

Điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp tựa từ thông rotor

Giảng viên hướng dẫn: TS: Vũ Hoàng Phương

Sinh viên thực hiện:

- Đỗ Tùng Dương - 20173791**
- Nguyễn Trường Giang - 20173808**

Mục lục

1

Đặt vấn đề

2

Mô hình động cơ IM trong không gian vector

3

Phương pháp điều khiển động cơ tựa từ
thông roto (FOC)

4

Mô phỏng kiểm chứng

5

Nhận xét

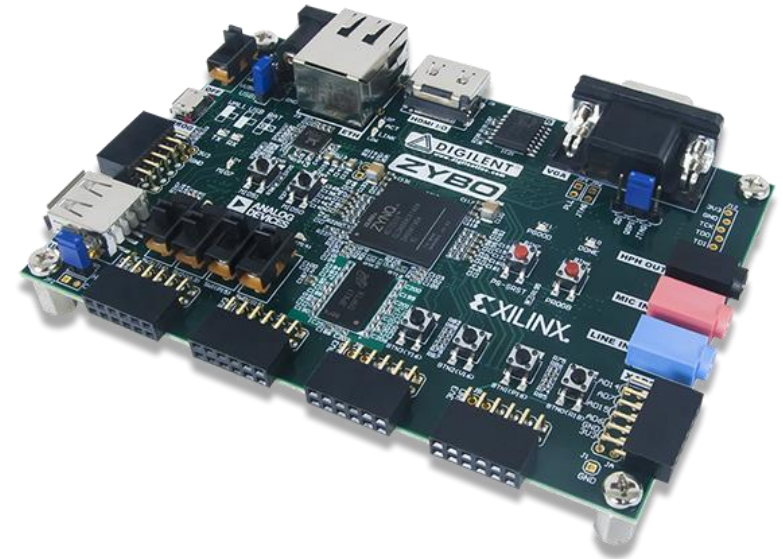
6

Tài liệu tham khảo

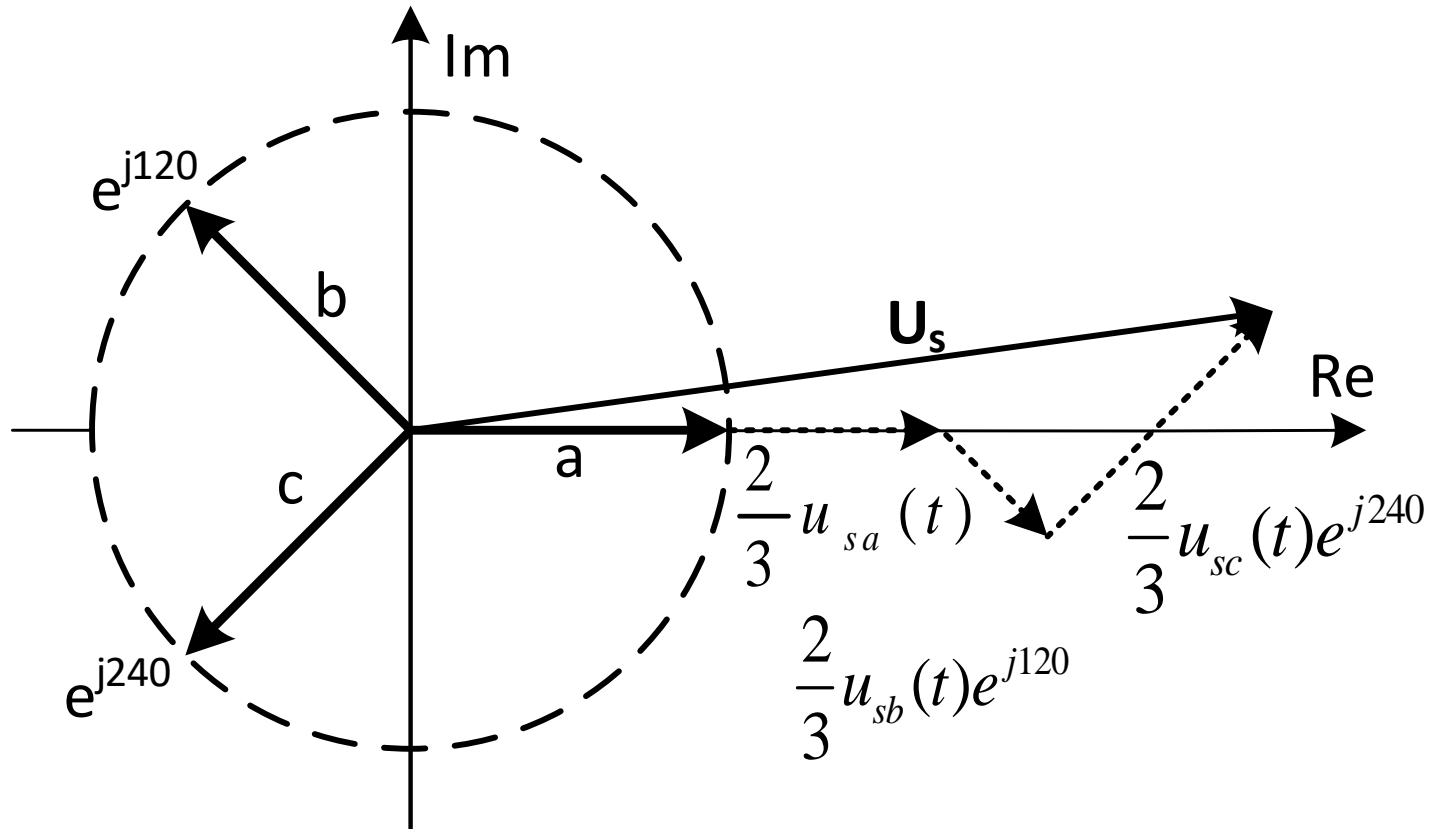
- Động cơ xoay chiều 3 pha đang ngày càng phổ biến trong công nghiệp như cầu trục, tải nâng hạ, động cơ không đồng, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu,....
- Việc tìm ra cách điều khiển chúng đang được nghiên cứu và phát triển. Chúng ta có thể tìm kiếm qua các keywords như: “High performance AC drives” hay “High precision AC drives”
- Ở trong báo cáo này, chúng em xin trình bày về Điều khiển động cơ IM sử dụng card FPGA dựa trên phương pháp Điều khiển tựa từ thông rotor (FOC)

1.1: Định nghĩa FPGA

FPGA (Field Programmable Gate Array) là mạch tích hợp cỡ lớn dùng cấu trúc mảng phần tử logic mà người dùng có thể tái lập trình được. FPGA có thể tái lập trình, không phụ thuộc vào dây chuyền sản xuất phức tạp của nhà máy sản xuất.



2.1: Mô hình động cơ không đồng bộ trong không gian vector



Hình 2.1: biểu diễn 3 dòng pha dưới dạng vector phức

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left[u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j120} + u_{sc}(t)e^{j240} \right]$$

2.1: Mô hình động cơ không đồng bộ trong không gian vector

- ❖ Mỗi quan hệ giữa các đại lượng vector ĐCKDB rotor lồng sóc
- Phương trình điện áp

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \qquad \vec{u}_r = \vec{0} = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt}$$

- Phương trình từ thông

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_s &= L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\psi}_r &= L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \end{aligned} \quad \text{với} \quad \begin{aligned} L_s &= L_m + L_{\sigma s} \\ L_r &= L_m + L_{\sigma r} \end{aligned}$$

- Phương trình momen quay

$$M = \frac{3}{2} z_p \vec{\psi}_r \vec{i}_s = \frac{3}{2} z_p |\psi_r \times i_s| \sin(\vec{\psi}_r, \vec{i}_s)$$

