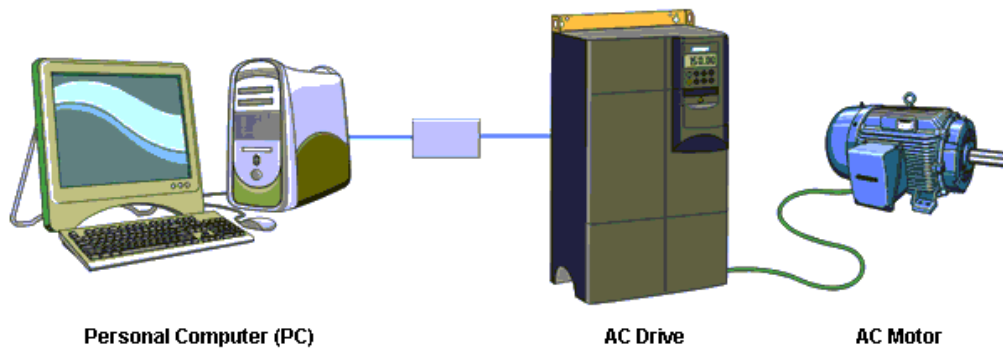


**ĐẠI HỌC QUỐC GIA TP. HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA
KHOA ĐIỆN – ĐIỆN TỬ**

Bài giảng:

**HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ
(ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 3 PHA)**

Biên soạn: ThS. Trần Công Bình



TP. HỒ CHÍ MINH, THÁNG 02 NĂM 2008

GIỚI THIỆU MÔN HỌC

1. Tên môn học: **HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ**
2. Mã số:
3. Phân phối giờ: 28LT + 14BT+Kiểm tra
4. Số tín chỉ: 2(2.1.4) Kiểm tra: 20%, Thi: 80%
5. Môn tiên quyết: Kỹ thuật điện 2, Cơ sở tự động học, Kỹ thuật số
6. Môn song hành:
7. Giáo trình chính:
8. Tài liệu tham khảo:
 -
9. Tóm tắt nội dung:
 - Phần Tiếng Việt:
 - Summary: Electrical Engineering
10. Đối tượng học: Sinh viên ngành Điện.

**CHƯƠNG TRÌNH MÔN HỌC
HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ**

<i>Chương 1:</i>	Bộ nghịch lưu ba pha và Vector không gian	(4,5T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Vector không gian. ▪ Bộ nghịch lưu ba pha. 	
<i>Chương 2:</i>	Hệ qui chiếu quay	(1,5T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Hệ qui chiếu quay. ▪ Chuyển đổi hệ tọa độ $abc \leftrightarrow \alpha\beta \leftrightarrow dq$. 	
<i>Chương 3:</i>	Mô hình ĐCKĐB 3 pha ($\alpha\beta$), (dq)	(9T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Sơ đồ tương đương của động cơ và một số ký hiệu. ▪ Mô hình động cơ trong HTĐ stator ($\alpha\beta$). ▪ Mô hình động cơ trong HTĐ từ thông rotor (Ψ_r). 	
<i>Chương 4:</i>	Điều khiển định hướng từ thông (FOC) ĐCKĐB	(6T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Điều khiển PID ▪ Điều khiển tiếp dòng. ▪ Điều khiển tiếp áp. ▪ Mô phỏng của FOC. 	
		(21 tiết)
<i>Chương 5:</i>	Một số phương pháp ước lượng từ thông rotor	(6T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Từ Ψ_m và i_a, i_b hồi tiếp. ▪ Từ u_s và i_a, i_b hồi tiếp. ▪ Từ ω và i_a, i_b hồi tiếp. ▪ Ước lượng vị trí (góc) vector Ψ_r. ▪ Ước lượng (Ψ_r) trong HTĐ dq. ▪ Ước lượng từ thông rotor dùng khâu quan sát (observer) ▪ Đáp ứng mô phỏng FOC. 	
<i>Chương 6:</i>	Các phương pháp điều khiển dòng	(6T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Điều khiển dòng trong HQC ($\alpha\beta$): <i>vòng trễ và so sánh</i>. ▪ Điều khiển dòng trong HQC (dq). 	
<i>Chương 7:</i>	Một số phương pháp ước lượng tốc độ động cơ	(3T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ước lượng vận tốc vòng hở (2 pp). ▪ Ước lượng vận tốc vòng kín (có hồi tiếp). ▪ Điều khiển không dùng cảm biến (sensorless). 	
<i>Chương 8:</i>	Bộ điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha	(6T)
	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Cấu trúc một hệ thống điều khiển động cơ. ▪ Cảm biến đo lường ▪ Một số ưu điểm khi sử dụng bộ điều khiển tốc độ động cơ ▪ Hệ thống điều khiển số động cơ không đồng bộ ba pha ▪ Bộ biến tần 	

