

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-3-205-218>

УДК 621.31.83.52

Свойства, характеристики и параметры синхронного двигателя с постоянными магнитами при векторном и скалярном частотном управлении

Б. И. Фираго¹⁾, С. В. Александровский¹⁾

¹⁾Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

© Белорусский национальный технический университет, 2019

Belarusian National Technical University, 2019

Реферат. Для улучшения энергетических показателей и упрощения системы частотного регулирования скорости электроприводов расширяется область применения синхронных частотно-регулируемых электроприводов как с зависимым, так и с независимым заданием частоты питающего двигателя напряжения. Обусловлено это тем, что по сравнению с асинхронными частотно-регулируемыми электроприводами синхронные имеют меньшие потери мощности, жесткие механические характеристики без обратной связи по скорости, самый простой закон частотного управления – пропорциональный, который, однако, обеспечивает максимальный электромагнитный момент двигателя неизменным при $R_1 = 0$ на всех частотах благодаря постоянному магнитному потоку. Характеристики и свойства электроприводов с синхронными двигателями с постоянными магнитами при зависимом задании частоты питающего двигателя напряжения (векторном управлении) рассмотрены и представлены в технической литературе в достаточно полной мере, чего нельзя сказать про независимое задание частоты (скалярное частотное управление). В статье проведено сравнение свойств и характеристик синхронных двигателей с постоянными магнитами при векторном и скалярном частотном управлении. Для скалярного частотного управления определена функция относительного напряжения γ от относительной частоты α ($\gamma = f(\alpha)$) с учетом параметров двигателя, которая отличается от пропорционального закона частотного управления $\gamma = \alpha$. Установлено, что влияние параметров на закон частотного управления невелико и он может быть применен без корректировки в большинстве случаев, в отличие от частотного управления асинхронным двигателем. Для скалярного частотного управления предложена методика определения параметров синхронных двигателей по параметрам синхронных двигателей с постоянными магнитами, которые даны для работы при векторном управлении. По представленной методике были определены параметры двигателя типа SGMH-50D фирмы OMRON для скалярного частотного управления и рассчитана функции $\gamma = f(\alpha)$.

Ключевые слова: синхронный двигатель с постоянными магнитами, частотное управление, параметры двигателя, механические характеристики

Для цитирования: Фираго, Б. И. Свойства, характеристики и параметры синхронных двигателей с постоянными магнитами при векторном и скалярном частотном управлении / Б. И. Фираго, С. В. Александровский // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2019. Т. 62, № 3. С. 205–218. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-3-205-218>

Адрес для переписки

Фираго Бронислав Иосифович
Белорусский национальный технический университет
просп. Независимости, 65,
220013, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.: +375 17 293-95-61
epu@bntu.by

Address for correspondence

Firago Bronislav I.
Belarusian National Technical University
65 Nezavisimosty Ave.,
220013, Minsk, Republic of Belarus
Tel.: +375 17 293-95-61
epu@bntu.by

Properties, Characteristics and Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motors under Vector and Scalar Frequency Control

B. I. Firago¹⁾, S. V. Aleksandrovsky¹⁾

¹⁾Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. In order to improve energy performance and simplify the system of frequency control of the speed of electric drives, the area of application of synchronous frequency-controlled electric drives with both dependent and independent frequency setting of the voltage supplying the engine is being expanded. This is due to the fact that, as compared with asynchronous variable frequency drives, synchronous ones undergo lower power losses and they have rigid mechanical characteristics without speed feedback. Also, the simplest law of frequency control, viz. a proportional one, which, however, provides the maximum electromagnetic torque of the engine unchanged at $R_1 = 0$ at all frequencies due to the constant magnetic flux, is applicable to a synchronous frequency controlled motor. Characteristics and properties of permanent magnet synchronous motors (PMSM) with the dependent frequency setting of supplied voltage (under vector control of PMSM) have been discussed and reviewed in technical literature quite sufficiently. It cannot be said about the PMSM with independent frequency setting reference which work under scalar frequency control. In the present article a comparison of properties and characteristics of vector and scalar frequency controlled PMSM is presented. For a scalar frequency controlled PMSM a function of the relative voltage γ on the relative frequency α ($\gamma = f(\alpha)$) taking into account the PMSM parameters has been defined. The derived function $\gamma = f(\alpha)$ differs from a proportional law of frequency control $\gamma = \alpha$. It is found that the influence of the parameters on the law of frequency control is small, and it can be applied without adjustment in most cases, in contrast to the frequency control of the asynchronous motor. For scalar frequency control, a method for determining the parameters of synchronous motors has been proposed in accordance with the parameters of synchronous motors with permanent magnets, which are given for operation under vector control. According to the presented methodology the OMRON SGMH-50D engine parameters have been determined for scalar frequency control and the function of $\gamma = f(\alpha)$ have been computed.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, frequency control, parameters of motor, mechanical characteristics

