

УДК: 62-83-52:004.318

АНАЛИЗ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Шаркович Р.П.

ОИМ НАН Беларуси, Минск, rsharcovich@yahoo.com

В настоящее время, важнейшими характеристиками при создании сложных технических объектов становятся их экологичность, экономия энергии и ресурсов. В последнее время синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) привлекают повышенный интерес в связи с их активным использованием в промышленных электроприводах. Высокая эффективность, малые массогабаритные показатели при больших значениях крутящих моментов в сравнении с приводами с асинхронными двигателями делают такие привода хорошей альтернативой системе «преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель». Кроме того, доступность недорогих электронных компонентов и высокие технические характеристики СДПМ позволяют использовать их в прецизионных устройствах электропривода. Общеизвестно, что две наиболее подходящие для таких приводов системы управления – это векторное управление и прямое управление моментом. Обе системы контролируют момент и магнитный поток для точной отработки заданной траектории движения, несмотря на изменение параметров двигателя и нагрузки при различных возмущающих воздействиях. Такие системы управления регулируемого электропривода находят применение в промышленных установках, хотя до настоящего времени нет единого мнения, какая из них лучше.

Цель данной статьи – проанализировать и рассмотреть векторное управление СДПМ, его статические, динамические и эксплуатационные свойства, выявить преимущества, недостатки и оптимальные области применения данной системы.

Прежде чем приступить к рассмотрению векторного управления, проведем сравнительный анализ параметров 3х основных электродвигателей двигателя постоянного тока (ДПТ), асинхронного двигателя (АД) и синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ). Покажем это в виде таблицы.

Таблица 2. Сравнительные характеристики электродвигателей

Параметры	Асинхронный двигатель	Двигатель постоянного тока	Синхронный двигатель с постоянными магнитами
Мощность, кВт	7,5	8,3	7,5
Скорость, об/мин	2900	3200	3000
Охлаждение	Индивидуальное	Индивидуальное	Конвекцией
Длина, мм	400	625	390
Полная масса, кг	66	105	38,6
Масса ротора, кг	17	29	8,2
Момент инерции $J_d \cdot 10^{-4}$, кгм ²	280	496	87,4
Номинальный момент M_n , Нм	24,7	24,7	24
Максимальный момент, M/M_n	1,8 M_n	1,6 M_n	3,0 M_n
Максимальное ускорение, c^{-2}	1588	797	8238

Как видно из данных, приведенных в таблице 2, из трех сравниваемых двигателей синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ) имеет наименьшие массу и габариты. Это является существенным преимуществом над остальными типами электродвигателей.

Следующим шагом будет рассмотрение математической модели СДПМ.

Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

При построении математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами примем следующие допущения:

1. отсутствуют насыщение магнитной цепи, потери в стали и эффект вытеснения тока;
2. обмотки статора симметричны;
3. индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве.

Уравнения синхронной машины с постоянными магнитами также рассмотрим в ортогональной синхронной системе координат (d, q), ось d которой ориентирована по магнитной оси ротора (рис.). В этом случае они принимают следующий вид(1.1-1.6):

$$U_d = \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \omega + R_s I_d;$$

$$U_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \omega + R_s I_q;$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_f;$$

$$\Psi_q = L_q I_q;$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d);$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta \cdot \Omega);$$

$$\Omega = \frac{\omega}{Z_p},$$

- токи и напряжения статора по осям d и q: I_d, I_q, U_d, U_q ;
- электромагнитный и нагрузочный моменты: M, M_c ;
- электрическая частота вращения ротора: ω ;
- момент инерции ротора: J ;
- коэффициент вязкого трения (коэффициент демпфирования): β ;
- потокосцепления статора по осям d, q и создаваемое постоянным магнитом: ψ_d, ψ_q, ψ_f ;
- индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям ротора: L_d, L_q .