(21 tiết)

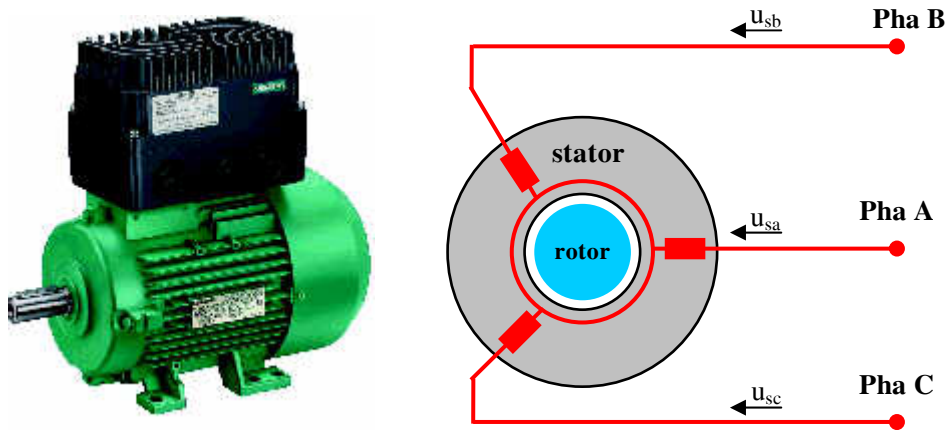
(42 tiết)

Chương 1: VECTOR KHÔNG GIAN VÀ BỘ NGHỊCH LƯU BA PHA

I. Vector không gian

I.1. Biểu diễn vector không gian cho các đại lượng ba pha

Động cơ không đồng bộ (ĐCKĐB) ba pha có ba (hay bội số của ba) cuộn dây stator bố trí trong không gian như hình vẽ sau:



Hình 1.1: Sơ đồ đầu dây và điện áp stator của ĐCKĐB ba pha.
(Ba trục của ba cuộn dây lệch nhau một góc 120^0 trong không gian)

Ba điện áp cấp cho ba đầu dây của động cơ từ lưới ba pha hay từ bộ nghịch lưu, biến tần; ba điện áp này thỏa mãn phương trình:

$$u_{sa}(t) + u_{sb}(t) + u_{sc}(t) = 0 \tag{1.1}$$

Trong đó:

$$\begin{cases} u_{sa}(t) = |u_s| \cos(\omega_s t) & (1.2a) \\ u_{sb}(t) = |u_s| \cos(\omega_s t - 120^0) & (1.2b) \\ u_{sc}(t) = |u_s| \cos(\omega_s t + 120^0) & (1.2c) \end{cases}$$

Với $\omega_s = 2\pi f_s$; f_s là tần số của mạch stator; $|u_s|$ là biên độ của điện áp pha, có thể thay đổi.
(điện áp pha là các số thực)

Vector không gian của điện áp stator được định nghĩa như sau:

$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} [\vec{u}_{sa}(t) + \vec{u}_{sb}(t) + \vec{u}_{sc}(t)] \tag{1.3}$$