2.1: Mô hình động cơ không đồng bộ trong không gian vector

❖ Mỗi quan hệ giữa các đại lượng vector trên hệ tọa độ $\alpha\beta$

▪ Chọn trục α trùng với trục a

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{sa} \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{sb} - u_{sc}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \overrightarrow{u_{s\alpha\beta}} = R_s \overrightarrow{i_{s\alpha\beta}} + \frac{d\overrightarrow{\psi_{s\alpha\beta}}}{dt} \\ \overrightarrow{u_{r\alpha\beta}} = \vec{0} = R_r \overrightarrow{i_{r\alpha\beta}} + \frac{d\overrightarrow{\psi_{r\alpha\beta}}}{dt} - j\omega \overrightarrow{\psi_{r\alpha\beta}} \\ \overrightarrow{\psi_{s\alpha\beta}} = L_s \overrightarrow{i_{s\alpha\beta}} + L_m \overrightarrow{i_{r\alpha\beta}} \\ \overrightarrow{\psi_{r\alpha\beta}} = L_m \overrightarrow{i_{s\alpha\beta}} + L_r \overrightarrow{i_{r\alpha\beta}} \end{cases}$$

2.1: Mô hình động cơ không đồng bộ trong không gian vector

- ❖ Mỗi quan hệ giữa các đại lượng vector trên hệ tọa độ dq
 - Cho hệ tọa độ $\alpha\beta$ quay với tốc độ ω_s ta được hệ tọa độ dq.
 - Chọn trục d trùng với vector từ thông rotor ta có

$$\begin{cases} \overrightarrow{u_{sdq}} = R_s \overrightarrow{i_{sdq}} + \frac{d\overrightarrow{\psi_{sdq}}}{dt} + j\omega_s \overrightarrow{\psi_{rdq}} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} \overrightarrow{u_{rdq}} = \vec{0} = R_r \overrightarrow{i_{rdq}} + \frac{d\overrightarrow{\psi_{rdq}}}{dt} - j\omega_{sl} \overrightarrow{\psi_{rdq}} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \overrightarrow{\psi_{sdq}} = L_s \overrightarrow{i_{sdq}} + L_m \overrightarrow{i_{rdq}} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} \overrightarrow{\psi_{rdq}} = L_m \overrightarrow{i_{sdq}} + L_r \overrightarrow{i_{rdq}} \end{cases} \quad (2.4)$$

2.1: Mô hình động cơ không đồng bộ trong không gian vector

❖ Từ (3) và (4) ta rút ra được

$$\vec{i}_{rdq} = \frac{1}{L_r} (\vec{\psi}_{rdq} - L_m \vec{i}_{sdq}) \quad \vec{\psi}_{sdq} = L_s \vec{i}_{sdq} + \frac{L_m}{L_r} (\vec{\psi}_{rdq} - L_m \vec{i}_{sdq})$$

❖ Từ đó ta rút ra được hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + \omega_{sl} \psi'_{rq} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} - \omega_{sl} \psi'_{rd} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\left(\begin{array}{l} \sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s) \\ T_s = L_s / R_s; T_r = L_r / R_r \\ \psi'_{rd} = \psi_{rd} / L_m; \psi'_{rq} = \psi_{rq} / L_m \end{array} \right)$$

3.1: Phương pháp điều khiển vector tựa từ thông rotor (FOC)

- ❖ Khi động cơ hoạt động ở chế độ xác lập, các vector từ thông, điện áp, dòng điện đều quay với tốc độ ω_s . Vì vậy các thành phần chiếu lên 2 trục d và q là các thành phần 1 chiều.
- ❖ Nếu chọn trục d trùng với trục từ thông rotor thì ta sẽ thu được các kết quả sau:

$$\psi'_{rd} = |\overrightarrow{\psi_{rdq}}|; \psi'_{rq} = 0$$

- Momen động cơ

$$M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m^2}{L_r} \psi'_{rd} i_{sq}$$

- ❖ Nhận xét: Nếu ta giữ được biên độ vector từ thông rotor không đổi thì momen của động cơ chỉ phụ thuộc vào i_{sd} .
- ❖ Sử dụng phương pháp Tustin để tính toán các bộ điều khiển trên miền rời rạc.

3.1: Phương pháp điều khiển vector tựa từ thông rotor (FOC)

- ❖ Vì $\psi'_{rd} = 0$ nên hệ 4 phương trình mô hình động cơ được rút gọn lại như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\psi'_{rd} \\ 0 = \frac{1}{T_r}i_{sq} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rd} \end{cases} \quad \left(\begin{array}{l} \sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s) \\ T_s = L_s / R_s; T_r = L_r / R_r \\ \psi'_{rd} = \psi_{rd} / L_m; \psi'_{rq} = \psi_{rq} / L_m \end{array} \right)$$

3.2. Tại sao có cấu trúc điều khiển FOC cho IM, PMSM

- Động cơ điện xoay chiều được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng khác nhau.
- Tuy nhiên, việc sử dụng động cơ cảm ứng ở hiệu quả cao nhất là một nhiệm vụ đầy thách thức vì mô hình toán học phức tạp và đặc điểm phi tuyến tính của chúng trong quá trình bão hòa.
- Những yếu tố này làm cho việc kiểm soát động cơ cảm ứng trở nên khó khăn, dẫn đến sự ra đời của các thuật toán điều khiển hiệu suất cao như điều khiển vector.
- Phương pháp điều khiển vô hướng U/f có những hạn chế về mật hiệu suất, momen xoắn sinh ra có dao động.

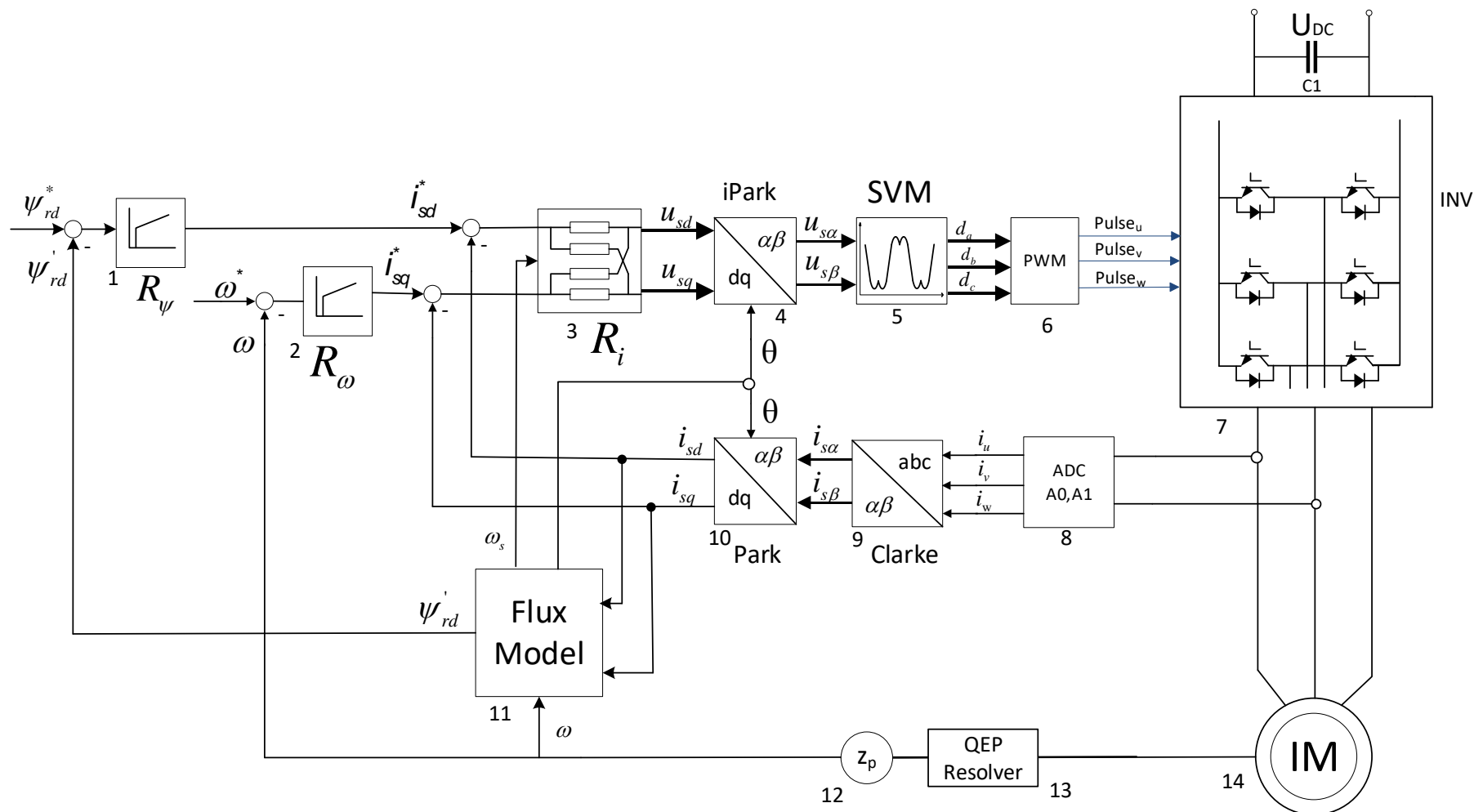
3.2. Tại sao có cấu trúc điều khiển FOC cho IM, PMSM