For citation: Firago B. I., Aleksandrovsky S. V. (2019) Properties, Characteristics and Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motors under Vector and Scalar Frequency Control. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 62 (3) 205–218. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-3-205-218> (in Russian)

Введение

Стремление к экономии электроэнергии при изменении производительности механизмов расширяет область применения электроприводов с синхронными двигателями с постоянными магнитами (СДПМ) [1]. В значительной степени это относится к векторному управлению СДПМ [2–5], однако в последнее время наметился определенный сдвиг в сторону скалярного частотного управления СДПМ [6–8]. Поэтому представляет интерес рассмотреть свойства, характеристики и параметры СДПМ при векторном и скалярном частотном управлении.

В статье приведена методика определения параметров СДПМ при скалярном частотном управлении для двигателей, данные которых представлены для работы при векторном управлении.

Векторное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами

Векторное управление трехфазным СДПМ основано на фазных и координатных преобразованиях напряжений, ЭДС, потокосцеплений и токов. Пусть трехфазный СДПМ имеет следующую систему симметричных трехфазных напряжений:

$$\begin{aligned} u_a &= -U_{m1} \sin(\omega_1 t); \\ u_b &= -U_{m1} \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_c &= -U_{m1} \sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned}$$

Преобразование этой трехфазной системы в эквивалентную двухфазную α - β с коэффициентом согласования $k_c = \sqrt{\frac{2}{3}}$ имеет вид [4]

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} u_{1a} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} (u_{1b} - u_{1c}) \end{bmatrix},$$

или

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= -U_{m\alpha} \sin(\omega_1 t); \\ u_{1\beta} &= U_{m\alpha} \cos(\omega_1 t), \end{aligned}$$

где $U_{m\alpha}$ – амплитуда двухфазной системы напряжений

$$U_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{1m};$$

U_{1m} – амплитуда напряжения в трехфазной системе.

Преобразуем двухфазную систему напряжений $u_{1\alpha} - u_{1\beta}$ в систему напряжений $u_{1d} - u_{1q}$ в осях d - q , связанную с ротором, на котором находятся постоянные магниты. В данном случае угол φ_k между осями d - q и α - β будет равен углу (электрическому) поворота ротора $\varphi_{эл}$, т. е. $\varphi_k = \varphi_{эл}$.

Координатные преобразования имеют вид:

$$\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} = \tau_1(\bar{k}, \varphi_{эл}) \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{\text{эл}} & \sin \varphi_{\text{эл}} \\ -\sin \varphi_{\text{эл}} & \cos \varphi_{\text{эл}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\sin \varphi_{\text{эл}} \\ \cos \varphi_{\text{эл}} \end{bmatrix} \cdot U_{m\alpha} = U_{m\alpha} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

то есть

$$\begin{aligned} u_{1d} &= 0; \\ u_{1q} &= U_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{1m}. \end{aligned}$$

Аналогичные преобразования будут для ЭДС и токов

$$\begin{bmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \end{bmatrix} = E_{m\alpha} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

то есть

$$\begin{aligned} e_{1d} &= 0; \\ e_{1q} &= E_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{1m}, \end{aligned}$$

где E_{1m} – амплитуда фазной ЭДС трехфазного СДПМ.

Для токов

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = I_{m\alpha} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

то есть

$$\begin{aligned} i_{1d} &= 0; \\ i_{1q} &= I_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1m}, \end{aligned}$$

где I_{1m} – амплитуда фазного тока трехфазного СДПМ.

Для потокосцеплений взаимоиндукции

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1d} \\ \Psi_{1q} \end{bmatrix} = \Psi_{m\alpha} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

то есть

$$\begin{aligned} \Psi_{1d} &= \Psi_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_{m1}; \\ \Psi_{1q} &= 0. \end{aligned}$$

Это связано с тем, что ЭДС взаимоиндукции $e = -\frac{d\psi}{dt}$, т. е. вектор ЭДС взаимоиндукции \dot{E}_{1m} отстает от вектора потокосцепления взаимоиндукции $\dot{\psi}_{m,m}$ на $\pi/2$.