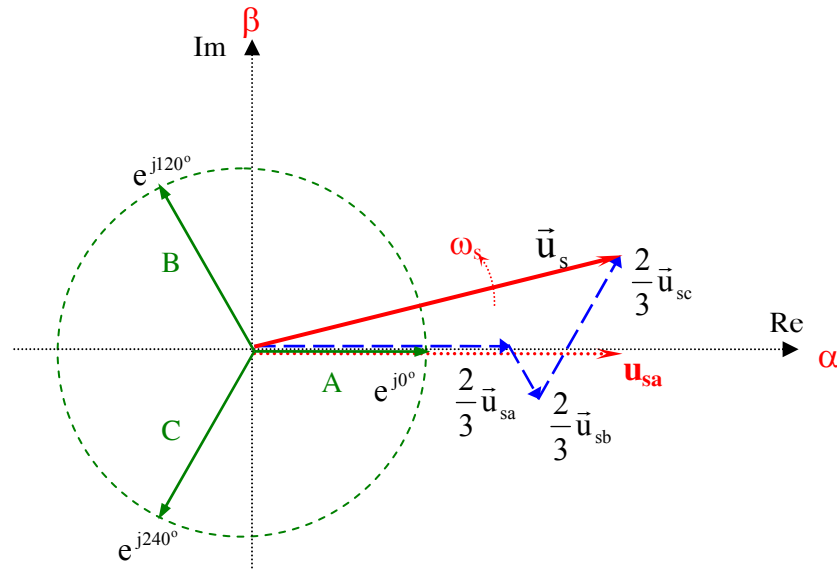
$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} [u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j120^0} + u_{sc}(t)e^{j240^0}] \tag{1.4}$$

(tương tự như vector trong mặt phẳng phức hai chiều với 2 vector đơn vị)

Ví dụ 1.1: Chứng minh?

a) $\vec{u}_s(t) = |u_s| e^{j\omega_s t} = |u_s| \angle(\omega_s t) \tag{1.6}$

b) $u_s = \frac{2}{3} \left([u_{as} - 0,5u_{bs} - 0,5u_{cs}] + j \left[\frac{\sqrt{3}}{2} u_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{cs} \right] \right) \tag{1.5}$

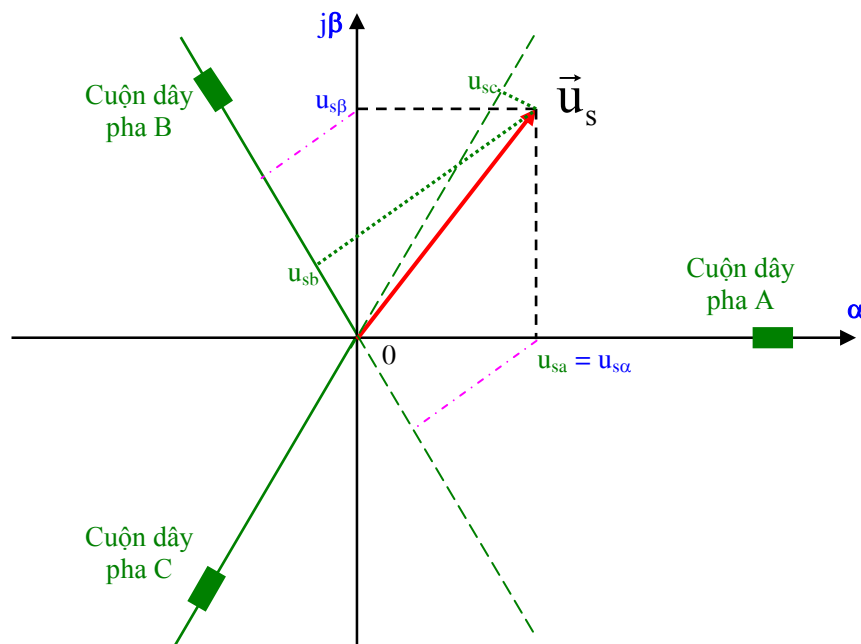


Hình 1.2: Vector không gian điện áp stator trong hệ tọa độ $\alpha\beta$.

Theo hình vẽ trên, điện áp của từng pha chính là hình chiếu của vector điện áp stator \vec{u}_s lên trục của cuộn dây tương ứng. Đối với các đại lượng khác của động cơ: dòng điện stator, dòng rotor, từ thông stator và từ thông rotor đều có thể xây dựng các vector không gian tương ứng như đối với điện áp stator ở trên.

