

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.3.07

А.В. Григорьев

УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ И ПОТОКОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В [1] рассматривается вариант управления моментом электрической машины (ЭМ) переменного тока. При использовании этого способа электромагнитный момент двигателя поддерживаться в соответствии с заданным значением, но модуль вектора потокосцепления изменяется таким образом, что его годограф описывает в пространстве геометрическую фигуру с точками разрыва 2-го рода (ромб для двухфазной обобщенной машины).

Это приводит к увеличению потерь в стали ЭМ из-за появления высших гармонических составляющих в поле статора, а при некоторых обстоятельствах и к насыщению машины. В настоящее время для уменьшения потерь вследствие насыщения применяют ограничение амплитуды вектора потокосцепления статора [2]. Кроме того, при изменении модуля вектора потокосцепления статора изменяется амплитуда вектора тока статора, что связано с изменением потребления реактивной мощности ЭМ из сети. Следовательно, за счет регулирования амплитуды вектора потока можно уменьшить потери в обмотках ЭМ.

Повышение качества управления с позиций энергосбережения можно обеспечить за счет использования записи целевого функционала в виде

$$J = \inf \int_0^t \left[(M_z - M)^2 + k(\Psi_z - |\Psi_s|)^2 \right] dt,$$

где M_z - задаваемое (необходимое) значение электромагнитного момента двигателя, M - мгновенное значение электромагнитного момента двигателя, Ψ_z - задаваемое значение модуля вектора потокосцепления статора, $|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{S\alpha}^2 + \Psi_{S\beta}^2}$ - действительное (вычисленное) значение модуля вектора потокосцепления статора, $\Psi_{S\alpha}, \Psi_{S\beta}$ - составляющие векторов потокосцеплений статора и ротора по осям координатной системы α - β , неподвижной относительно статора, k - весовой коэффициент.

Для решения задачи управления электромагнитным моментом асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД) запишем модель двигателя в неподвижной системе координат α - β [3] - где

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{S\alpha}}{dt} = U_{S\alpha} - R_S \left(\frac{\Psi_{S\alpha}}{L_S'} - \frac{k_R}{L_S'} \Psi_{R\alpha} \right), \\ \frac{d\Psi_{S\beta}}{dt} = U_{S\beta} - R_S \left(\frac{\Psi_{S\beta}}{L_S'} - \frac{k_R}{L_S'} \Psi_{R\beta} \right), \\ \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} = -R_R \left(\frac{\Psi_{R\alpha}}{L_R'} - \frac{k_S}{L_R'} \Psi_{S\alpha} \right) - p\omega \Psi_{R\beta}, \\ \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} = -R_R \left(\frac{\Psi_{R\beta}}{L_R'} - \frac{k_S}{L_R'} \Psi_{S\beta} \right) + p\omega \Psi_{R\alpha}, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_c), \end{cases}$$

$\Psi_{S\alpha}, \Psi_{S\beta}, \Psi_{R\alpha}, \Psi_{R\beta}$ - составляющие векторов потокосцеплений статора и ротора по осям координатной системы α - β , неподвижной относительно статора; $U_{S\alpha}, U_{S\beta}, U_{R\alpha}, U_{R\beta}$ - составляющие векторов напряжений статора и ротора по осям координатной системы α - β ; p - число пар полюсов двигателя; ω - круговая частота вращения ротора двигателя; $R_S, R_R, L_S' = L_{SI} + k_S L_m, L_R' = L_{RL} + k_R L_m, k_S, k_R$ - активное сопротивление статора, ротора, переходные индуктивности статора и ротора, коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора соответственно; J - момент инерции ротора двигателя; M, M_c - момент электромагнитный двигателя и момент сопротивления механизма соответственно.

При использовании принципа максимума Л. Понtryгина необходимая вспомогательная функция запишется:

$$\begin{aligned}
H(\Psi_S, \Psi_R, U_S, U_R, \alpha) = & \psi_1 \left(U_{S\alpha} - R_S \left(\frac{\Psi_{S\alpha}}{L_S} - \frac{k_R}{L_S} \Psi_{R\alpha} \right) \right) + \psi_2 \left(U_{S\beta} - R_S \left(\frac{\Psi_{S\beta}}{L_S} - \frac{k_R}{L_S} \Psi_{R\beta} \right) \right) + \\
& + \psi_3 \left(-R_R \left(\frac{\Psi_{R\alpha}}{L_R} - \frac{k_S}{L_R} \Psi_{S\alpha} \right) - p\omega \Psi_{R\beta} \right) + \psi_4 \left(-R_R \left(\frac{\Psi_{R\beta}}{L_R} - \frac{k_S}{L_R} \Psi_{S\beta} \right) + p\omega \Psi_{R\alpha} \right) + \\
& + \psi_5 \frac{1}{J} \left(C(\Psi_{S\beta} \Psi_{R\alpha} - \Psi_{S\alpha} \Psi_{R\beta}) - M_C \right) + \psi_0 \left[(M_Z - C(\Psi_{S\beta} \Psi_{R\alpha} - \Psi_{S\alpha} \Psi_{R\beta}))^2 + k \left(\Psi_Z - \sqrt{\Psi_{S\alpha}^2 + \Psi_{S\beta}^2} \right)^2 \right];
\end{aligned}$$

где $\psi_i, i = 0..5$ - составляющие ненулевой вектор - функции $\bar{\psi}$.

Условия трансверсальности дополнительно обеспечивают:

$$\begin{cases} \psi_1 = \psi_0 \frac{\partial f_0(\Psi_S, \Psi_R, U_S, U_R)}{\partial \Psi_{R\alpha}} \frac{L_S'}{R_S \cdot k_R} = -\frac{2CL_S'}{R_S k_R} \Psi_{S\beta} (M_Z - M) + 2k k_S \frac{\Psi_{S\alpha}}{|\Psi_S|} (\Psi_Z - |\Psi_S|), \\ \psi_2 = \psi_0 \frac{\partial f_0(\Psi_S, \Psi_R, U_S, U_R)}{\partial \Psi_{R\beta}} \frac{L_S'}{R_S \cdot k_R} = \frac{2CL_S'}{R_S k_R} \Psi_{S\alpha} (M_Z - M) + 2k k_S \frac{\Psi_{S\beta}}{|\Psi_S|} (\Psi_Z - |\Psi_S|) \end{cases}$$

Основным условием оптимальности процесса управления применительно к рассматриваемой задаче является [4]:

$$\bar{\psi} \times \bar{U} = \max \quad (1)$$

где $\bar{U} = [U_1, U_2, U_3 \dots]$ - вектор управляющих воздействий.

Если в качестве управляющих воздействий воспринимать напряжение, подаваемое на статор двигателя, то условие максимума (1) примет вид:

$$\begin{aligned}
& \left[-\frac{2CL_S'}{R_S k_R} \Psi_{S\beta} (M_Z - M) + \frac{2k L_S' k_S}{R_S k_R} \frac{\Psi_{S\alpha}}{|\Psi_S|} (\Psi_Z - |\Psi_S|) \right] U_{S\alpha} + \\
& + \left[\frac{2CL_S'}{R_S k_R} \Psi_{S\alpha} (M_Z - M) + \frac{2k L_S' k_S}{R_S k_R} \frac{\Psi_{S\beta}}{|\Psi_S|} (\Psi_Z - |\Psi_S|) \right] U_{S\beta} \rightarrow \max \quad (2)
\end{aligned}$$

Из (2) следует, что для оптимального управления электромагнитным моментом и потокосцеплением статора АД необходимо, чтобы составляющие напряжения статора изменялись в соответствии со следующими условиями:

$$\text{Если } -\Psi_{S\alpha} \Psi_{S\beta} (M_Z - M) (\Psi_Z - |\Psi_S|) < 0, \text{ то } \begin{cases} U_{S\alpha} = 0, \\ U_{S\beta} = U_{S\max} \text{ при } \Psi_{S\alpha} (M_Z - M) > 0, \\ U_{S\beta} = -U_{S\max} \text{ при } \Psi_{S\alpha} (M_Z - M) \leq 0. \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{Если } -\Psi_{S\alpha} \Psi_{S\beta} (M_Z - M) (\Psi_Z - |\Psi_S|) \geq 0, \text{ то } \begin{cases} U_{S\alpha} = U_{S\max} \text{ при } -\Psi_{S\beta} (M_Z - M) > 0, \\ U_{S\alpha} = -U_{S\max} \text{ при } -\Psi_{S\beta} (M_Z - M) > 0, \\ U_{S\beta} = 0. \end{cases}$$

Если сравнить полученные результаты с выражениями по [1], то видно, что в выражениях (3) появилось третье нулевое состояние составляющих вектора напряжения статора. Это обстоятельство снижает эффективность регулирования момента (в особенности при низкой частоте вращения) [4]. Однако в предлагаемом варианте управления появилась возможность управлять модулем вектора потокосцепления статора, аналогично [5].