Таким образом, трехфазная система СДПМ в осях $d-q$ преобразовалась в однофазную, где по оси q действует напряжение

$$u_{1q} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{1m} = \sqrt{3} U_1 = U_n,$$

где $U_n = \sqrt{3} U_1$ – линейное напряжение трехфазного СДПМ, и протекает ток

$$i_{1q} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1m} = \sqrt{3} I_1;$$

I_1 – фазный ток (действующее значение) трехфазного СДПМ.

По оси d располагается только вектор потокосцепления взаимоиндукции

$$\Psi_{m,m} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_{m1} = \sqrt{3} \Psi_1,$$

где Ψ_1 – действующее значение фазного потокосцепления взаимоиндукции трехфазного СДПМ.

Следовательно, в осях $d-q$ получаем модель СДПМ, которая подобна модели ДПТ НВ в осях $\alpha-\beta$ (рис. 1).

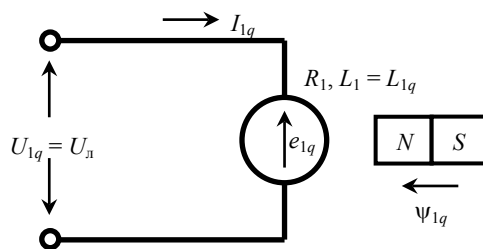


Рис. 1. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в осях $d-q$

Fig. 1. Model of a PMSM which permanent magnets are in axes of $d-q$

Этой модели соответствует математическая модель СДПМ в осях $d-q$:

$$u_{1q} = i_{1q} R_1 + L_{1q} \frac{di_{1q}}{dt} + e_{1q};$$

$$e_{1q} = \omega_{эл} \Psi_{1q} = p_n \omega \sqrt{3} \Psi_1,$$

где $\sqrt{3} \Psi_1 = \Psi_{1d}$ – действующее значение потокосцепления по оси d ; R_1 – активное сопротивление фазы СДПМ; L_{1q} – индуктивность рассеяния по оси q ,

$$L_{1q} = L_{1\sigma} = L_1.$$

Электромагнитный момент

$$M = p_n \Psi_{1d} i_{1q} = p_n \sqrt{3} \Psi_1 \sqrt{3} i_1 = 3 p_n \Psi_1 i_1.$$

Для установившегося режима работы СДПМ имеем

$$U_n = I_{1q} R_1 + E_{1q}, \quad (1)$$

или

$$\sqrt{3} U_1 = \sqrt{3} I_1 R_1 + \sqrt{3} E_1,$$

где U_1 , E_1 , I_1 – действующие значения фазного напряжения, фазной ЭДС и фазного тока трехфазного СДПМ.

Умножим уравнение (1) на I_{1q}

$$U_n I_{1q} = I_{1q}^2 R_1 + E_{1q} I_{1q},$$

или

$$3U_1 I_1 = 3I_1^2 R_1 + 3E_1 I_1.$$

То есть без учета потерь в стали получаем баланс мощностей в трехфазном СДПМ

$$P_1 = \Delta P + P_{эм},$$

где P_1 – потребляемая активная мощность; ΔP – активные потери в трехфазных обмотках статора; $P_{эм} = M\omega$ – электромагнитная мощность.

Векторная диаграмма СДПМ в осях d – q приведена на рис. 2.

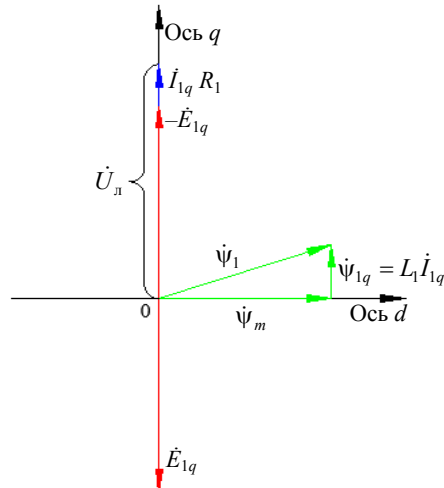


Рис. 2. Векторная диаграмма трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами

Fig. 2. Vector diagram of a 3-phase PMSM

Все электрические величины представлены в действующих значениях.