1.2. Hệ tọa độ cố định stator

Vector không gian điện áp stator là một vector có modul xác định ($|u_s|$) quay trên mặt phẳng phức với tốc độ góc ω_s và tạo với trục thực (trùng với cuộn dây pha A) một góc $\omega_s t$. Đặt tên cho trục thực là α và trục ảo là β , vector không gian (điện áp stator) có thể được mô tả thông qua hai giá trị thực ($u_{s\alpha}$) và ảo ($u_{s\beta}$) là hai thành phần của vector. Hệ tọa độ này là hệ tọa độ stator cố định, gọi tắt là **hệ tọa độ $\alpha\beta$** .



Hình 1.3: Vector không gian điện áp stator \vec{u}_s và các điện áp pha.

Bằng cách tính hình chiếu các thành phần của vector không gian điện áp stator ($u_{s\alpha}, u_{s\beta}$) lên trục pha A, B (trên hình 1.3), có thể xác định các thành phần theo phương pháp hình học:

$$\begin{cases} u_{sa} = u_{s\alpha} & (1.7a) \\ u_{sb} = -\frac{1}{2}u_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta} & (1.7b) \end{cases}$$

suy ra

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{sa} & (1.8a) \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{sa} + 2u_{sb}) & (1.8b) \end{cases}$$

Theo phương trình (1.1), và dựa trên hình 1.3 thì chỉ cần xác định hai trong số ba điện áp pha stator là có thể tính được vector \vec{u}_s .

Hay từ phương trình (1.5)

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \left([u_{as} - 0,5u_{bs} - 0,5u_{cs}] + j \left[\frac{\sqrt{3}}{2}u_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{cs} \right] \right) \quad (1.9)$$

có thể xác định ma trận chuyển đổi $abc \rightarrow \alpha\beta$ theo phương pháp đại số:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha}^s \\ u_{s\beta}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Ví dụ 1.2: Chứng minh ma trận chuyển đổi hệ tọa độ $\alpha\beta \rightarrow abc$?

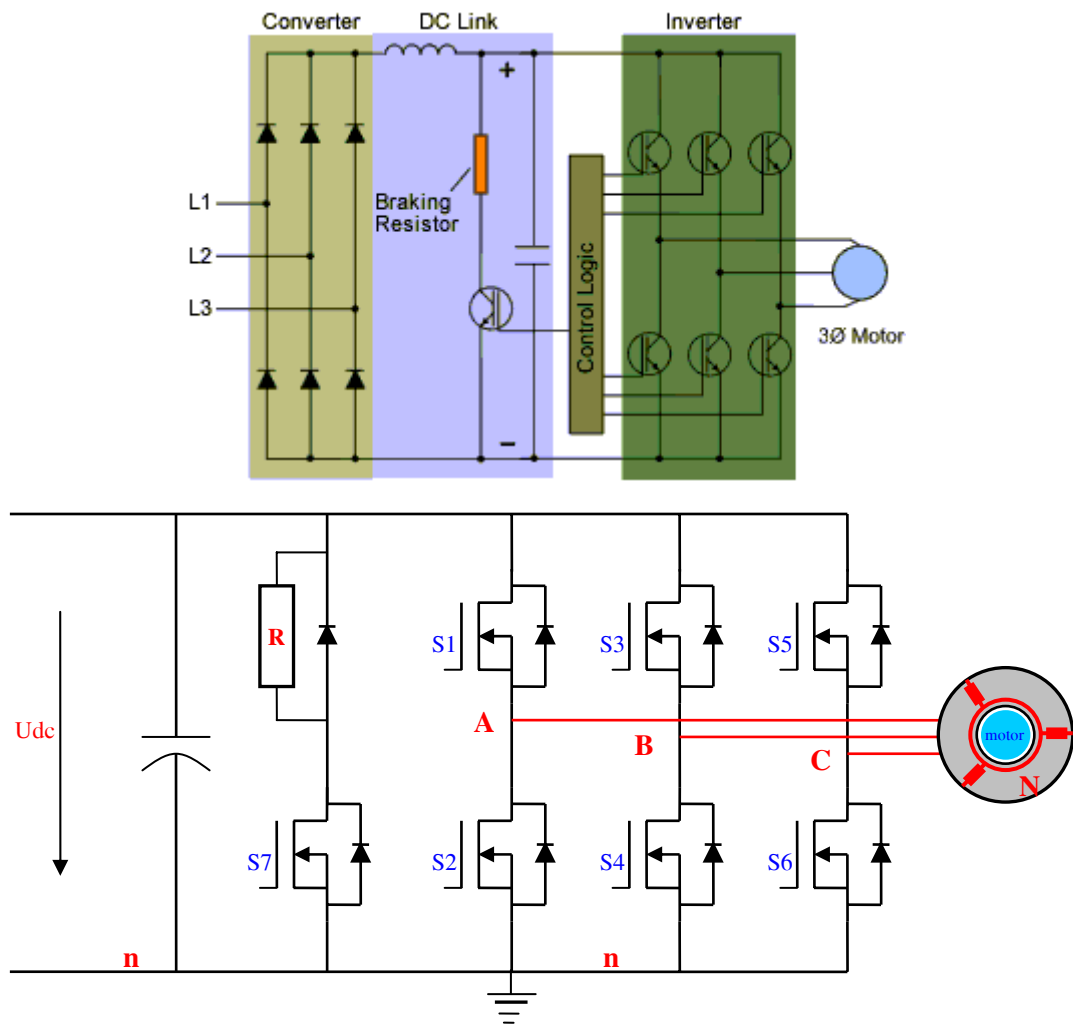
$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}^s \\ u_{s\beta}^s \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Bằng cách tương tự như đối với vector không gian điện áp stator, các vector không gian dòng điện stator, dòng điện rotor, từ thông stator và từ thông rotor đều có thể được biểu diễn trong hệ tọa độ stator cố định (*hệ tọa độ $\alpha\beta$*) như sau:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} & (1.12a) \\ \vec{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} & (1.12b) \\ \vec{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} & (1.12c) \\ \vec{\Psi}_s = \Psi_{s\alpha} + j \Psi_{s\beta} & (1.12d) \\ \vec{\Psi}_r = \Psi_{r\alpha} + j \Psi_{r\beta} & (1.12e) \end{cases}$$