- Do đó, để đạt được hiệu suất cao hơn, cần sử dụng một phương pháp điều khiển khác.
- Sự phát triển của ngành công nghiệp bán dẫn cũng như các vi điều khiển, các bộ xử lý tín hiệu số (DSP) và FPGA đã tạo điều kiện để các phương pháp điều khiển phức tạp hơn như FOC có thể thực hiện được
- Phương pháp điều khiển động cơ tựa từ thông rotor (FOC) tách biệt thành phần sinh momen xoắn và thành phần sinh từ thông của động cơ xoay chiều, giúp mô hình hóa động cơ điện xoay chiều giống với động cơ điện 1 chiều để áp dụng các nguyên lý điều khiển của động cơ điện 1 chiều vào động cơ điện xoay chiều.

3.2. Tại sao có cấu trúc điều khiển FOC cho IM, PMSM

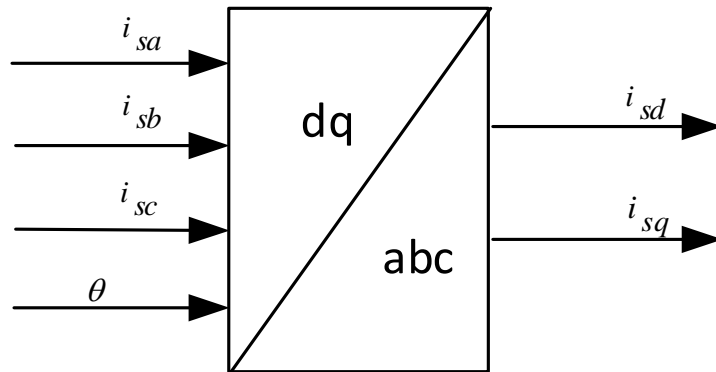
➤ Ưu điểm của phương pháp FOC

- ✓ Giảm sự dao động của momen xoắn sinh ra
- ✓ Dải điều chỉnh tốc độ lớn
- ✓ Điều khiển tốc độ chính xác
- ✓ Hoạt động được ở trong cả 4 góc phần tư.



Mô hình bộ điều khiển tựa từ thông rotor

3.3: Khổi chuyển hệ tọa độ

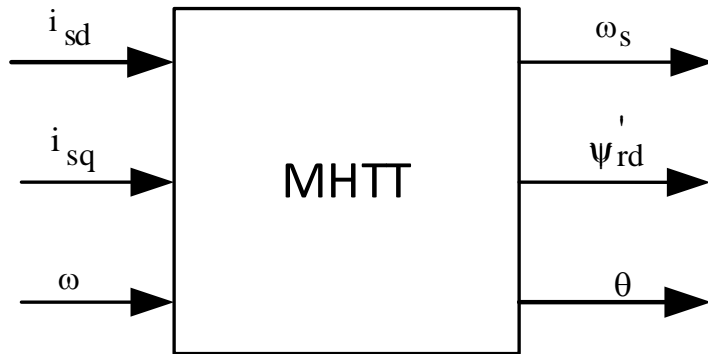


- Khổi chuyển hệ tọa độ nhận giá trị về dòng điện i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} và góc tựa từ thông rotor để chuyển dòng điện stator ở hệ trục tọa độ dq

- Điều này giúp ta tính toán cho động cơ xoay chiều như tính toán với động cơ 1 chiều.

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} \cdot \cos(\theta) + i_{sb} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ i_{sq} = \frac{2}{3} \left(-i_{sa} \cdot \sin(\theta) - i_{sb} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{sc} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{cases}$$

3.3: Mô hình từ thông



- Mô hình từ thông có đầu vào là dòng điện và tốc độ của động cơ sau nghịch lưu. Đầu ra là từ thông rotor, góc tựa từ thông.

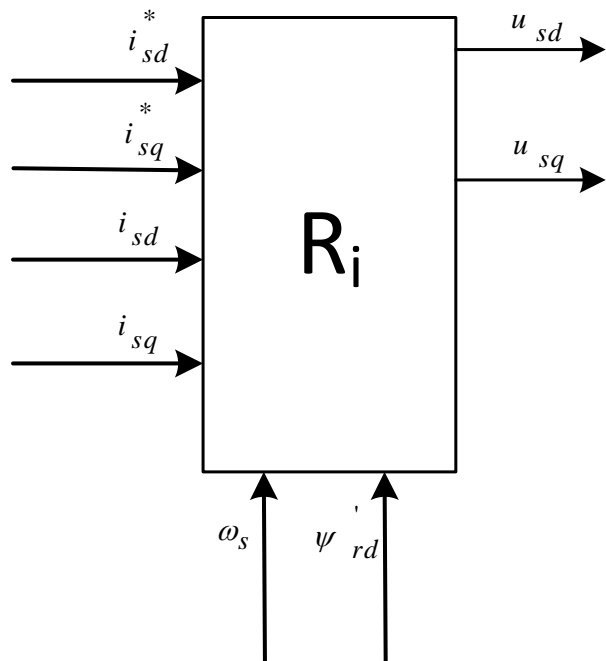
- Từ 2 phương trình từ thông (2.7 và 2.8), ta xây dựng được mô hình từ thông.

$$\begin{cases} \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + \omega_{sl} \psi'_{rq} \\ \frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} - \omega_{sl} \psi'_{rd} \end{cases}$$

Với

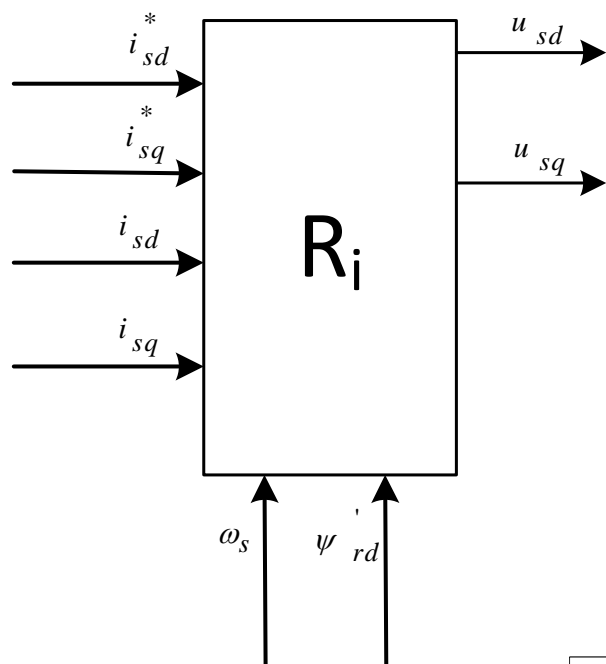
$$\left(\begin{array}{l} \sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s) \\ T_s = L_s / R_s; T_r = L_r / R_r \\ \psi'_{rd} = \psi_{rd} / L_m; \psi'_{rq} = \psi_{rq} / L_m \end{array} \right)$$

3.4: Bộ điều chỉnh dòng điện (R_i)