При векторном управлении имеем полную аналогию СДПМ с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ) при компенсации реакции якоря. Но этот режим нужно обеспечивать, задавая регулятором тока по оси d ток $I_{1d,3} = 0$, а по оси q ток $I_{1q} = I_{1q,3}$.

Активное сопротивление фазы СДПМ можно определить по методике, изложенной в [4].

Еще раз отметим, что при векторном управлении СДПМ вектор тока перпендикулярен вектору магнитного потока и в качестве индуктивности выступает только индуктивность рассеяния обмотки статора. Индуктивное сопротивление реакции якоря X_{ad} не оказывает влияния на электромагнитный момент и механическую характеристику. Это уже отсутствует при скалярном частотном управлении СДПМ.

Скалярное частотное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами

Рассмотрим СДПМ с поверхностным расположением постоянных магнитов, т. е. как неявнополюсный синхронный двигатель (СД) с недо возбуждением.

Принимаем, что магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами, постоянный по величине, а обмотка статора СД обладает активным R_1 на фазу и синхронным индуктивным сопротивлением X_c , которое включает индуктивное сопротивление рассеяния X_σ и индуктивное сопротивление реакции якоря X_{ad} :

$$X_c = X_\sigma + X_{ad}.$$

При этих условиях можем записать уравнение электрического равновесия для одной фазы СДПМ в векторно-комплексном виде [9, 10]

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 X_c + \dot{I}_1 R_1, \quad (2)$$

где \dot{U}_1 – вектор фазного напряжения статора; \dot{E}_1 – то же фазной ЭДС взаимоиנדукции, создаваемой потокоцеплением взаимоиנדукции ψ_m в обмотке статора; \dot{I}_1 – то же фазного тока обмотки статора СДПМ; X_c – синхронное индуктивное сопротивление фазы обмотки статора; R_1 – активное сопротивление фазы обмотки статора СДПМ; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

В соответствии с уравнением (2) рисуем векторную диаграмму СДПМ в комплексной плоскости (рис. 3).

Из векторной диаграммы на рис. 3 при известной величине ЭДС взаимоиנדукции E_1 можно найти для данной нагрузки величину требуемого фазного напряжения U_1 статора

$$U_1 = \sqrt{[E_1 \sin(\varphi - \theta) + I_1 X_c]^2 + [E_1 \cos(\varphi - \theta) + I_1 R_1]^2}. \quad (3)$$

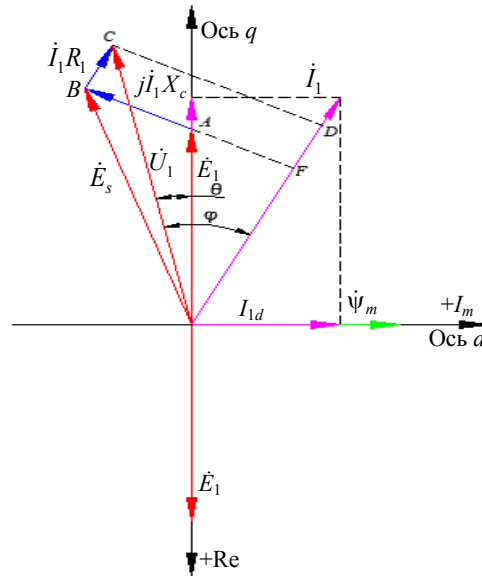


Рис. 3. Векторная диаграмма синхронного двигателя с постоянными магнитами с поверхностным расположением постоянных магнитов при недовозбуждении

Fig. 3. Vector diagram of a PMSM with permanent magnets located on the rotor outer space when underexcited

При скалярном частотном управлении и постоянной величине потоко-сцепления взаимоиндукции ψ_m ЭДС E_1 будет изменяться пропорционально относительной частоте α , что для установившегося режима работы равно-сильно относительно синхронной скорости ротора:

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} = \frac{\omega_0}{\omega_{0\text{ном}}},$$

где $f_{1\text{ном}}$, $\omega_{0\text{ном}}$ – номинальная частота напряжения и номинальная синхрон-ная скорость; f_1 , ω_0 – текущие значения частоты напряжения и синхронной скорости двигателя.

Следовательно,

$$E_1 = \alpha E_{1\text{ном}}, \quad (4)$$

где $E_{1\text{ном}}$ – номинальная ЭДС взаимоиндукции при номинальной частоте $f_{1\text{ном}}$ и номинальной нагрузке.