II. Bộ nghịch lưu ba pha

II.1. Bộ nghịch lưu ba pha



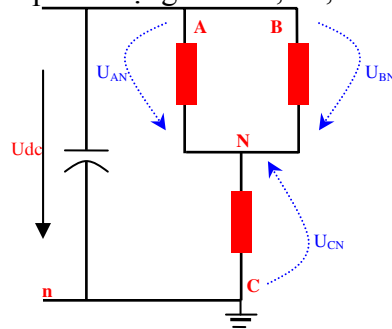
Hình 1.4: Sơ đồ bộ nghịch lưu ba pha cân bằng gồm 6 khoá S1→S6.

Ví dụ 1.3: Chứng minh các phương trình tính điện áp pha?

$$\begin{aligned}
 \text{a) } U_{Nn} &= \frac{1}{3}(U_{An} + U_{Bn} + U_{Cn}) \\
 \text{b) } U_{AN} &= \frac{2}{3}U_{An} - \frac{1}{3}U_{Bn} - \frac{1}{3}U_{Cn}
 \end{aligned}$$

Phương pháp tính mạch điện:

Ví dụ 1.4: Tính điện áp các pha ở trạng thái S1, S3, S6 ON và S2, S4, S5 OFF?



Hình 1.5: Trạng thái các khoá S1, S3, S6 ON, và S2, S4, S5 OFF (trạng thái 110).

II.2. Vector không gian điện áp

Đơn vị (**Udc**)

	V _a	V _b	V _c	u _{sa}	u _{sb}	u _{sc}	u _{ab}	u _{bc}	u _{ca}	U	Deg	u _s	
k	S ₁	S ₃	S ₅	U _{AN}	U _{BN}	U _{CN}	U _{AB}	U _{BC}	U _{CA}			u _{sα}	u _{sβ}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	U ₀	U ₀₀₀		
1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	U ₁	0°		
2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1	U ₂	60°		
3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	U ₃	120°		
4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	U ₄	180°		
5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	U ₅	240°		
6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	U ₆	300°		
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	U ₇	U ₁₁₁		