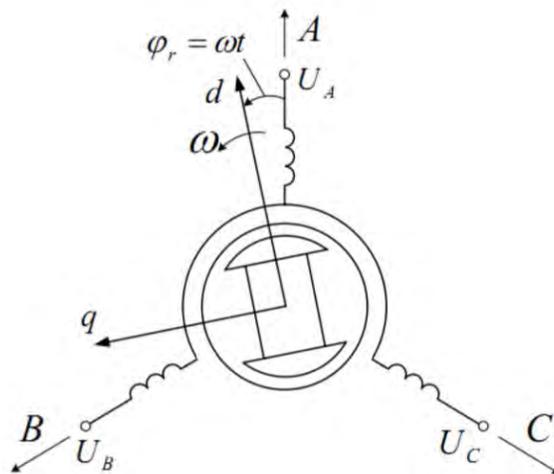


Рис1. Модель СДПМ.

Записывая (1.1) — (1.6) относительно I_d , I_q , получим:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q);$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (U_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \Psi_f);$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c - \beta \cdot \Omega); \quad \omega = Z_p \Omega;$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p [\Psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q].$$

Для частного случая неявнополюсной конструкции ротора двигателя

$$L_d = L_q = L_s.$$

Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами в осях d, q изображена на рис. 2.

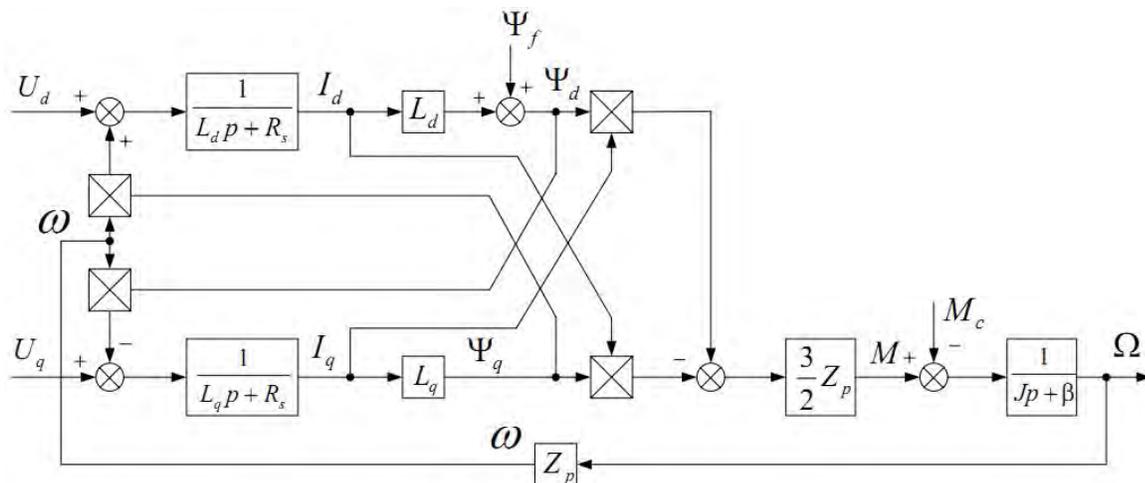


Рис.2

Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами в осях (d, q)

Рассмотрим построение системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ).

Одной из важнейших областей применения таких систем: высококачественный электропривод подач металлорежущих станков. Основные характеристики контура регулирования скорости: диапазон регулирования – не менее 10000, полоса пропускания – не менее 100 Гц. Исходя из синтеза системы управления на основе динамической модели СДПМ в системе координат (d, q), ориентированной по магнитной оси ротора, уравнений 1.1-1.6, построим функциональную схему системы векторного управления СДПМ.