На рис. 1 представлены графики электромагнитного момента, момента сопротивления, частоты вращения ротора двигателя в режимах: пуска двигателя вхолостую и дальнейшей работой с гармонической нагрузкой в момент времени 0,5 с по варианту, описанному в [1] (а) и по предлагаемому варианту (б).

На рис. 2 представлен годограф вектора потокосцепления статора: при управлении по варианту [1] (а) и по предлагаемому варианту (б).

На рис. 3 показаны графики тока статора: при управлении по варианту [1] (а) и при управлении по предлагаемому варианту (б).

Исходя из представленных графиков, можно сделать вывод, что для точного поддержания заданного момента нет необходимости поддерживать модуль вектора потокосцепления на постоянном уровне, что является основным обоснованием классического DTC. При этом структура системы управления в соответствии с [1] проще, т.к. в ней отсутствует контур регулирования модуля вектора потокосцепления статора. Однако такое упрощение приводит к искажению траектории потока статора, что вызывает увеличение потерь в стали и появление импульсов тока в обмотках статора (рис. 2а).

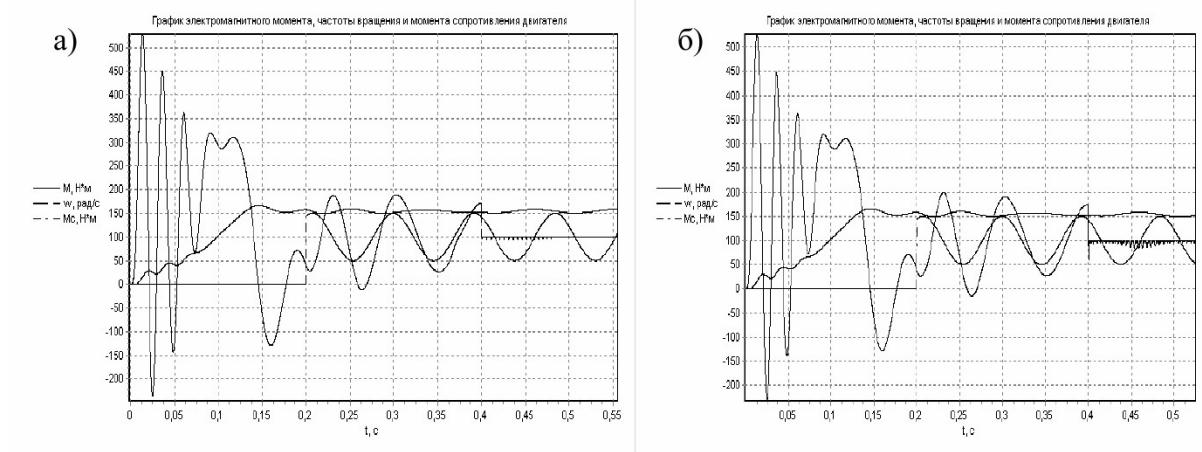


Рис.1. Изменение электромагнитного момента, частоты вращения и момента сопротивления двигателя: по способу управления [1] (а), по предлагаемому способу управления (б).