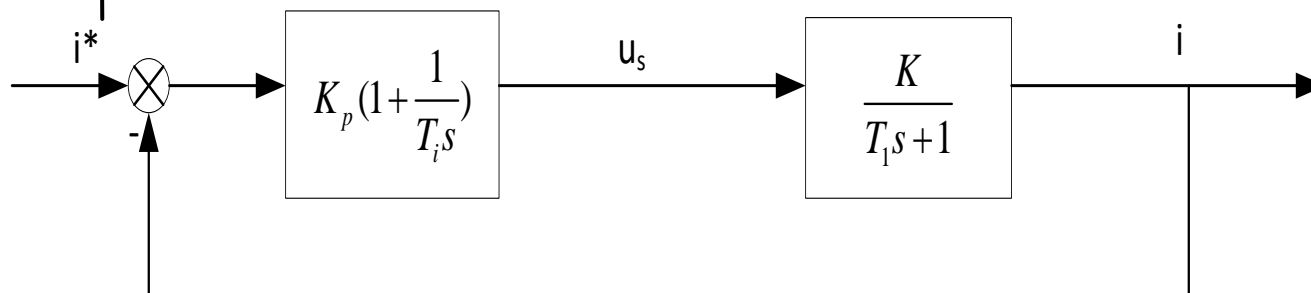
- Bộ điều chỉnh R_i làm tăng chất lượng dòng điện stator bằng việc điều chỉnh hai dòng điện quy đổi i_{sd} và i_{sq} .
- Nếu ta giữ nguyên được i_{sd} và i_{sq} thì Momen động cơ sinh ra ổn định.
- Đầu ra của R_i là u_{sd} và u_{sq} , được sử dụng để phục vụ khâu điều chế SVM
- Lượng đặt cho dòng điện là i_{sd}^* và i_{sq}^* được tính toán từ hai bộ điều chỉnh tốc độ và bộ điều chỉnh từ thông.

3.4: Bộ điều chỉnh dòng điện (Ri)

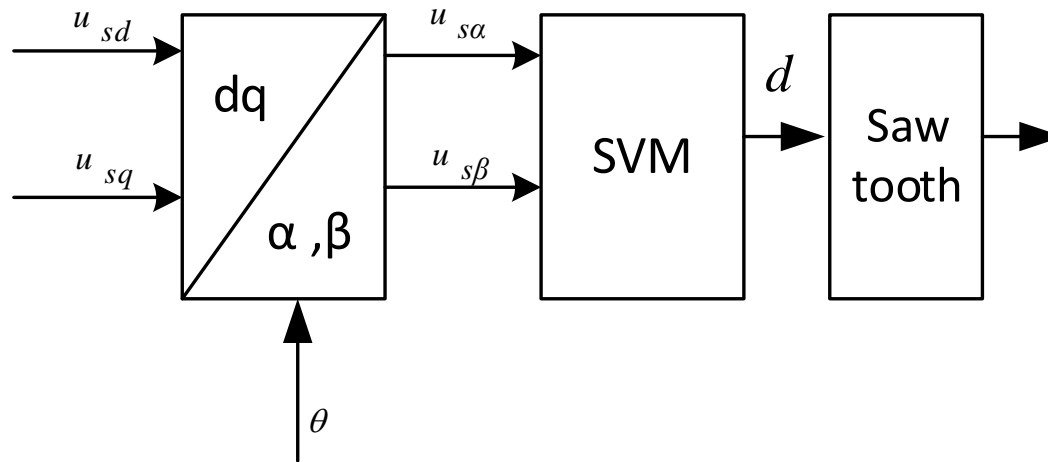


- Từ mô hình dòng điện (Phương trình 2.5, 2.6) ta thấy có thành phần xen kênh. Vì vậy khi thiết kế bộ điều khiển ta phải khử thành phần xen kênh này.

- Sau cùng, ta thấy quan hệ giữa i_{sd} và u_{sd} , i_{sq} và u_{sq} là khâu quán tính bậc nhất. Ta thiết kế bộ điều khiển PI dựa theo mô hình sau:



3.5: Khâu SVM



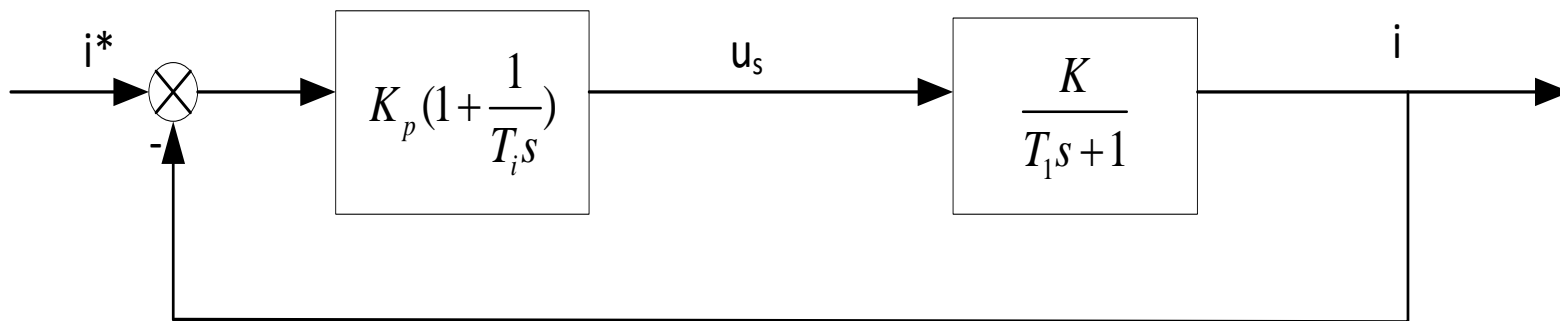
Khối SVM sử dụng phương pháp điều chế SVM để phát xung điều khiển van bán dẫn của mạch nghịch lưu nguồn áp.

Đầu vào của khối SVM là điện áp $u_{s\alpha}$ và $u_{s\beta}$ được tính toán từ đầu ra của bộ điều chỉnh dòng điện.

Đầu ra là duty cycle rồi so sánh với khâu răng cưa để phát xung cho van.

3.6: Thiết kế các bộ điều chỉnh

3.6.1: Bộ điều chỉnh dòng điện



❖ Với
$$\left(K = \frac{1}{\sigma L_s \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)} ; T_l = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \right)$$

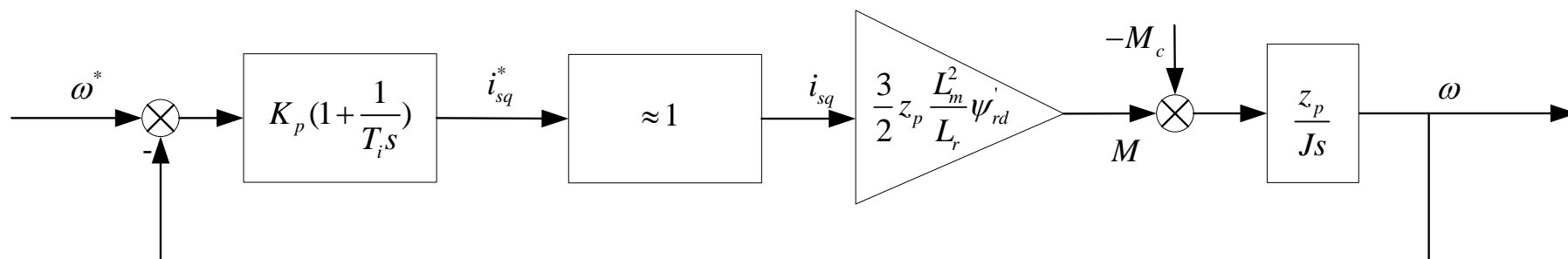
❖ Thiết kế Bộ PI sao cho
$$W_k = \frac{i}{i^*} = \frac{1}{T^* s + 1}$$

➤ Chọn $T_i = T_l \Rightarrow W_k = \frac{K_p K}{T_l s + K_p K} = \frac{1}{\frac{T_l}{K_p K} s + 1} = \frac{1}{T^* s + 1}$

➤ Chọn T^* từ đó ta tính được K_p .