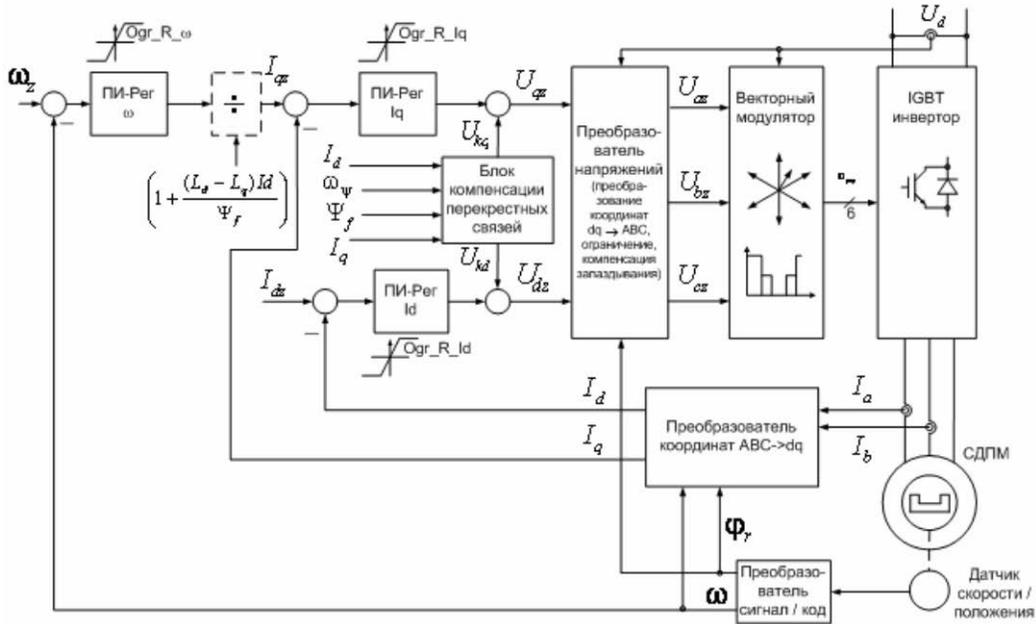


Рис.3 Функциональная схема системы векторного управления СДПМ

Нулевое задание тока по оси d обеспечивает минимизацию тока статора при заданной величине момента нагрузки. В этом случае ток статора во всех режимах работы привода направлен перпендикулярно магнитной оси ротора

(по оси q) в соответствии с векторной диаграммой двигателя на рис.4. Преобразователь координат $ABC \rightarrow dq$ выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат (A,B,C) в ортогональную синхронную систему координат (d,q) по уравнениям:

$$I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \sin(\varphi_r + \frac{\pi}{3}) + I_B \sin(\varphi_r)];$$

$$I_q = \frac{2}{\sqrt{3}} [I_A \cos(\varphi_r + \frac{\pi}{3}) + I_B \cos(\varphi_r)],$$

где φ_r – угловое положение ротора (электрическое), полученное с датчика положения. Алгоритмы работы преобразователя напряжений и векторного модулятора аналогичны для векторной системы управления асинхронным двигателем.

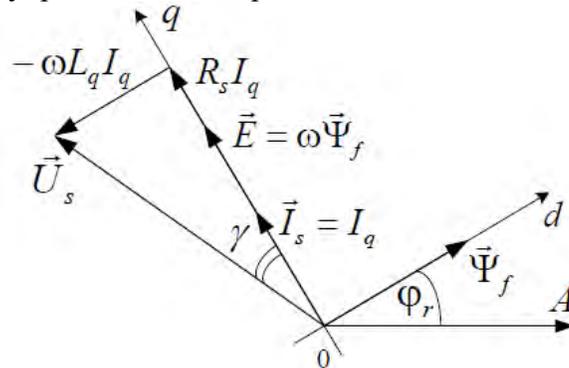


Рис. 4 Векторная диаграмма СДПМ

Блок компенсации перекрестных связей работает по следующим уравнениям:

$$U_{kd} = -\frac{1}{k_{nc}} L_q \omega I_q;$$

$$U_{kq} = \frac{1}{k_{nc}} \omega (L_d I_d + \Psi_f).$$

Синтез регуляторов осуществим на основе принципов подчиненного регулирования с использованием метода компенсации нелинейных связей. Выполним синтез регулятора тока по оси d. Структурная схема контура тока по оси d изображена на рис. 5.