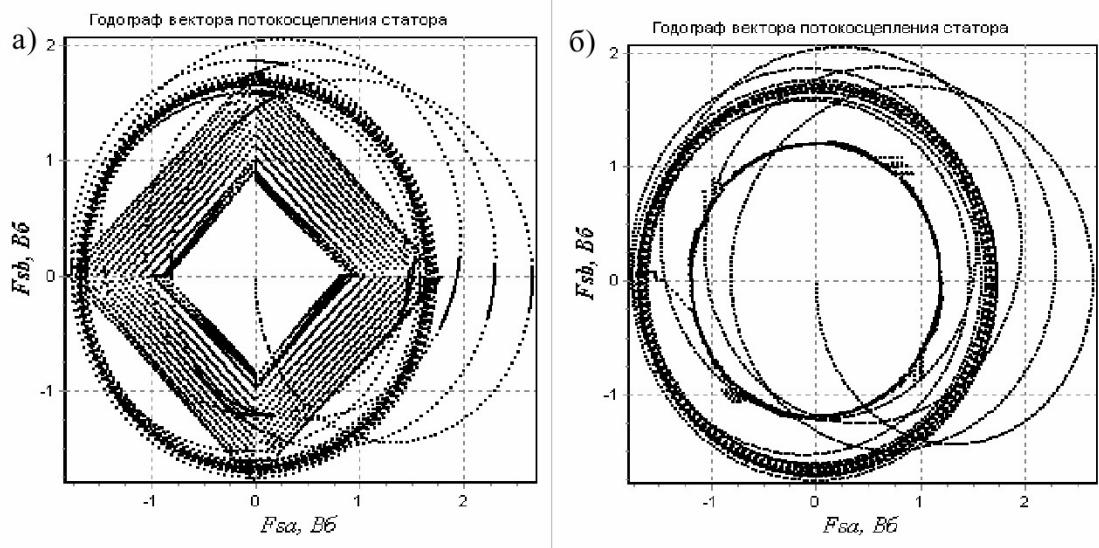


Рис.2. Годографы векторов потокосцепления статора: по способу управления [1] (а), по предлагаемому способу управления (б)

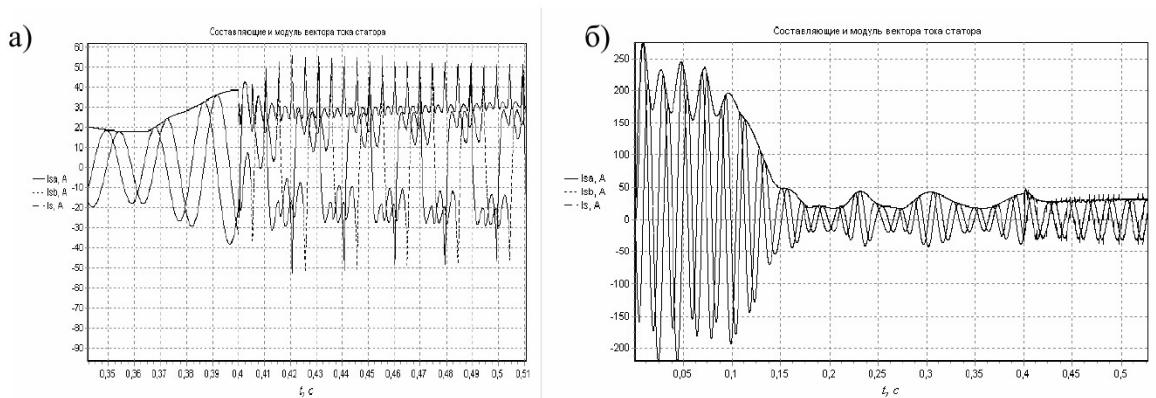


Рис.3. Изменение токов статора и ротора двигателя: по способу управления [1] (а), по предлагаемому способу управления (б)

Для исключения импульсов тока в обмотках статора необходимо исключить точки разрыва второго рода из траектории движения вектора потокосцепления статора. Как видим из графика (рис. 2б) круговая траектория, формируемая в соответствии с предлагаемым вариантом управления, исключает импульсы тока.

Таким образом, в статье предложен новый вариант управления электрической машиной переменного тока, позволяющий:

- управлять модулем вектора потока статора;
- управлять электромагнитным моментом машины.

Предложенный вариант является более целесообразным с позиции энергосбережения, однако точность регулирования момента при нем ниже, чем в варианте [1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ещин Е.К. Задача управления электромагнитным моментом асинхронного электродвигателя – прямое управление моментом// Вестн. КузГТУ №6.2, 2006. С.61-63.
2. Бичай В.Г., Пиза Д.М., Потапенко Е.Е., Потапенко Е.М. Состояние, тенденции и проблемы в области методов управления асинхронными двигателями // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 2001. - №1. – с. 138-163.
3. Ещин Е.К. Электромеханические системы многодвигательных электроприводов. Моделирование и управление. – Кемерово: Кузбасский гос. техн. ун-т, 2003. – 247 с.
4. Marian P. Kazmierkowski and Andrzej B. Kasprowicz. Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives // IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 42. NO. 4, AUGUST 1995.
5. Takahashi I. and Noguchi T. “A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, Sept-Oct. 1986.

Автор статьи:

Григорьев
Александр Васильевич
- аспирант каф. вычислительной
техники и информационных техно-
логий