

ДЕМПФИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ РОТОРА ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ В СИНХРОННОМ РЕЖИМЕ

С.Г. Воронин, Д.А. Курносков, А.С. Кульмухаметова

Основным недостатком работы вентильных двигателей в синхронном режиме является достаточно высокая колебательность ротора, присущая всем синхронным двигателям и приводящая к неравномерности вращения ротора. В настоящей статье дается теоретическое обоснование и пример конкретной реализации одного из способов демпфирования колебаний ротора двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в синхронном режиме путем введения обратной связи по току статора с воздействием на фазу напряжения питания.

Ключевые слова: вентильный двигатель, демпфирование колебаний, синхронный режим работы вентильного двигателя.

Постановка задачи

Система векторного управления синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов реализуется относительно просто, если имеет датчик углового положения ротора с высокой разрешающей способностью. Однако если по конструктивным или габаритным ограничениям такой датчик отсутствует, то возможно только косвенное определение углового положения ротора по сигналам с датчиков тока и напряжения. Для этого используются достаточно сложные алгоритмы с привлечением большого объема вычислительных ресурсов [1, 2]. Между тем, в некоторых случаях, когда момент сопротивления на валу двигателя изменяется незначительно, можно использовать упрощенный вид векторного управления – так называемый управляемый синхронный режим работы [3]. При реализации такого режима на статорную обмотку двигателя подается трехфазное синусоидальное напряжение, как в классическом синхронном двигателе. Это обеспечивает плавное вращение вектора поля статора. Для того чтобы ротор двигателя при этом не выходил из синхронного режима, используются сигналы с дискретного датчика положения ротора (ДПР), например, на основе датчиков Холла, установленных в воздушном зазоре двигателя. По сигналам с дискретного ДПР осуществляется грубый контроль углового положения ротора относительно статора. Если это угловое рассогласование достигнет некоторого критического значения, меняется напряжение пи-

тания двигателя так, чтобы это рассогласование приблизить к нужному значению [4]. В установившемся режиме, когда нет больших возмущений, ротор двигателя вращается со скоростью вращения поля статора. Однако, как известно, ротор синхронного двигателя склонен к колебаниям, поэтому во многих случаях для устранения этих колебаний на нем устанавливают демпфирующую обмотку. В двигателях с возбуждением от постоянных магнитов наличие такой обмотки существенно усложняет конструкцию ротора и не всегда решает проблему колебательности, кроме того, ухудшает общие динамические свойства двигателя. В настоящей статье даются теоретическое обоснование и пример конкретной реализации одного из способов демпфирования колебаний ротора двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в синхронном режиме путем введения обратной связи (ОС) по току статора с воздействием на фазу напряжения питания.

Уточнение математической модели синхронного двигателя в режиме малых колебаний

Структурную схему вентильного двигателя (ВД) в режиме синхронного вращения получим из упрощенной математической модели двигателя, представленной в [5, 6], приняв в ней угол коммутации переменным $\theta = \text{var}$ (рис. 1).

На рис. 1 обозначено: ε_0 – заданная синхронная относительная скорость вращения ротора, где

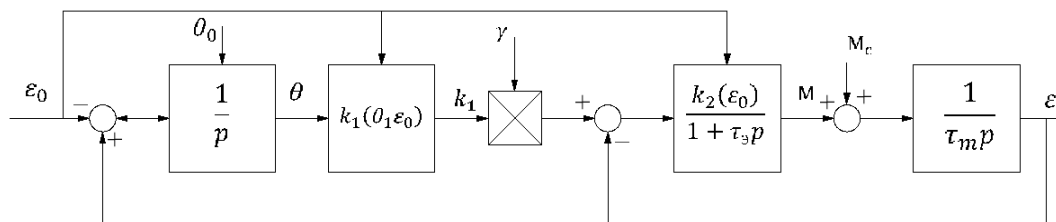


Рис. 1. Структурная схема ВД в режиме синхронного вращения

Электромеханические системы

за базовое значение скорости принята скорость идеального холостого хода ω_0 при $\theta=0$; p – оператор дифференцирования; $\tau_3 = \omega_0 L/R$ – относительная электромагнитная постоянная фазной обмотки; L, R – соответственно полная индуктивность и активное сопротивление фазной обмотки; τ_m – относительное значение электромеханической постоянной времени, равное произведению абсолютной постоянной T_m на скорость холостого хода; коэффициенты $k_1(\theta, \varepsilon_0)$ и $k_2(\varepsilon_0)$ определяются по выражениям:

$$k_1(\theta, \varepsilon_0) = \cos \theta + \varepsilon_0 \tau_3 \sin \theta; \quad (1)$$

$$k_2(\varepsilon_0) = 1 / \left[1 + (\varepsilon_0 \tau_3)^2 \right]. \quad (2)$$