Аналогичное выражение имеем для синхронного индуктивного сопро-тивления статора

$$X_c = \alpha X_{c\text{ном}}, \quad (5)$$

где $X_{c\text{ном}}$ – синхронное индуктивное сопротивление статора при номиналь-ной частоте двигателя.

С учетом (4) и (5) уравнение (3) преобразуется к виду

$$U_1 = \alpha \sqrt{\left[E_{1\text{НОМ}} \sin(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + I_{1\text{НОМ}} X_{c\text{НОМ}} \right]^2 + \left[E_{1\text{НОМ}} \cos(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + \frac{I_{1\text{НОМ}} R_1}{\alpha} \right]^2}. \quad (6)$$

Здесь в качестве нагрузки СДПМ при всех α принята номинальная нагрузка.

Разделим левую и правую части (6) на $U_{1\text{НОМ}}$

$$\frac{U_1}{U_{1\text{НОМ}}} = \alpha \sqrt{\left[\frac{E_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} \sin(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + I_{1\text{НОМ}} \frac{X_{c\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} \right]^2 + \left[\frac{E_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} \cos(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + \frac{I_{1\text{НОМ}} R_1}{\alpha U_{1\text{НОМ}}} \right]^2}. \quad (7)$$

Обозначим: $\gamma = \frac{U_1}{U_{1\text{НОМ}}}$ – относительное напряжение статора при данном α ;

$R_{\text{НОМ}} = \frac{U_{1\text{НОМ}}}{I_{1\text{НОМ}}}$ – номинальное сопротивление, аналогичное таким величинам,

применяемым для расчетов ДПТ НВ и асинхронного двигателя (АД) с фазным ротором;

$\chi = \frac{X_c}{R_{\text{НОМ}}}$ – относительное синхронное индуктивное сопротивление статора;

$\rho = \frac{R_1}{R_{\text{НОМ}}}$ – относительное активное сопротивление одной фазы обмотки статора;

$e_1 = \frac{E_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}}$ – относительная величина номинальной ЭДС взаимоиндукции.

Теперь (7) можно преобразовать к виду

$$\gamma = \alpha \sqrt{\left[e_1 \sin(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + \chi \right]^2 + \left[e_1 \cos(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + \frac{\rho}{\alpha} \right]^2}. \quad (8)$$

Обозначим постоянные величины, входящие в (8), следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} A &= e_1 \sin(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}) + \chi; \\ B &= e_1 \cos(\varphi_{\text{НОМ}} - \theta_{\text{НОМ}}). \end{aligned} \right\}$$

Тогда закон скалярного частотного управления СДПМ в относительных единицах принимает вид

$$\gamma = \alpha \sqrt{A^2 + \left[B + \frac{\rho}{\alpha} \right]^2}. \quad (9)$$

Можно видеть, что этот закон отличается от пропорционального $\gamma = \alpha$. Уровень отличия закона частотного управления СДПМ (9) будет зависеть от параметров синхронного двигателя.

Параметры синхронного двигателя с постоянными магнитами при скалярном частотном управлении

Посмотрим, как определить параметры СДПМ при скалярном частотном управлении. Очевидно, что выпускаемые СДПМ для работы при векторном управлении могут быть использованы для скалярного частотного управления.

Активное сопротивление R_1 фазы обмотки статора СДПМ можно определить на основании номинальных данных этого двигателя для векторного управления следующим образом:

$$R_1 = \frac{U_{л\text{ ном}} - c\omega_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}},$$

где $U_{л\text{ ном}}$ – действующее значение номинального линейного напряжения СДПМ; c – постоянная СДПМ при векторном управлении, $c = M_{э\text{ ном}}/I_{\text{ном}}$; $\omega_{\text{ном}}$ – номинальное значение угловой скорости СДПМ; $I_{\text{ном}}$ – действующее значение номинального фазного тока трехфазного СДПМ; $M_{э\text{ ном}}$ – номинальный электромагнитный момент.

Также активное сопротивление обмотки статора R_1 можно определить, если известны момент инерции ротора СДПМ J_d и электромеханическая постоянная времени T_m :

$$R_1 = \frac{c^2}{\beta},$$

где β – модуль жесткости механической характеристики СДПМ, определяемый по формуле

$$\beta = \frac{J_d}{T_m}.$$

Исходя из номинальных данных СДПМ при векторном управлении, можно определить только индуктивное сопротивление рассеяния статора

$$X_{1\sigma, \text{ ном}} = \omega_{1\text{ ном}} L_{1\sigma},$$

где $\omega_{1\text{ ном}} = 2\pi f_{1\text{ ном}}$ – номинальная угловая частота; $L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния, определяемая по формуле

$$L_{1\sigma} = T_3 R_1;$$

T_3 – электрическая постоянная времени, которая обычно приводится в данных СДПМ при векторном управлении.