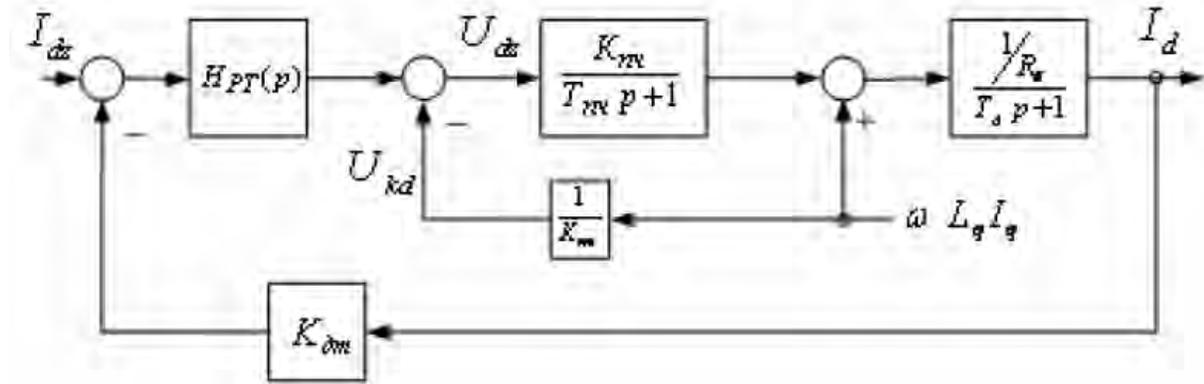


Рис. 5 Структурная схема контура тока по оси d

Обозначения: $T_d = \frac{L_d}{R_s}$ – постоянная времени статорной цепи по оси d;

$U_{kd} = -\frac{1}{K_{nc}} \omega L_q I_q$ – сигнал компенсации влияния нелинейной перекрестной связи.

Считая влияние перекрестной связи полностью скомпенсированным, выполним настройку контура на модульный оптимум с малой некомпенсированной постоянной времени $T_{кт} = T_{пч}$. В результате получим:

$$H_{PT}(s) \frac{K_{nc} K_{дм} \frac{1}{R_s}}{(T_{км} p + 1)(T_d p + 1)} = \frac{1}{2T_{км} p (T_{км} p + 1)};$$

$$H_{PT}(s) = \frac{R_s (T_d s + 1)}{2K_{nc} K_{дм} T_{км} p} = \frac{L_d}{2K_{nc} K_{дм} T_{км}} + \frac{R_s}{2K_{nc} K_{дм} T_{км}} \frac{1}{p}.$$

Таким образом, коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих ПИ регулятора тока по оси d определяются выражениями

$$K_{pid} = \frac{L_d}{2K_{nc} K_{дм} T_{км}}; \quad K_{iid} = \frac{R_s}{2K_{nc} K_{дм} T_{км}}.$$

Передаточная функция замкнутого контура тока

$$H_{км}(p) = \frac{1/k_{\partial m}}{2T_{км}^2 p^2 + 2T_{км} p + 1}$$

1) Синтез регулятора тока по оси q выполняется аналогично, с учетом следующих условий:

$$T_q = \frac{L_q}{R_s}; \quad H_{PT}(s) = \frac{L_q}{2K_{нч} K_{\partial m} T_{км}} + \frac{R_s}{2K_{нч} K_{\partial m} T_{км}} \frac{1}{p};$$

2) Сигнал возмущающей перекрестной связи, подлежащей компенсации, имеет вид $U_{kq} = \omega(L_d I_d + \Psi_f)$.

Выполним *синтез регулятора скорости*.

Структурную схему контура скорости для общего случая изобразим на рис.6.

Второй (реактивной) составляющей момента (см. последнее уравнение системы) можно пренебречь в следующих случаях:

- 1) для неявнополюсных машин ($L_d = L_q$);
- 2) при управлении по закону $I_d = 0$ для любых типов СДПМ.

В этих случаях

$$M = \frac{3}{2} Z_P \Psi_f I_q,$$

где $\psi_f = \text{const}$.