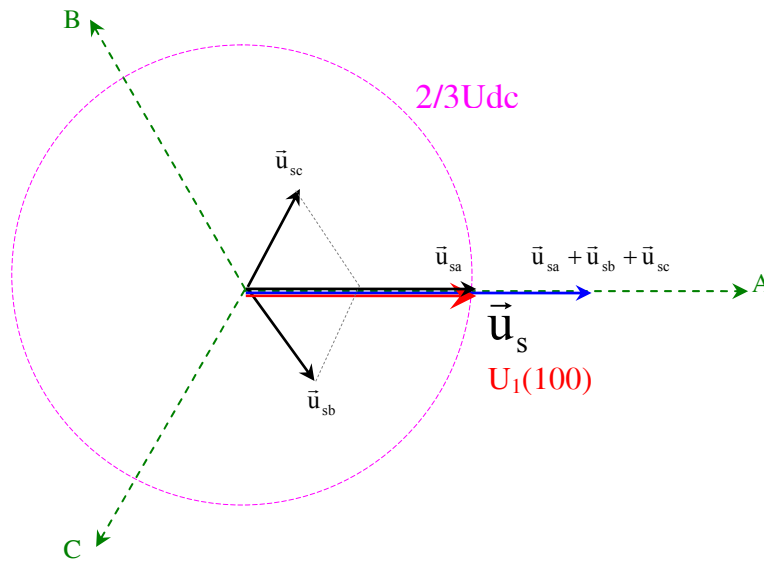
Bảng 1.1: Các điện áp thành phần tương ứng với 8 trạng thái của bộ nghịch lưu.

Ví dụ 1.5: Tính các điện áp thành phần u_{sα} và u_{sβ} tương ứng với 8 trạng thái trong bảng 1.1?

❖ **Điều chế vector không gian điện áp sử dụng bộ nghịch lưu ba pha**

Xét bộ nghịch lưu ở trạng thái 100, khi đó các điện áp pha u_{sa}=2/3Udc, u_{sb}= -1/3Udc, u_{sc}=-1/3Udc. Theo phương trình (1.3), $\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} [\vec{u}_{sa}(t) + \vec{u}_{sb}(t) + \vec{u}_{sc}(t)]$ hay phương trình

(1.4), $\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} [u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j120^\circ} + u_{sc}(t)e^{j240^\circ}] = \vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j0^\circ}$, có:



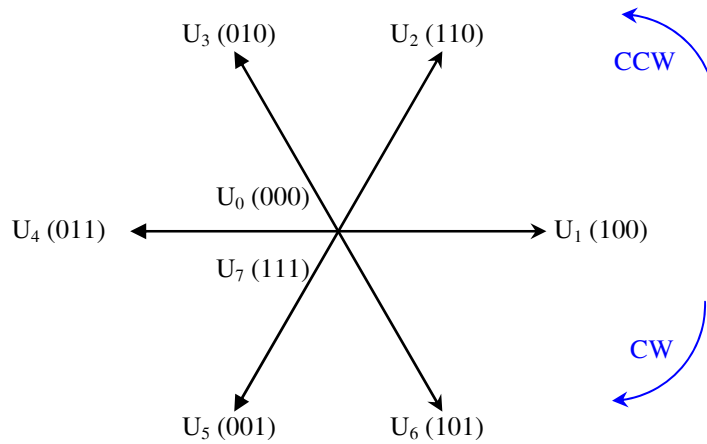
Hình 1.6: Vector không gian điện áp stator \vec{u}_s ứng với trạng thái (100).

Ở trạng thái (100), vector không gian điện áp stator \vec{u}_s có độ lớn bằng 2/3Udc và có góc pha trùng với trục pha A.

Ví dụ 1.6: Tìm (độ lớn và góc của) vector không gian điện áp stator $\vec{u}_s(t)$ ứng với trạng thái (110)?