Но для скалярного частотного управления СДПМ необходимо знать номинальное синхронное индуктивное сопротивление, которое включает индуктивное сопротивление рассеяния и индуктивное сопротивление продольно-размагничивающей реакции якоря.

При скалярном частотном управлении СДПМ при допущении $R_1 = 0$ имеем известное выражение для электромагнитного момента в номинальном режиме

$$M_{\text{э.ном}} = \frac{3U_{1\text{ном}}E_{1\text{ном}}}{\omega_{0\text{ном}}X_c} \sin \theta_{\text{ном}},$$

где $U_{1\text{ном}}$, $E_{1\text{ном}}$ – действующие значения фазного номинального напряжения и фазной ЭДС статора; $\omega_{0\text{ном}}$ – номинальное значение синхронной угловой скорости двигателя; $X_{c,\text{ном}}$ – синхронное индуктивное сопротивление при номинальной частоте; $\theta_{\text{ном}}$ – номинальный угол нагрузки (обычно $\theta_{\text{ном}} = 25\text{--}30^\circ$), который определяется из перегрузочной способности λ_m

$$\sin \theta_{\text{ном}} = \frac{1}{\lambda_m}.$$

Если принять, что электромагнитный момент СДПМ в номинальном режиме имеет одинаковую величину при скалярном и векторном управлении, то можно записать равенство

$$\frac{3U_{1\text{ном}}E_{1\text{ном}}}{\omega_{0\text{ном}}X_c} \sin \theta_{\text{ном}} = cI_{1q\text{ном}} = \frac{3E_{1\text{ном}}I_{1\text{ном}}}{\omega_{0\text{ном}}},$$

из которого получаем формулу для расчета номинального синхронного сопротивления СДПМ

$$X_{c\text{ном}} = \frac{U_{1\text{ном}} \sin \theta_{\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}}.$$

Коэффициент мощности СДПМ в номинальном режиме $\cos \varphi_{\text{ном}}$ обычно соответствует коэффициенту мощности подобного по мощности и скорости асинхронного двигателя и лежит в пределах 0,8–0,9.

Определяем номинальную синхронную угловую скорость СДПМ $\omega_{0\text{ном}}$, номинальный электромагнитный момент $M_{\text{э.ном}}$, а затем – действующее значение номинальной фазной ЭДС взаимоиנדукции $E_{1\text{ном}}$:

$$\omega_{0\text{ном}} = \frac{2\pi f_{1\text{ном}}}{p_{\text{п}}},$$

$$M_{\text{э.ном}} = cI_{1\text{ном}};$$

$$E_{1\text{ном}} = \frac{M_{\text{э.ном}} \omega_{0\text{ном}} X_{c,\text{ном}}}{3U_{1\text{ном}} \sin \theta_{\text{ном}}}.$$

Также рассчитываем:

$$\sin \varphi_{\text{ном}} = \frac{E_{1\text{ном}} + I_{1\text{ном}} X_{c,\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}},$$

$$\cos \varphi_{\text{ном}} = \sqrt{1 - \sin^2 \varphi_{\text{ном}}};$$

$$\Delta = \varphi_{\text{ном}} - \theta_{\text{ном}}.$$

После этого уточняем номинальный фазный ток (действующее значение)

$$I_{1\text{ном}} = \frac{I_{1q\text{ном}}}{\cos \Delta} = \frac{\sqrt{3}I_{1\text{ном}}}{\cos \Delta}.$$

Уточняем номинальное значение взаимоиנדукции

$$E_{1\text{ном}} = \sqrt{[U_{1\text{ном}} \sin \varphi_{\text{ном}} - I_{1\text{ном}} X_{c\text{ном}}]^2 + [U_{1\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}} - I_{1\text{ном}} R_1]^2}.$$

При необходимости делаем несколько итераций для получения заданной точности.

Сопоставим механические характеристики СДПМ при векторном управлении с помощью датчика положения ротора (ДПР) и скалярном частотном управлении.