3.6: Thiết kế các bộ điều chỉnh

3.6.2: Bộ điều chỉnh tốc độ



❖ Thiết kế Bộ PI sao cho $W_k = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$

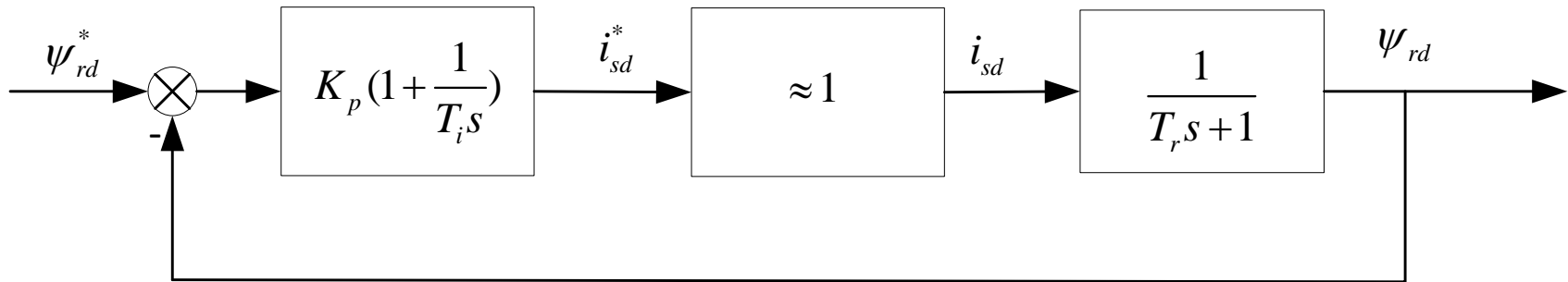
❖ Hàm truyền hệ kín của mô hình điều chỉnh tốc độ

$$W_k = \frac{\frac{Kz_p K_p}{J} s + \frac{KK_p z_p}{T_i J}}{s^2 + \frac{Kz_p K_p}{J} s + \frac{K_p K z_p}{T_i J}} \Rightarrow \begin{cases} \frac{Kz_p K_p}{J} = 2\xi\omega_n \\ \frac{K_p K z_p}{T_i J} = \omega_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = ? \\ T_i = ? \end{cases}$$

$$\left(K = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m^2}{L_r} \psi'_{rd} \right)$$

3.6: Thiết kế các bộ điều chỉnh

3.6.3: Bộ điều chỉnh từ thông



❖ Thiết kế Bộ PI sao cho $W_k = \frac{\psi_{rd}}{\psi_{rd}^*} = \frac{1}{T^*s + 1}$

➤ Chọn $T_i = T_r \Rightarrow W_k = \frac{K_p K}{T_r s + K_p K} = \frac{1}{\frac{T_r}{K_p K} s + 1} = \frac{1}{T^* s + 1}$

➤ Chọn T^* từ đó ta tính được K_p .

3.7: Tính toán các bộ điều chỉnh

❖ Tính toán các bộ điều chỉnh với thông số động cơ như sau:

- Điện trở stator : $R_s = 2.52195\Omega$
- Điện cảm tản sator : $L_{\sigma s} = 0.0062H$
- Điện cảm từ hóa : $L_m = 0.1763H$
- Điện trở rotor quy đổi : $R_r' = 0.976292\Omega$
- Điện cảm tản rotor quy đổi : $L_{\sigma r}' = 0.0095H$
- Momen quán tính : $J = 0.117Kg.m / s^2$
- Số đôi cực : $z_p = 2$
- Momen cản : $M_c = \pm 50Nm$

3.7: Tính toán các bộ điều chỉnh

3.7.1: Tính toán bộ điều chỉnh dòng điện

- ❖ Ở đây ta chỉ tính toán bộ điều chỉnh cho i_{sd} , bộ điều chỉnh i_{sq} làm tương tự.
- ❖ Thay các số liệu động cơ vào phương trình mô hình dòng điện (2.5) ta rút ra được hàm truyền

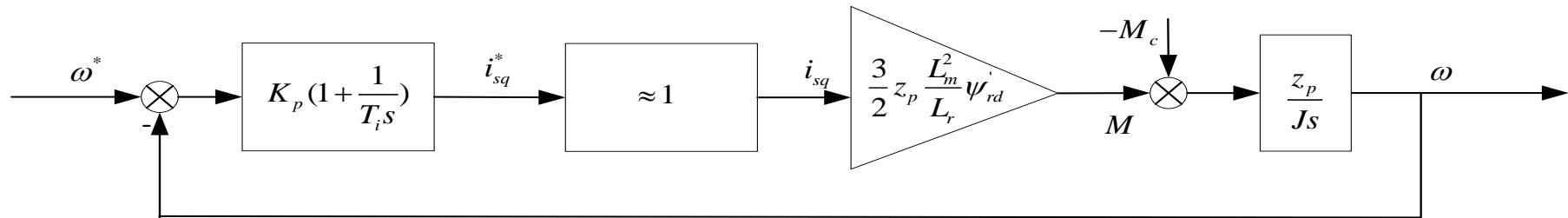
$$\frac{i_{sd}}{u_{sd}} \approx \frac{65.73}{s + 223.54} \approx \frac{0.294}{\frac{1}{223.54}s + 1}$$

- ❖ Chọn $T^* = \frac{T_{sw}}{5}$, từ đó ta tính được bộ điều chỉnh

$$PI = 380.34 \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{223.54}s} \right)$$

3.7: Tính toán các bộ điều chỉnh

3.7.2: Tính toán bộ điều chỉnh tốc độ



- ❖ Thay các số liệu động cơ vào mô hình ta rút ra được hàm truyền hệ kín của mô hình

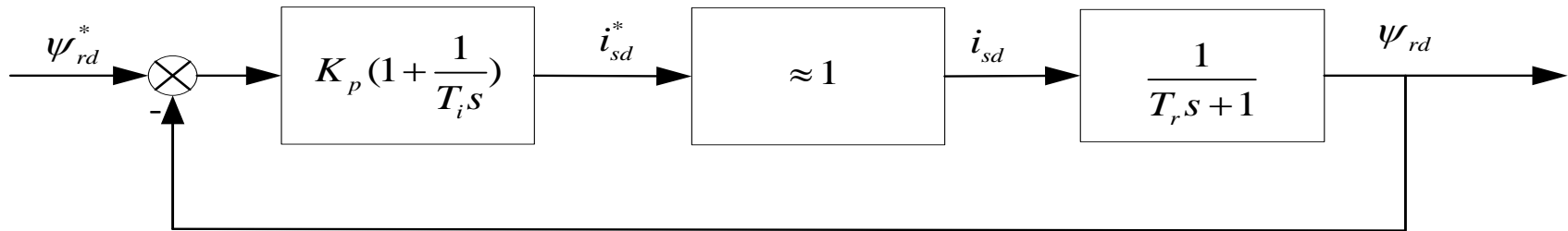
$$W_k = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{69.61K_p s + \frac{69.61K_p}{T_i}}{s^2 + 69.61K_p s + \frac{69.61K_p}{T_i}}$$

- ❖ Chọn $\begin{cases} \xi = 0.7 \\ \omega_n = 250 \end{cases}$, từ đó ta tính được bộ điều chỉnh

$$PI = 5 \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{178.57}s} \right)$$