Xét tương tự cho các trạng thái còn lại, rút ra được công thức tổng quát

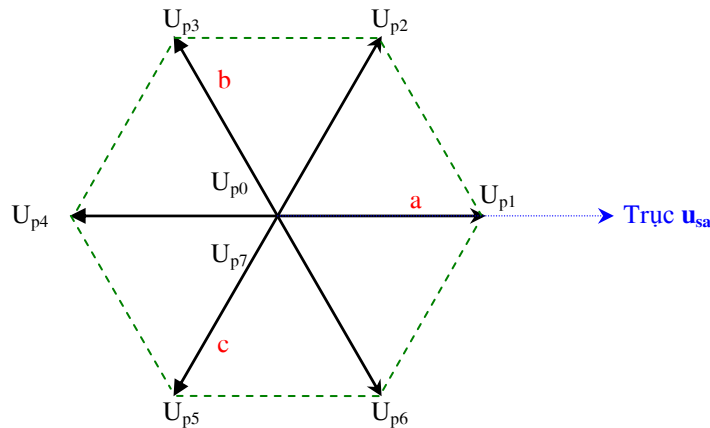
$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{với } k = 1, 2, 3, 4, 5, 6.$$



Hình 1.7: 8 vector không gian điện áp stator tương ứng với 8 trạng thái.

$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6. \quad U_0 \text{ và } U_7 \text{ là vector } 0.$$

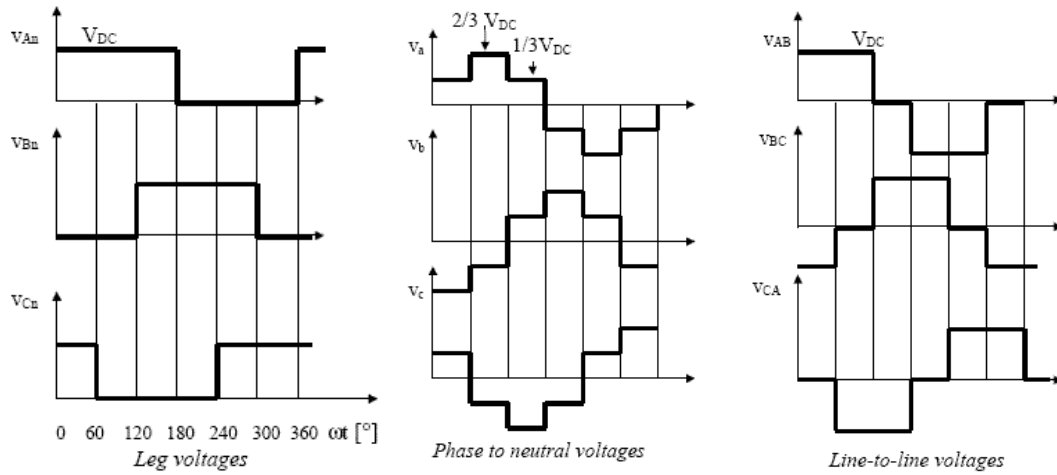
Các trường hợp xét ở trên là vector không gian điện áp **pha** stator.



Hình 1.8: Các vector không gian điện áp **pha** stator.

$$U_{\text{phase}_k} = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

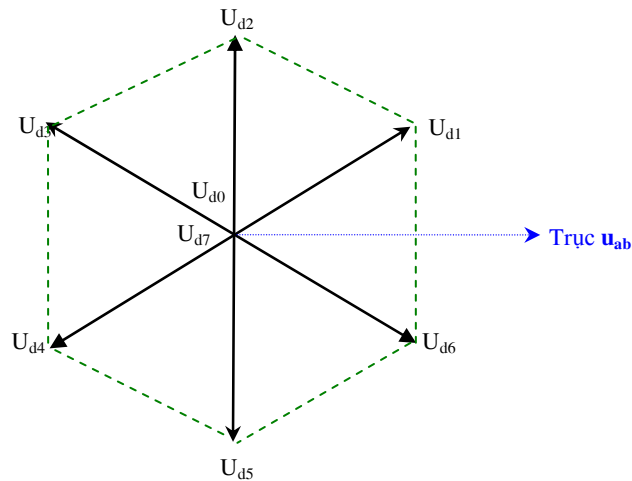
Bằng cách điều khiển chuyển đổi trạng thái đóng cắt các khóa của bộ nghịch lưu để dàng điều khiển vector không gian điện áp “quay” thuận nghịch, nhanh chậm. Khi đó dạng điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu có dạng 6 bước (six step).