Как видно из структурной схемы, модель ВД является нелинейной как по отношению к входным воздействиям, так и к выходному сигналу. Это обстоятельство существенно затрудняет анализ динамических и статических режимов ВД. Проведем линеаризацию математической модели. Для этого применим стандартный метод линеаризации с разложением в ряд Тейлора нелинейных функций в окрестности опорной траектории и усечением до линейных членов [7]. В результате после достаточно громоздких преобразований получим линеаризованную структурную схему ВД (рис. 2).

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_3} & \frac{-1}{\tau_3 [1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]} & \frac{\bar{\gamma} [\bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \cos \bar{\theta} - \sin \bar{\theta}]}{\tau_3 [1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]} \\ \frac{1}{\tau_m} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\cos \bar{\theta} + \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \sin \bar{\theta}}{\tau_3 [1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]} & \frac{\bar{\gamma} [\bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \cos \bar{\theta} - \sin \bar{\theta}]}{\tau_3 [1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]} & \frac{\bar{\gamma} \sin \bar{\theta} - \bar{\gamma} \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 [2 \cos \bar{\theta} + \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \sin \bar{\theta}] + 2 \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \bar{\varepsilon}}{[1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_m} \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (6)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

В отличие от схемы на рис. 1 в данной структурной схеме учитывается возможность регулирования фазного напряжения управляющим сигналом γ . Кроме того, обозначено:

$$k_3(\bar{\theta}, \bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}_0) = \bar{\gamma} (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \cos \bar{\theta} - \sin \bar{\theta}); \quad (3)$$

$$k_4(\bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}_0) = \frac{\tau_3 [\bar{\gamma} \sin \bar{\theta} - \bar{\gamma} \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 (2 \cos \bar{\theta} + \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \sin \bar{\theta}) + 2 \bar{\varepsilon}_0 \bar{\varepsilon} \tau_3]}{[1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2]}; \quad (4)$$

$$\bar{\theta} = \bar{\vartheta} + \bar{\theta}_0.$$

Черточками сверху обозначены опорные значения координат, относительно которых осуществляется линеаризация.

Линеаризованная модель, представленная в пространстве состояний, может быть переписана в следующем виде (уравнения записаны в отклонениях относительно опорной траектории системы):

$$\dot{x} = Ax + Bu;$$

$$y = Cx + Du.$$

Здесь помимо векторов состояния $x = (\mu, \varepsilon, \vartheta)^T$ и входных воздействий $u = (\gamma, \theta_0, \varepsilon_0, \mu_c)^T$ введен вектор выходных переменных $y = (\mu, \varepsilon, \theta)^T$. Для матриц A, B, C и D справедливы формулы (5)–(8).

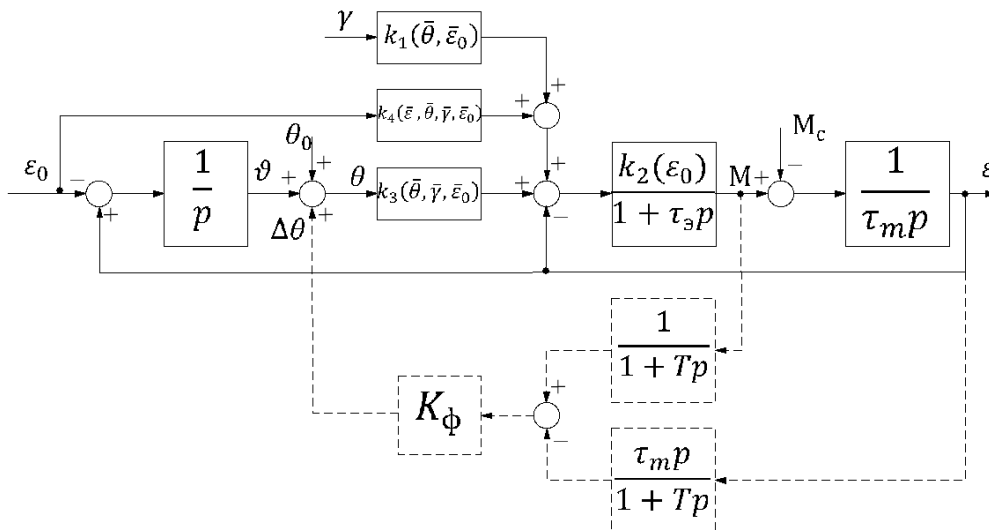


Рис. 2. Линеаризованная структурная схема ВД в режиме синхронного вращения

Изображения векторов состояния и выхода будут иметь вид:

$$x(p) = (pE - A)^{-1} Bu(p);$$

$$y(p) = [C(pE - A)^{-1} B + D] u(p).$$

Матрица взаимосвязи между выходными переменными и входными воздействиями при нулевых начальных условиях называется матричной передаточной функцией и обозначается

$$W(p) = C(pE - A)^{-1} B + D.$$

Она представляет собой матрицу со следующими компонентами:

$$W(p) = \begin{bmatrix} W_{11}(p) & W_{12}(p) & W_{13}(p) & W_{14}(p) \\ W_{21}(p) & W_{22}(p) & W_{23}(p) & W_{24}(p) \\ W_{31}(p) & W_{32}(p) & W_{33}(p) & W_{34}(p) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $W_{ij}(p) = y_i(p)/u_j(p)$ – скалярные передаточные функции, связывающие две координаты. Например, $W_{11}(p)$ связывает электромагнитный момент двигателя μ с управляющим сигналом θ_0 и имеет вид

$$W_{12}(p) = \frac{\mu(p)}{\theta_0(p)} = \frac{\tau_m p^2 \bar{\gamma} (\sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \cos \bar{\theta})}{\left[1 + (\bar{\varepsilon}_0 \tau_3)^2 \right] (\tau_3 \tau_m p^3 + \tau_m p^2) + p + \bar{\gamma} (\sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon}_0 \tau_3 \cos \bar{\theta})}.$$

Другие передаточные функции будут отличаться только числителем, связывая другие координаты.

Матричная передаточная функция (9) может быть использована как для аналитического исследования динамических процессов, так и для синтеза корректирующих устройств. Ее анализ позволяет сформулировать различные стратегии управления вентильным приводом из всех режимов его работы. Рассмотрим одну из них.

Практическая реализация корректирующего воздействия в электроприводе

Рассмотрим синхронный режим работы ВД. Для повышения точности поддержания скорости при колебаниях нагрузки введем в закон управления составляющую, зависящую от вариации электромагнитного момента. Такая дополнительная ОС в зависимости от поддерживаемого скоростного режима и величины нагрузки должна корректировать либо амплитуду γ , либо фазу θ_0 напряжения питания ВД. Реализуем последний вариант коррекции. Технически такая реализация достаточно проста. Информация о величине момента нагрузки двигателя может быть получена с помощью редуцированного наблюдателя [8] в соответствии с выражением

$$\hat{\mu}_c(p) = W_\varepsilon(p) \varepsilon(p) + W_\mu(p) \mu(p),$$

где $W_\varepsilon(p)$, $W_\mu(p)$ – корректирующие передаточные функции по соответствующим переменным. Последние могут быть выбраны в следующем виде

$$W_\varepsilon(p) = \frac{-\tau_m p}{1 + Tp};$$

$$W_\mu(p) = \frac{1}{1 + Tp}.$$

Здесь постоянная времени T подлежит настройке.

На основе этой информации корректирующее устройство формирует управляющий сигнал в виде фазового сдвига опорных импульсов, задающих частоту напряжения питания двигателя. Таким образом, фаза напряжения питания двигателя по сигналам корректирующего устройства может безынерционно сдвигаться вперед или назад, изменяя текущее значение угла θ . На структурной схеме (см. рис. 2) пунктирными линиями показана функциональная реализация корректирующего устройства. При этом фазосдвигающее устройство