3.7: Tính toán các bộ điều chỉnh

3.7.3: Tính toán bộ điều chỉnh từ thông



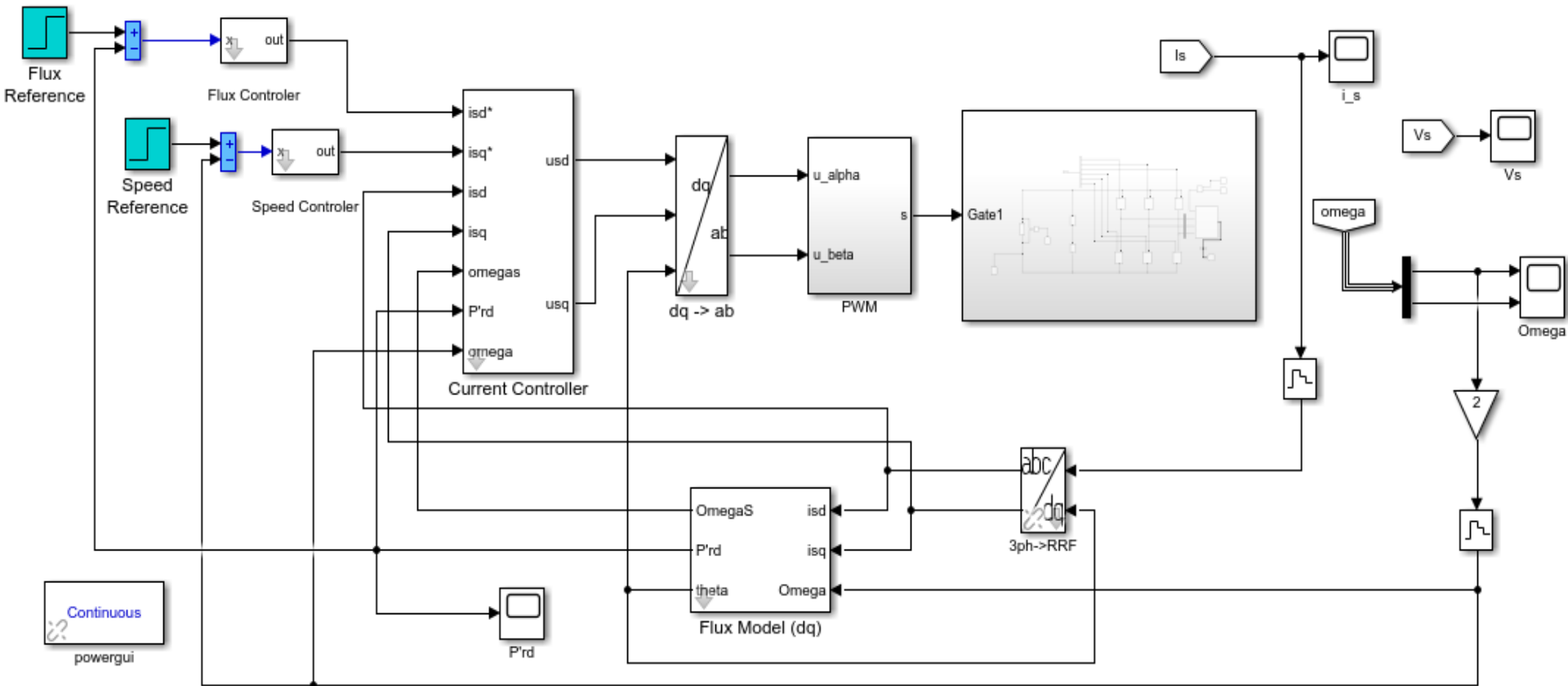
- ❖ Thay các số liệu động cơ vào mô hình và chọn $T_i = T_r$ ta rút ra được hàm truyền hệ kín của mô hình

$$W_k = \frac{\psi_{rd}}{\psi_{rd}^*} = \frac{1}{\frac{T_r}{K_p} s + 1} = \frac{1}{T^* s + 1}$$

- ❖ Chọn $T^* = 0.0005$, từ đó ta tính được bộ điều chỉnh

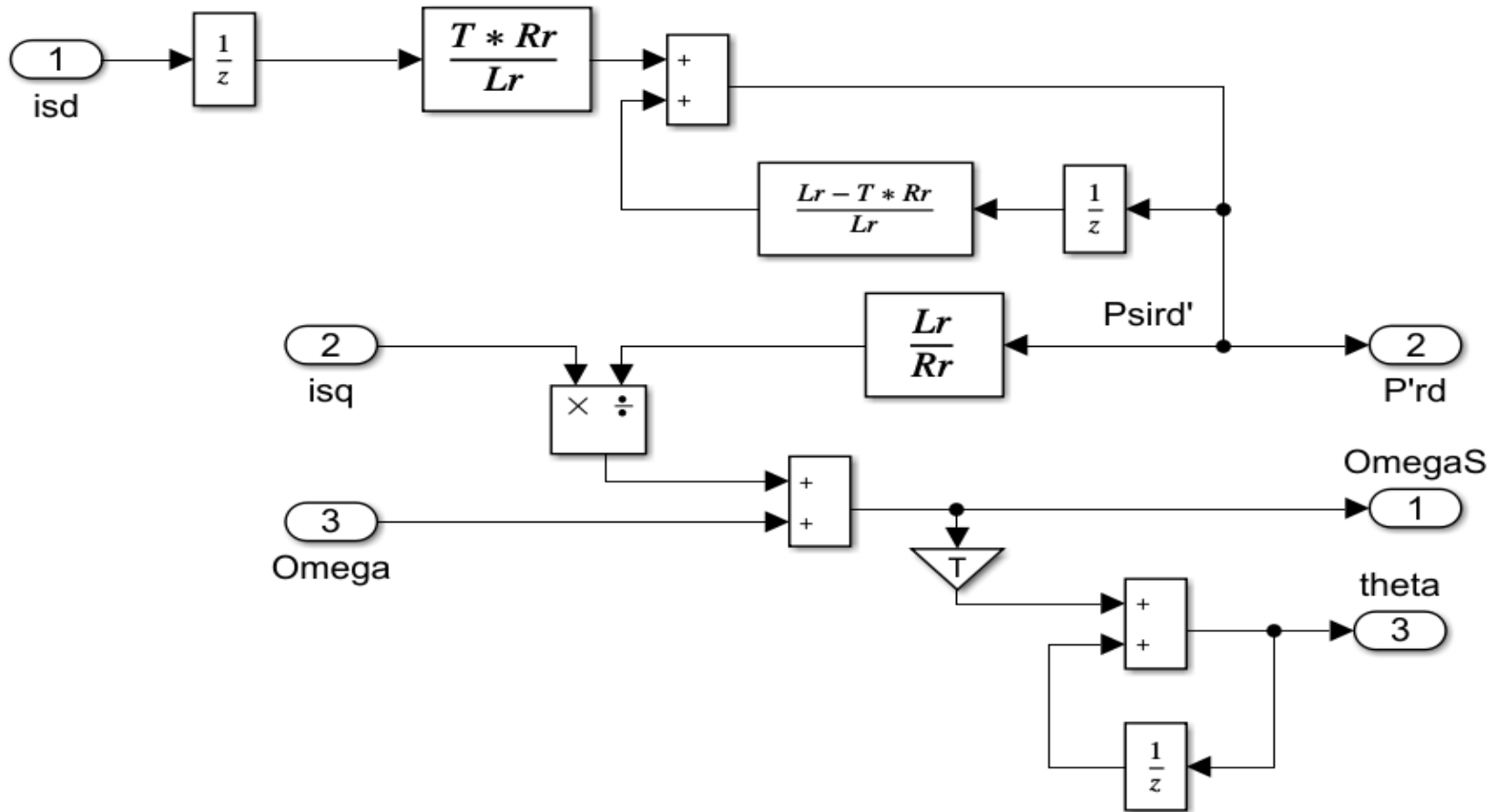
$$PI = 950 \left(1 + \frac{1}{0.2s} \right)$$

- ❖ Mô phỏng kiểm chứng phương pháp điều khiển FOC trên MATLAB và Bộ Typhoon HIL 402
- ❖ Sử dụng bộ điều khiển PI rời rạc theo phương pháp Tustin
- ❖ Lượng đặt tốc độ điện là 100 rad/s
- ❖ Lượng đặt từ thông rotor là 8.1144 Vs



