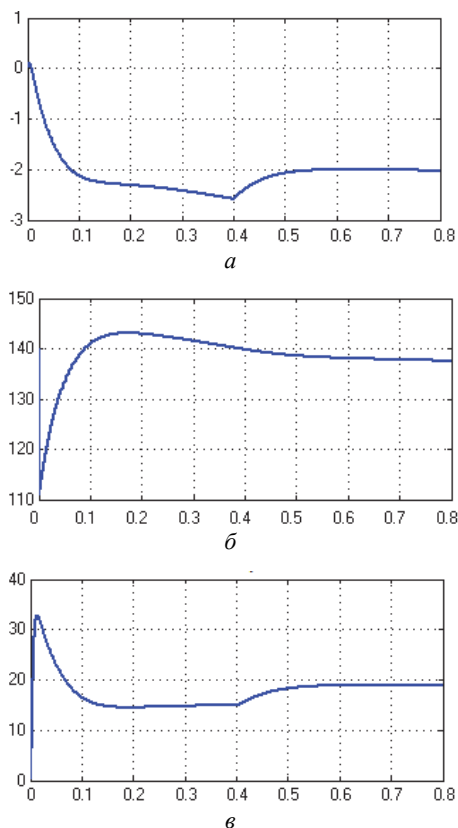


Рис. 6. Переходный процесс при пуске и скачке момента на входном валу: a – скорость входного вала ; b – скорость выходного вала; v – ток статора

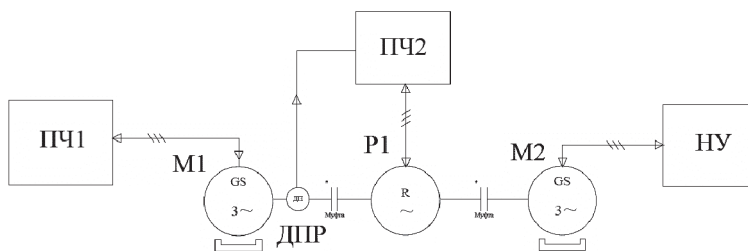


Рис. 7. Структурная схема испытательного стенда

Результаты предварительных испытаний подтвердили работоспособность регулируемого магнитного редуктора и реализуемость ожидаемых технических характеристик.

Один из действующих макетов магнитного редуктора, показанный на рис. 8, неоднократно экспонировался на различных выставках и совещаниях, вызывая интерес специалистов.

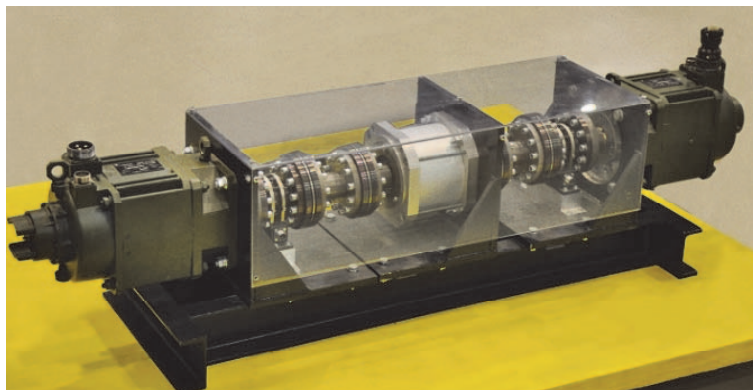


Рис. 8. Макет магнитного редуктора

Выводы. Рассматривается магнитный редуктор, который возможно использовать, например, в режиме мультипликатора ветроустановки, когда наружный тихоходный ротор (мультипликатор) является входным, а внутренний скоростной ротор (с постоянными магнитами) – выходным.

Представлены дифференциальные уравнения равновесия электрического и механических каналов редуктора, коэффициент редукции которого можно регулировать, изменяя фазу тока статора и входное напряжение инвертора преобразователя частоты. Приведены результаты решений уравнений для экспериментального образца регулируемого магнитного редуктора, описывающие динамические характеристики электрической машины.

На основе линеаризованной системы уравнений состояния предложены модель системы управления регулируемого магнитного редуктора и ее структурная схема, позволяющая стабилизировать частоту вращения электрогенератора ветроэлектрической установки при переменной скорости ветра. Кратко проиллюстрировано внедрение результатов исследования.