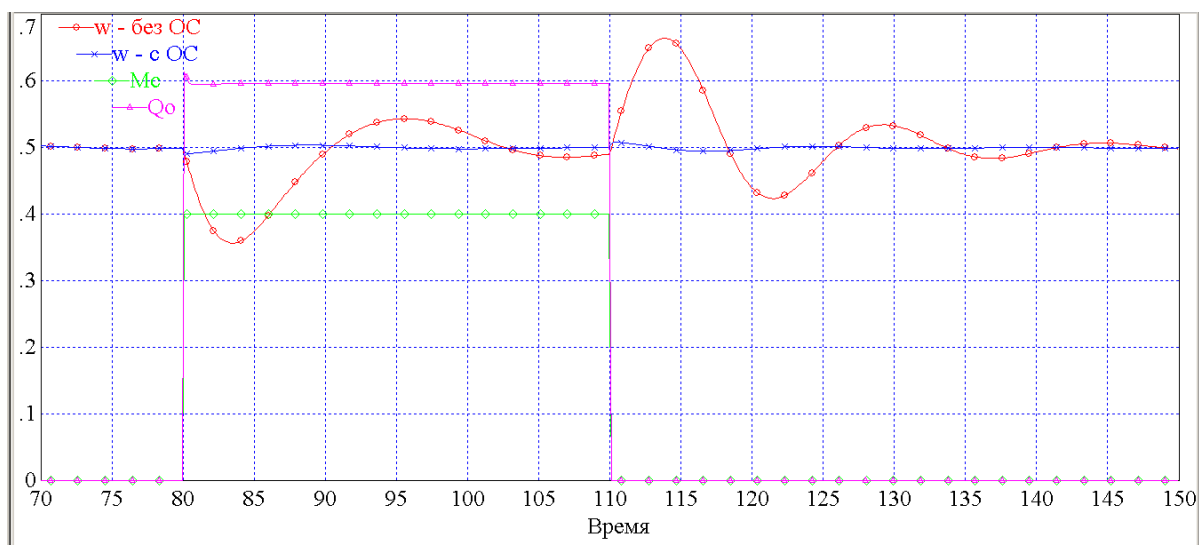


Рис. 3. Результаты моделирования работы вентильного двигателя в синхронном режиме

принято безынерционным с передаточным коэффициентом k_{ϕ} . Очевидно, что изменяя вид и численные значения параметров $W(p)$ мы можем влиять на динамические свойства электропривода.

На рис. 3 приведены результаты моделирования работы вентильного привода в синхронном режиме с дополнительной коррекцией. Моделирование было проведено при следующих исходных данных: $\gamma = 1$; $\varepsilon_0 = 0,5$; $\tau_s = 0,1$; $\tau_m = 5$; $T = 0,01$. В момент времени $t = 80$ был осуществлен наброс момента нагрузки ($\Delta\mu_c = +0,4$), а в момент времени $t = 110$ сброс момента нагрузки ($\Delta\mu_c = -0,4$). На рис. 3 представлены графики скорости $\varepsilon(t)$, момента нагрузки $\mu_c(t)$ и вариации угла коммутации $\theta_0(t)$.

Для наглядности на одном рис. 3 приведены две кривые скорости: одна – без введения дополнительной коррекции (без ОС), и другая – с введением в контур управления ВД корректирующей ОС по вариации момента (с ОС). Введение этой связи при изменении момента нагрузки на 0,4 ед. вызывает изменение угла коммутации примерно на 0,6 ед. Графики демонстрируют высокую эффективность такой дополнительной корректирующей обратной связи, ошибка по скорости уменьшается с 33 до 1,7 %, т. е. примерно в двадцать раз. При оптимальной настройке такой связи, которая может быть осуществлена с привлечением соответствующих компонентов матрицы (1), можно добиться практической инвариантности вентильного электропривода к вариациям момента нагрузки.

Литература

1. Busca, C. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application / C. Busca. – Denmark: Aalborg university, 2010. – 110 с.

2. Воронин, С.Г. Векторное управление синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова // *Электротехника*. – 2013. – № 10. – С. 50–54.

3. Коробатов, Д.В. Управляемый синхронный режим в аппарате искусственной вентиляции легких / Д.В. Коробатов, А.С. Кульмухаметова, А.А. Шевченко // *Электротехнические комплексы и системы: сб. науч. тр.* – 2012. – № 20. – С. 79–82.

4. Кульмухаметова, А.С. Реализация векторного управления и синхронный режим вентильного электродвигателя / А.С. Кульмухаметова, Д.В. Коробатов // *Состояние и перспективы развития электротехнологии: материалы XVII Междунар. науч.-техн. конф.: в 3 т.* – Иваново, ИГЭУ им. В.И. Ленина. – 2013. – Т. 3. – С. 111–113.

5. Динамические модели вентильного двигателя при различных сочетаниях параметров / С.Г. Воронин, Д.В. Коробатов, Р.Т. Киякпаев, А.С. Кульмухаметова // *Известия Академии электротехнических наук РФ*. – 2011. – С. 58–63.