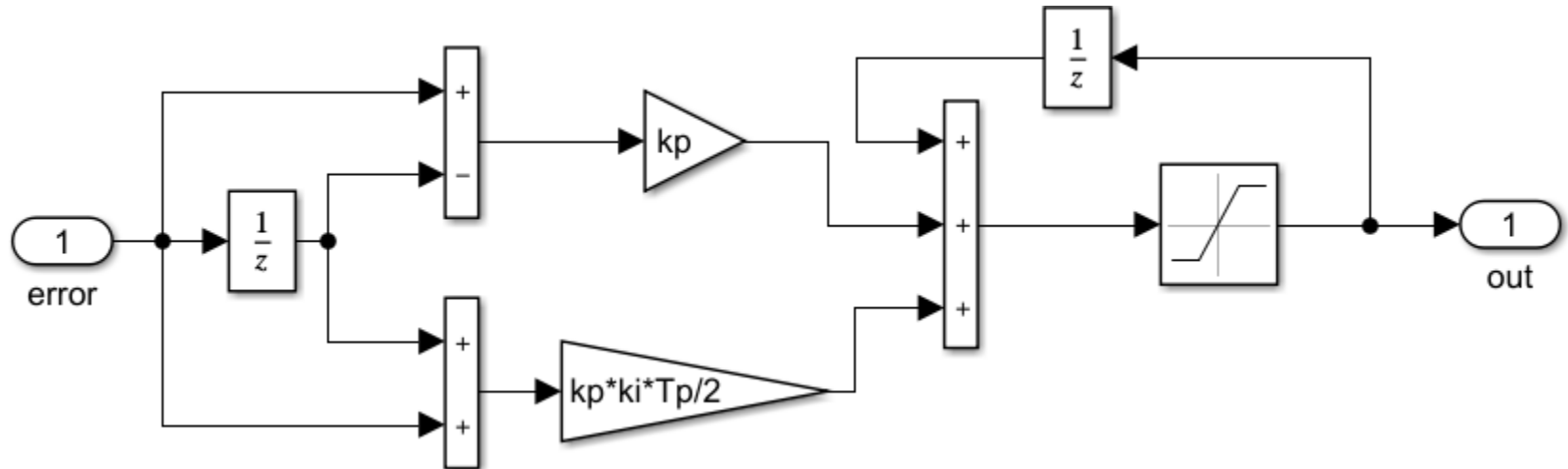
Hình ảnh mô phỏng trên MATLAB

4.1: Mô phỏng trên MATLAB



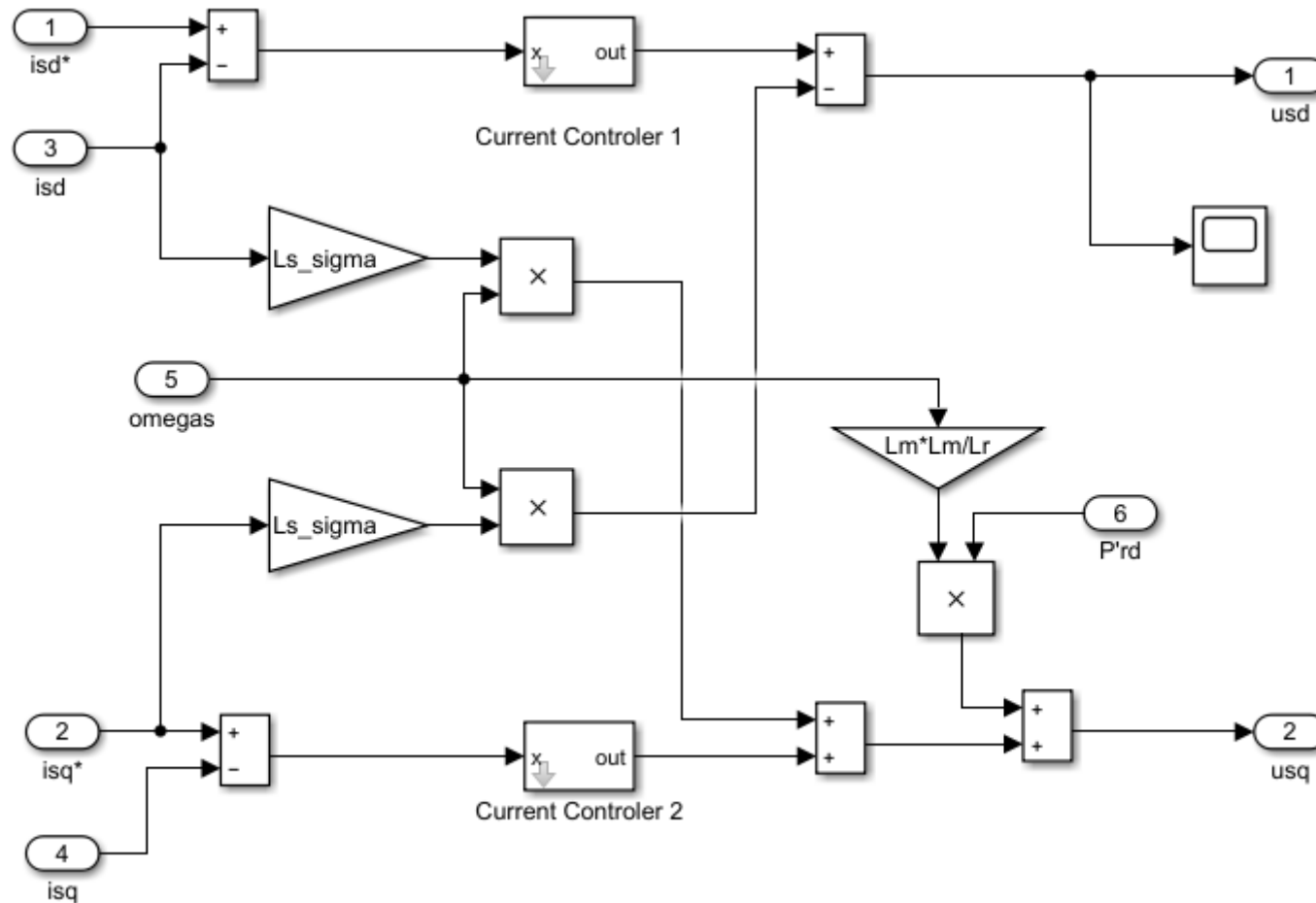
Mô hình từ thông

4.1: Mô phỏng trên MATLAB



Bộ điều chỉnh PI rời rạc

4.1: Mô phỏng trên MATLAB

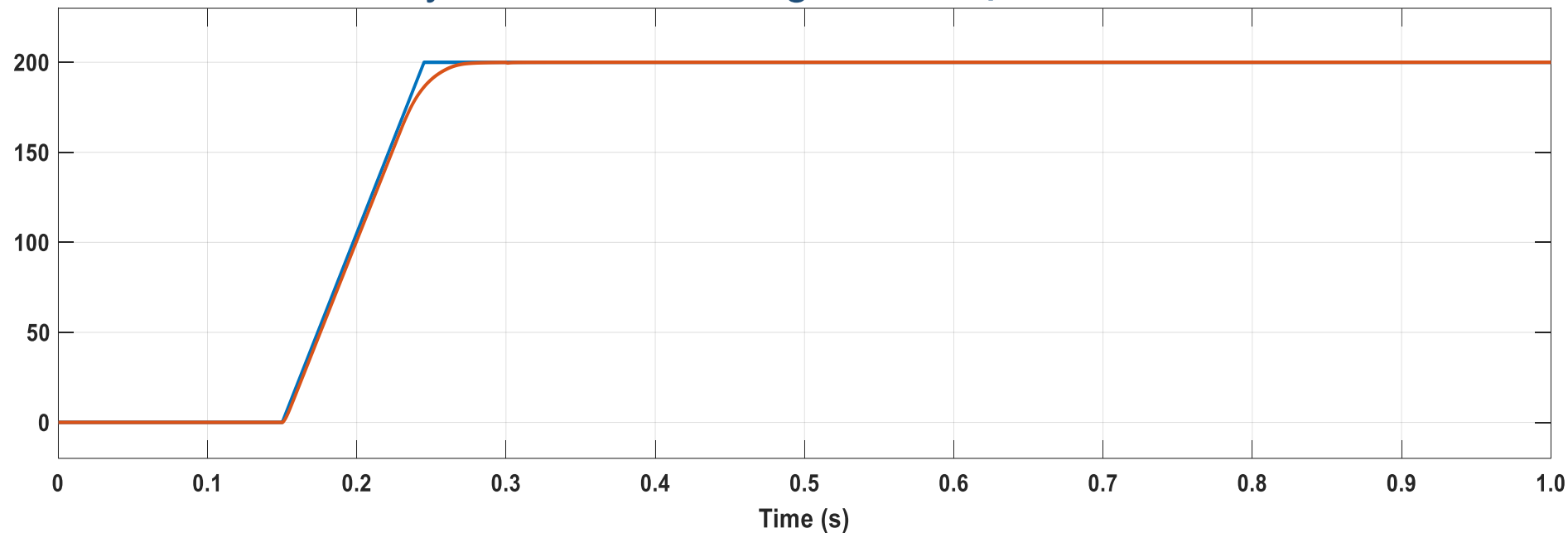


Bộ điều chỉnh dòng điện

4.1: Mô phỏng trên MATLAB

❖ Đồ thị tốc độ quay của rotor

- Tải thay đổi từ 50Nm sang -50Nm tại $t=0.7s$

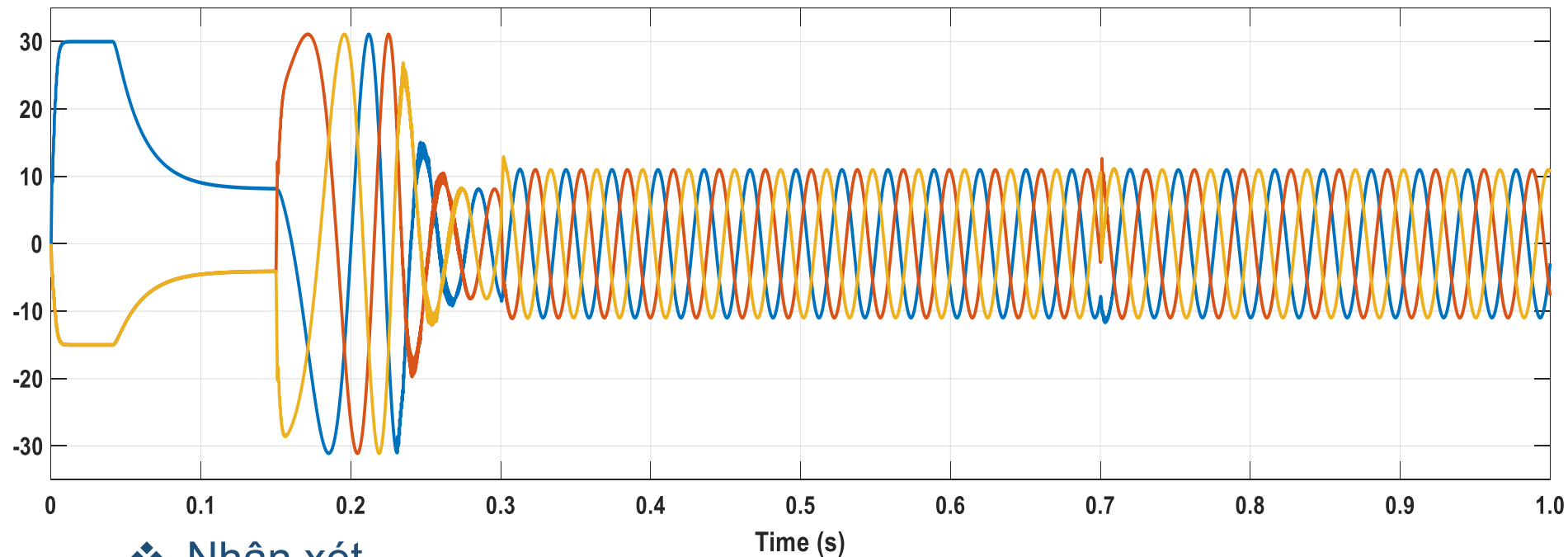


❖ Nhận xét

- Tốc độ quay của rotor bám theo giá trị đặt
- Thời gian quá độ là 0.08 giây
- Độ quá điều chỉnh 1,5%

4.1: Mô phỏng trên MATLAB

❖ Đồ thị dòng điện stator

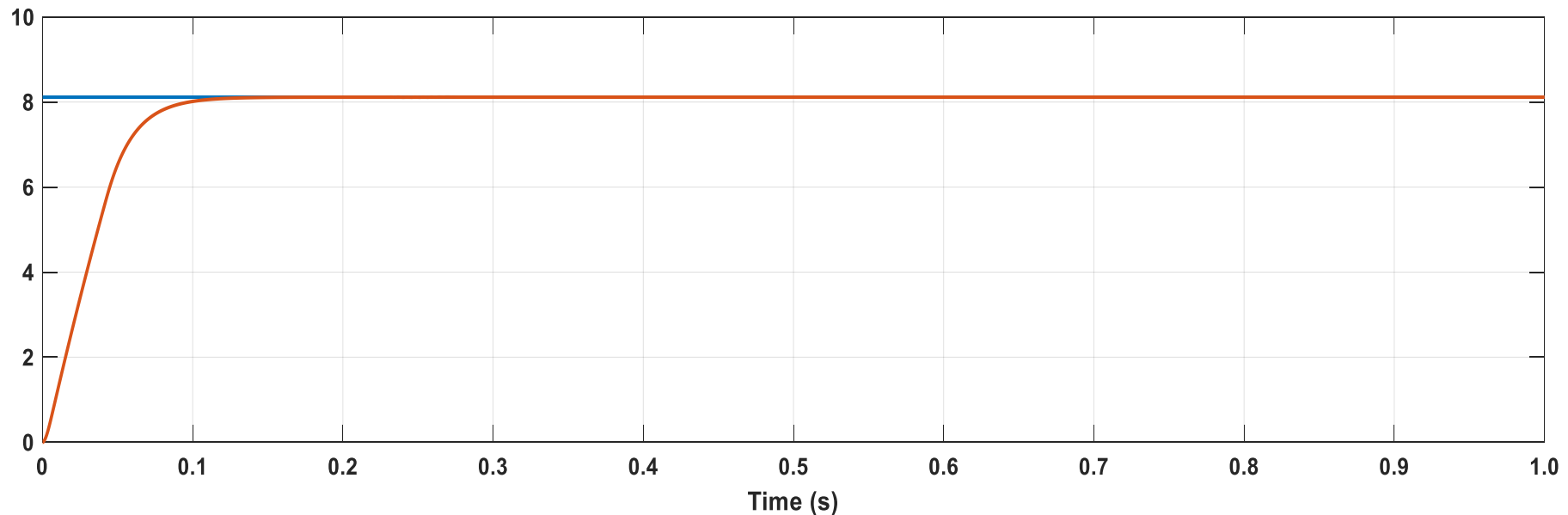


❖ Nhận xét

- Dòng điện Stator có dạng sin khi xác lập
- Dòng điện lớn nhất khi khởi động là 31.25A gấp 2.8 lần dòng điện khi động cơ chạy ổn định

4.1: Mô phỏng trên MATLAB

❖ Đồ thị từ thông rotor



❖ Nhận xét

- Từ thông rotor bám theo giá trị đặt
- Thời gian quá độ là 0.3 giây

- Sách: Điều khiển Vector truyền động điện xoay chiều ba pha (Tác giả: Nguyễn Phùng Quang, Nhà xuất bản Bách Khoa Hà Nội)
- Cơ sở truyền động điện (Tác giả: Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật)
- Giáo trình điện tử công suất (Tác giả: Trần Trọng Minh, Nhà xuất bản giáo dục)
- FPGA Realization of a High-performance Servo Controller for PMSM - Zhaoyong Zhou and Tiecai Li, Toshio Takahashi and Eddy Ho
- FPGAs Enable Energy-Efficient Motor Control in Next Generation Smart Home Appliances – Altera Corporation
- FPGA-Based High Performance AC Drives

Trân trọng cảm ơn!



TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI
HANOI UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

SEE
School of Electrical Engineering



ICEA
Institute for Control
Engineering and Automation