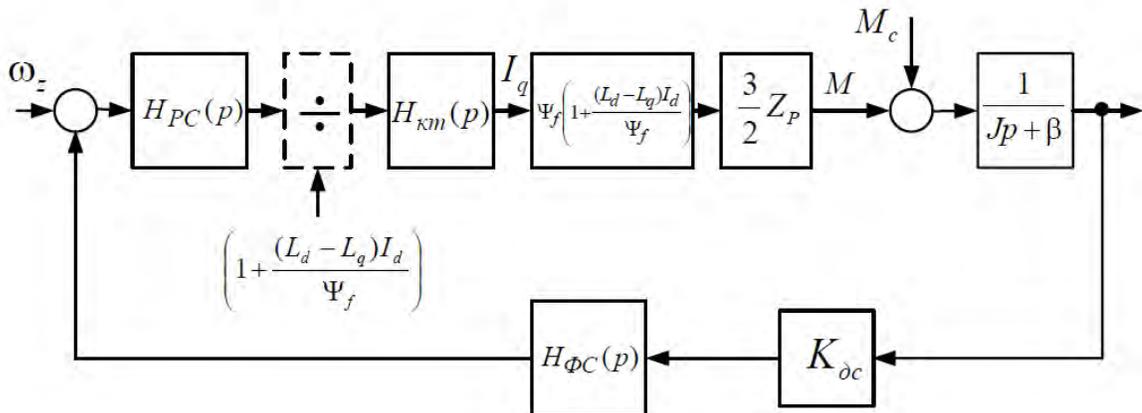


Рис.6 Структурная схема контура скорости

Для частного случая $\beta = 0$ настройка контура скорости выполняется на симметричный оптимум. В результате получается ПИ-регулятор скорости с передаточной функцией

$$H_{pc}(p) = k_{op} + \frac{k_{oi}}{p},$$

$$\text{где } k_{op} = \frac{K_{\partial m} J}{3T_{\kappa c} \cdot \Psi_f \cdot Z_P \cdot K_{\partial c}}; \quad k_{oi} = \frac{K_{\partial m} J}{12T_{\kappa c}^2 \cdot \Psi_f \cdot Z_P \cdot K_{\partial c}};$$

$T_{\kappa c} = 2T_{\kappa m} + T_{\phi c}$, $T_{\phi c}$ – постоянная времени фильтра скорости.

Для общего случая $\beta \neq 0$ настройка контура скорости выполняется на модульный оптимум.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ:

1. Абд Эль Вхаб Амр Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев «СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ И ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ» Томский политехнический университет Северский технологический институт НИЯУ МИФИ
2. Вольдек А.И., Данилевич Я.Б. «Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин». – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 213 с.
3. Виноградов, А.Б. Математические основы векторного управления электроприводами переменного тока: метод. указания для самостоятельной работы студентов по курсу «Векторное управление электроприводами переменного тока» / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2004, – 40 с.
4. Weera Kaewjinda, Mongkol Konghirun, «Vector Control Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Resolver Sensor», ECTI TRANSACTIONS ON ELECTRICAL ENG., ELECTRONICS, AND COMMUNICATIONS, 1.02.07.
5. В.И. Адашкевич, А.В. Белевич, А.В. Михайлов, Л.Г. Красневский, д.т.н., чл.-корр., Л.Ф. Ханко. «Сравнительные характеристики различных типов электроприводов» Объединенный институт машиностроения НАН Беларуси, г. Минск
6. B. Murray, Hare, and A. Hira, “Resolver Position Sensing System With Integrated Fault Detection for Automotive Applications”, IEEE Proceedings in Sensors, Vol. 2, pp. 864-869, 2002
7. D. Hanselman, “Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion”, IEEE Conference Industrial Electronics Society, Vol.2, pp. 486 - 493, 1989
8. A.O. Di Tommaso, and R. Miceli, “A new high accuracy software based resolver-to-digital converter”, IEEE Conference Industrial Electronics Society, Vol.3, pp. 2435 - 2440, 2003.
9. Wan Jiuqing, Li Xingshan, and Guo Hong, “The analysis and design of high-speed brushless resolver plus R/D converter shaft-angle measurement system”, IEEE Conference Electrical Machines.

10. Pillay Pragasan, Krishnan R. "Modelling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 35, No. 4, November 1988.
11. Krøvel Øystein, "Design of Large Permanent Magnetized Synchronous Electric Machines", Ph.D thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, pp 6-10, 14-15 Feb 2011.
12. Bose Bimal K., "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives-An Introduction and Perspective", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 54, No. 1, Feb 2007