6. Математическая модель динамических процессов в электроприводе запорной арматуры / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, П.О. Шабуров, А.С. Кульмухаметова // *Электротехнические комплексы и системы: сб. науч. тр.* – 2012. – № 20. – С. 132–140.

7. Методы классической и современной теории автоматического управления: учеб.: в 3 т. Т. 1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления / под ред. Н.Д. Егунова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 748 с.

8. Электромагнитный момент и момент сопротивления на валу синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, Д.В. Коробатов и др. // *Электротехника*. – 2012. – № 2. – С. 2–5.

Воронин Сергей Григорьевич, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой «Электромеханика и электромеханические системы», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, тел.: (351)2679172, e-mail: voroninsg@susu.ac.ru.

Курносов Дмитрий Александрович, канд. техн. наук, доцент кафедры «Электромеханика и электромеханические системы», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, тел.: (351)2679057, e-mail: kurnosovda@susu.ac.ru.

Кульмухаметова Александра Сериковна, ассистент кафедры «Электромеханика и электромеханические системы», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, тел.: (351)2679057, e-mail: kulmukhametovaas@susu.ac.ru.

Поступила в редакцию 23 декабря 2013 г.

**Bulletin of the South Ural State University
Series "Power Engineering"
2014, vol. 14, no. 1, pp. 61–65**

DAMPING THE ROTOR OSCILLATION OF A SYNCHRONOUS MOTOR WITH PERMANENT MAGNET IN SYNCHRONOUS MODE

S.G. Voronin, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
voroninsg@susu.ac.ru,

D.A. Kurnosov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
kurnosovda@susu.ac.ru,

A.S. Kulmukhametova, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
kulmukhametovaas@susu.ac.ru

The main disadvantage of synchronous motors with permanent magnet in synchronous mode is sufficiently high rotor oscillation inherent in all synchronous motors and leads to uneven rotation of the rotor. This article provides a theoretical foundation and specific example of the implementation of one of the ways of damping of rotor oscillation in motor with permanent magnet in synchronous mode by introducing a current feedback to the impact on the stator phase voltage.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, oscillation damping, synchronous mode.

References

1. Busca C. *Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application*. Denmark, Aalborg University, 2010. 110 p.
2. Voronin S.G., Kurnosov D.A., Kul'mukhametova A.S. Vector Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors, *Russian Electrical Engineering*, 2013, vol. 84, iss. 10, pp 581–585.
3. KorobatoV D.V., Kulmukhametova A.S., Shevchenko A.A. [Controlled Synchronous Mode in a Ventilator]. *Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy: sbornik nauchnykh trudov* [Electrical Equipment and Systems: Collection of Scientific Papers], 2012, no. 20, pp. 79–82. (in Russ.)
4. Kulmuhametova A.S., KorobatoV D.V. [Implementation of Vector Control and Synchronous Mode SMPM], *Sostoyaniye i perspektivy razvitiya elektrotekhnologii: materialy XVII mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [Proceedings of the XVII International Scientific and Technical Conference "State and Prospects of Electrotechnology"]. Ivanovo, 2013, vol. 3, pp. 111–113. (in Russ.)
5. Voronin S.G., KorobatoV D.V., Kiyakpaev R.T., Kulmuhametova A.S. [Dynamic Models of the Electric Motors at Different Combinations of Parameters]. *Izvestie Akademii elektrotekhnicheskikh nauk* [Proceedings of the Academy of Power Engineering Sciences], 2011, pp. 58–63 (in Russ.)
6. Voronin S.G., Kurnosov D.A., Shaburov P.O., Kulmuhametova A.S. [Mathematical Model of Dynamic Processes in the Electric Drive of Valves]. *Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy: sbornik nauchnykh trudov* [Electrical Equipment and Systems: Collection of Scientific Papers], 2012, no. 20, pp. 132–140 (in Russ.)
7. Yegupova N.D. (ed.) *Metody klassicheskoy i sovremennoy teorii avtomaticheskogo upravleniya* [Methods of Classical and Modern Control Theory: Analysis and Statistical Dynamics of Automatic Control Systems]. Moscow, Moscow State technical University Publ., 2000, vol. 1. 748 p.
8. Voronin S.G., Kurnosov D.A., KorobatoV D.V., Shaburov P.O., Kul'mukhametova A.S. Electromagnetic and Resistance Torque on a Synchronous Motor Shaft with Permanent Magnet Excitation, *Russian Electrical Engineering*, 2012, vol. 83, iss. 2, pp. 61–63.

Received 23 December 2013