При векторном управлении уравнение механической характеристики СДПМ такое же, как и уравнение для ДПТ НВ:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta},$$

где $\omega_0 = \frac{U_{л\text{ном}}}{c}$ – угловая скорость идеального холостого хода; $\beta = \frac{c^2}{R_1}$ –

модуль жесткости механической характеристики.

Механические характеристики имеют отрицательное значение жесткости и падение скорости

$$\Delta\omega = \frac{M}{\beta}.$$

Следовательно, СДПМ при векторном управлении по углу поворота ротора $\varphi_{\text{эл}}$ (при $I_{1d} = 0$) с помощью ДПР для различных значений фазного напряжения U_1 имеет семейство механических характеристик в виде параллельных прямых с малым наклоном, что во многих случаях может быть достаточно для работы электропривода без обратной связи по скорости. При необходимости измеряемый с помощью ДПР угол поворота ротора $\varphi_{\text{эл}}$ может быть проинтегрирован для измерения угловой скорости ротора и создания замкнутой по скорости системы электропривода

$$\omega_{\text{эл}} = \frac{d\varphi_{\text{эл}}}{dt}.$$

По механическим характеристикам в разомкнутой по скорости системе обеспечивается устойчивая работа электропривода при постоянном статическом моменте нагрузки $M_c = \text{const}$. При скалярном частотном управлении СДПМ механическая характеристика в установившемся состоянии имеет вид $\omega = \omega_0$ независимо от статического момента M_c . Но в этом случае имеем граничный режим для статической устойчивости, и СДПМ будет работать с незатухающими колебаниями, что неприемлемо для обычных промышленных механизмов.

С помощью специальной обратной связи можно обеспечить устойчивую работу СДПМ при скалярном частотном управлении.

Необходимо заметить, что при скалярном частотном управлении СДПМ можно использовать самый простой закон частотного управления – пропорциональный. Проведенные исследования показали, что влияние R_1 на пропорциональный закон частотного управления незначительное по сравнению с АД. Это во многих случаях позволяет применять пропорциональный закон без корректировки.

По представленной методике были определены параметры СДПМ типа SGMH-50D фирмы OMRON для скалярного частотного управления и рассчитана функции $\gamma = f(\alpha)$ (табл. 1). Для сопоставления результатов также рассчитали функцию $\gamma = f(\alpha)$ для аналогичного по мощности асинхронного двигателя [4].

Таблица 1

Функция $\gamma = f(\alpha)$ для синхронного двигателя с постоянными магнитами и асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении

Function of $\gamma = f(\alpha)$ for a PMSM and an asynchronous motor under scalar frequency control

α	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05
$\gamma_{\text{СДПМ}}$	1,0	0,902	0,805	0,707	0,609	0,512	0,415	0,317	0,22	0,122	0,074
$\Delta\gamma\%$	0,0	0,2	0,5	0,7	0,9	1,2	1,5	1,7	2,0	2,2	2,4
$\gamma_{\text{АД}}$	1,0	0,913	0,826	0,74	0,653	0,567	0,481	0,395	0,306	0,207	0,158
$\Delta\gamma\%$	0,0	1,3	2,6	4,0	5,3	6,7	8,1	9,5	10,6	10,7	10,8

$\Delta\gamma\%$ – отклонение напряжения от пропорционального закона.

При изменении f_1 в 10 раз электромагнитный момент СДПМ изменяется только на 2,2 %, а для аналогичного по мощности асинхронного двигателя – на 10,7 %.

ВЫВОДЫ

1. Представлено сравнение свойств и характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами при векторном и скалярном частотном управлении и выявлены основные их различия.

2. Получен закон скалярного частотного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами с учетом параметров двигателя. Показано, что отличие этого закона от пропорционального при постоянном статическом моменте незначительно и можно применять пропорциональный закон без корректировки, в отличие от скалярного частотного управления асинхронным двигателем.