Литература

1. *Афанасьев А.А.* Аналитические и численные методы решения задач электромеханики на основе комплексного магнитного потенциала. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. 430 с.
2. *Афанасьев А.А.* Электромагнитные моменты магнитного редуктора // *Электричество*. 2019. № 2. С. 54–59.
3. *Афанасьев А.А., Генин В.С.* Математическая модель регулируемого электромагнитного редуктора с трёхфазной обмоткой статора // *Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы XII Всерос. науч.- техн. конф. (ИТЭЭ-2020)*. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 9–11.
4. *Афанасьев А.А., Генин В.С., Исломов И.И., Калинин А.Г., Токмаков Д.А.* Регулируемый магнитный редуктор // *Электротехника*. 2017. № 7. С. 55–59.
5. *Афанасьев А.А., Дмитренко А.М., Ефимов В.В.* Магнитная проводимость модулятора магнитного редуктора // *Электротехника*. 2017. № 7. С. 11–14.

6. Беспалов В.Я., Котеленец Н.Ф. Электрические машины. М.: ИЦ «Академия», 2006. 320 с.
7. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980. 256 с.
8. Дергачёв П.А., Курбатов П.А., Молоканов О.Н. Магнитный мультипликатор с регулируемым передаточным отношением для ветровых и малых гидравлических электростанций // Электротехника. 2013. № 4. С. 33.
9. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высш. шк., 1989. 312 с.
10. Jabin Wang, Kais Atallah, Carvley S.D. A Magnetic Continuously Variable Transmission Device. *IEEE Transactions on magnetic*, 2011, vol. 47, no. 10, pp. 2815–2818.
11. Jian Linni, Chau K.T., Yu Gong a.o. Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Topologies. *IEEE Transactions on magnetic*, 2009, vol. 45, no. 10, pp. 4526–4529.
12. Oka M., Todaka T., Enokizono M. Study on Force–Transmissibility of a Magnetic Gear by Using 3-D Boundary Element Analysis. *Material Science Forum*, 2014, vol. 792, p. 221.

АФАНАСЬЕВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматизации и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (afan39@mail.ru).

ГЕНИН ВАЛЕРИЙ СЕМЁНОВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматизации и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (v.s.genin@mail.ru).

ВАТКИН ВЛАДИМИР АЛЕКСАНДРОВИЧ – кандидат технических наук, главный конструктор по электрическим машинам, АО «ЧЭАЗ», Россия, Чебоксары (vatkinv@ya.ru).

ИВАНОВА НАДЕЖДА НИКОЛАЕВНА – кандидат технических наук, доцент кафедры математического и аппаратного обеспечения информационных систем, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (niva_mail@mail.ru).

Alexander A. AFANASYEV, Valeriy S. GENIN,
Vladimir A. VATKIN, Nadezhda N. IVANOVA

MODEL OF AN ADJUSTABLE ELECTROMAGNETIC GEARBOX WITH A THREE-PHASE STATOR WINDING IN THE STATE SPACE

Key words: magnetic gearbox, stator with three-phase winding, frequency converter, rotor-multiplier, rotor with permanent magnets, equations of state.

A magnetic gearbox with a three-phase stator winding, powered by a static frequency converter with a sinusoidal current, which is in phase or in antiphase with the EMF of the idling winding, will have in this mode the maximum values of the electromagnetic moments of the shafts proportional to the stator current. Such a gearbox will have no “overtuning” of the rotors as long as the frequency converter is able to increase its current with increasing load.

The electromagnetic moments of the rotors of the magnetic gear are a consequence of the presence of the electromagnetic moment of the stator. The electromagnetic moments of the rotors are rigidly related to the electromagnetic moment of the stator through constant coefficients.

A mathematical model of an adjustable magnetic gearbox with a three-phase stator winding and the results of modeling a dynamic system are presented. Offers the structure of the output shaft speed stabilization system, such as a wind turbine. The introduction of the main research results is illustrated.

References

1. Afanasyev A.A. *Analiticheskie i chislennyye metody resheniya zadach elektromekhaniki na osnove kompleksnogo magnitnogo potentsiala* [Analytical and numerical methods of solving the problems of electromechanics based on complex magnetic potential]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2017, 430 p.