3. Представлена методика расчета параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами при скалярном частотном управлении для двигателей, предназначенных для векторного управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мохсен, А. Перспективный электропривод мостовых кранов / А. Мохсен // Электромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації: зб. матер. VI Міжнар. наук.-техн. конф. молод. учених і спец. у місті Кременчук, 8–10 квітня 2008 р. / Кремен. держ. політехн. ун-т; наук. ред. О. П. Чорний. Кременчук, 2008. С. 57–61.
2. Бешта, О. С. Обоснование целесообразности использования синхронных двигателей с постоянными магнитами со встроенными магнитами / О. С. Бешта, О. В. Балахонцев,

- С. Г. Фурса // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. 2010. Т. 63, № 4. С. 73–75. Ч. 2.
3. Толочко, О. І. Особливості векторного керування синхронними двигунами з постійними магнітами при врахуванні втрат у сталі / О. І. Толочко, В. В. Божко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. 2012. Т. 19, № 3. С. 45–47.
 4. Фираго, Б. И. Векторные системы управления электроприводами / Б. И. Фираго, Д. С. Васильев. Минск: Вышэйш. шк., 2016. 159 с.
 5. Trzynadlowski, A. Control of Induction Motor / A. Trzynadlowski. London: Academic Press, 2001.
 6. Фираго, Б. И. Исследование переходных процессов в частотно-регулируемом синхронном электроприводе / Б. И. Фираго, С. В. Александровский // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2016. Т. 59, № 6. С. 507–518. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2016-59-6-507-518>.
 7. Шабанов, В. А. О законах частотного регулирования синхронных двигателей на нефтеперекачивающих станциях / В. А. Шабанов, О. В. Кабардина // Нефтегазовое дело. 2010. № 2. С. 1–5.
 8. Шевченко, В. П. Синхронный двигатель при частотном регулировании / В. П. Шевченко, О. Б. Бабийчук // Электротехнические и компьютерные системы. 2014. Т. 90, № 14. С. 39–42.
 9. Фираго, Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. Минск: Техноперспектива, 2007. 585 с.
 10. Фираго, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. Минск: Техноперспектива, 2006. 363 с.

Поступила 21.11.2018 Подписана в печать 22.01.2019 Опубликовано онлайн 30.05.2019

REFERENCES

1. Mokhsen A. (2008) Promising Electrical Drive for Overhead Cranes. *Elektromekhanichni Sistemi, Metody Modelyuvannya ta Optimizatsii: Zb. Mater. VI Mizhnar. Nauk.-Tekhn. Konf. Molod. Uchenikh i Spets. u Misti Kremenchuk, 8–10 Kvitnya 2008 r.* [Electromechanical Systems, Modelling and Optimization Methods: Proceedings of the VI Scientific and Technical Conference of Young Scientists and Professionals, Kremenchuk, 8–10 April 2018]. Kremenchuk, KPSU, 57–61 (in Russian).
2. Beshta A. S., Balakhontsev A. V., Fursa S. G. (2010) Rationale of Expedient Application of Synchronous Motor with Incorporated Permanent Magnets. *Visnik Kremenchuts'kogo Natsional'nogo Universitetu imeni Mikhaïla Ostrograds'kogo = Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrogradskyi State University*, 63 (4), 73–75 (in Ukrainian).
3. Tolochko O., Bozhko V. (2012) Features of Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Taking into Account Stator Losses. *Elektromekhanichni i Energozberegayuchi Sistemi = Electromechanical and Energy Saving Systems*, 19 (3), 45–47 (in Ukrainian).
4. Firago B. I., Vasil'ev D. S. (2016) *Vector Systems Control of Electrical Drives*. Minsk, Vysheishaya Shkola Publ. 159 (in Russian).
5. Trzynadlowski A. (2001) *Control of Induction Motors*. Academic Press, London. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-701510-1.X5000-4>.
6. Firago B. I., Aleksandrovskii S. V. (2016) Investigation of Synchronous Electrical Drive Transients with Allowance Made for Damper Winding and a Ramp Velocity Profile. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Obiedinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 59 (6), 507–518 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2016-59-6-507-518>.
7. Shabanov V. A., Kabardina O. V. (2010) On the Frequency Control Laws for Synchronous Motor in Oil-Pumping Stations. *Neftegazovoe Delo = Oil and Gas Business*, (2), 1–5 (in Russian).
8. Shevchenko V. P., Babiichuk O. B. (2014) Frequency Controlled Synchronous Motor. *Elektrotekhnicheskie i Komp'yuternye Sistemy = Electrotechnical and Computers Systems*, 90 (14), 39–42 (in Russian).
9. Firago B. I., Pawlaczyk L. B. (2007) *The Theory of Electrical Drives*. Minsk, Technoperspektiva Publ. 585 (in Russian).
10. Firago B. I., Pawlaczyk L. B. (2006) *Regulated Alternative Current Drives*. Minsk, Tekhnoperspektiva Publ. 363 (in Russian).

Received: 21 November 2018

Accepted: 22 January 2019

Published online: 30 May 2019