2. Afanasyev A.A. *Elektromagnitnye momenty magnitnogo reduktora* [magnetic REDUCING Gear's Electromagnetic Torques]. *Elektrichestvo*, 2019, no. 2, pp. 54–59.
3. Afanasyev A.A., Genin V.S. *Matematicheskaya model' reguliruemogo elektromagnitnogo reduktora s trekhfaznoi obmotkoi statora* [Mathematical Model of Adjustable Electromagnetic Gearbox with Three-Phase Stator Winding]. In: *Informatsionnye tekhnologii v elektrotekhnike i elektroenergetike: materialy KhII Vseros. nauch. – tekhn. konf. (ITEE-2020)* [Proc. of 12th Rus. Sci. Conf. «Information technology in Electrical Engineering and Electricity (ITEE-2020)»]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2020, pp. 9–11.
4. Afanasyev A.A., Genin V.S., Islomov I.I., Kalinin A.G., Tokmakov D.A. *Reguliruemyy magnitnyi reduktor* [Adjustable Magnetic Gearbox]. *Elektrotehnika*, 2017, no. 7, pp. 55–59.
5. Afanasyev A.A., Dmitrenko A.M., Efimov V.V. *Magnitnaya provodimost' modulyatora magnitnogo reduktora* [Magnetic Conductivity of Magnetic Gearbox Modulator]. *Elektrotehnika*, 2017, no. 7, pp. 11–14.
6. Bepalov V.Ya., Kotelenets N.F. *Elektricheskie mashiny* [Electric Machines]. Moscow, Akademiya Publ., 2006, 320 p.
7. Vazhnov A.I. *Perekhodnye protsessy v mashinakh peremennogo toka* [Transitional Processes in AC Machines]. Leningrad, Energiya Publ., 1980, 256 p.
8. Dergachev P.A., Kurbatov P.A., Molokanov O.N. *Magnitnyi mul'tiplikator s reguliruemym peredatochnym otnosheniem dlya vetrovykh i malykh gidravlicheskikh elektrostantsii* [Magnetic Multiplier with Adjustable Transmission Ratio for Wind and Small Hydraulic Power Plants]. *Elektrotehnika*, 2013, no. 4, p. 33.
9. Ivanov-Smolenskii A.V. *Elektromagnitnye sily i preobrazovanie energii v elek-tricheskikh mashinakh* [Electromagnetic Forces and Energy Conversion in Electric Machines]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1989, 312 p.
10. Jiabin Wang, Kais Atallah, Carvley S.D. A Magnetic Continuously Variable Transmission Device. *IEEE Transactions on magnetic*, 2011, vol. 47, no. 10, pp. 2815–2818.
11. Jian Linni, Chau K.T., Yu Gong a.o. Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Topologies. *IEEE Transactions on magnetic*, 2009, vol. 45, no. 10, pp. 4526–4529.
12. Oka M., Todaka T., Enokizono M. Study on Force–Transmissibility of a Magnetic Gear by Using 3-D Boundary Element Analysis. *Material Science Forum*, 2014, vol. 792, p. 221.

ALEXANDER A. AFANASYEV – Doctor of Technical Sciences, Professor of Management and Computer Science in Technical Systems Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (afan39@mail.ru).

VALERIY S. GENIN – Doctor of Technical Sciences, Professor of Management and computer science in Technical Systems Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (v.s.genin@mail.ru).

VLADIMIR A. VATKIN – Candidate of Technical Sciences, Chief Designer of Electrical Machines, JSC «ChEAZ», Russia, Cheboksary (vatkinv@ya.ru).

NADEZHDA N. IVANOVA – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor, Mathematical and Hardware Information Systems Department, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (naadeezdaa@rambler.ru).

Формат цитирования: Афанасьев А.А., Генин В.С., Ваткин В.А., Иванова Н.Н. Модель регулируемого электромагнитного редуктора с трёхфазной обмоткой статора в пространстве состояний // Вестник Чувашского университета. – 2021. – № 1. – С. 5–18. DOI: 10.47026/1810-1909-2021-1-5-18.