Hình 1.9: Các điện áp thành phần tương ứng với 6 trạng thái.

Trong một số trường hợp, cần xét vector không gian điện áp **dây** của stator.

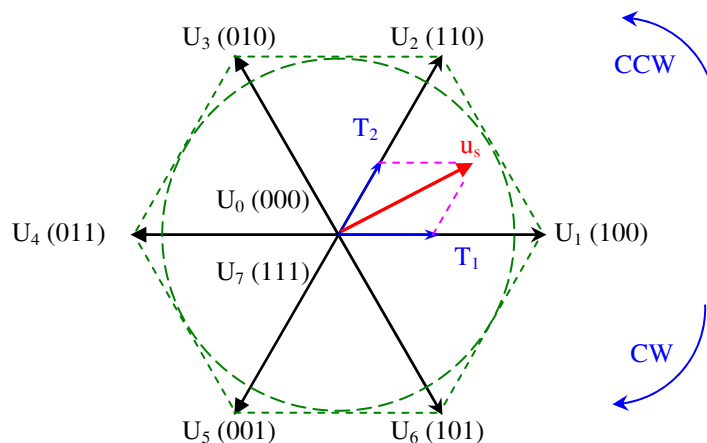
$$\vec{u}_d(t) = \frac{2}{3} [\vec{u}_{ab}(t) + \vec{u}_{bc}(t) + \vec{u}_{ca}(t)]$$



Hình 1.10: Các vector không gian điện áp **dây** stator.

$$U_{line_k} = \frac{2}{3} \sqrt{3} U_{dc} e^{j(2k-1)\frac{\pi}{6}} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

❖ Điều chế biên độ và góc vector không gian điện áp dùng bộ nghịch lưu ba pha



Hình 1.11: Điều chế biên độ và góc vector không gian điện áp.

$$u_s = \frac{T_1}{T_{PWM}} U_1 + \frac{T_2}{T_{PWM}} U_2 + \frac{T_0}{T_{PWM}} U_0 (U_7) \quad \text{hay} \quad u_s = a.U_1 + b.U_2 + c.U_0 (U_7)$$

$$a = \frac{3 \sqrt{2} |u_s| \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{2 U_{dc} \sin \frac{2\pi}{3}} \quad b = \frac{3 \sqrt{2} |u_s| \sin \alpha}{2 U_{dc} \sin \frac{2\pi}{3}} \quad c = (a + b) \left(\frac{2U_{dc}}{3|u_s|} - 1 \right)$$

Trong đó: $a + b + c = (a + b) \left(\frac{2U_{dc}}{3|u_s|} \right) \approx 1$

$\Rightarrow T_1 = a.T_{PWM} \quad T_2 = b.T_{PWM} \quad T_0 = c.T_{PWM}$

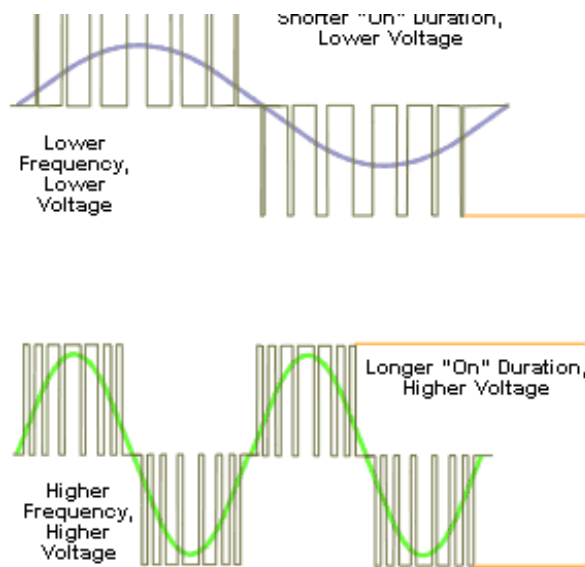
với chu kỳ điều rộng xung: $T_{PWM} \approx (T_1 + T_2) + T_0$ hay $T_0 \approx T_{PWM} - (T_1 + T_2)$

với $T_{PWM} \approx \text{const}$

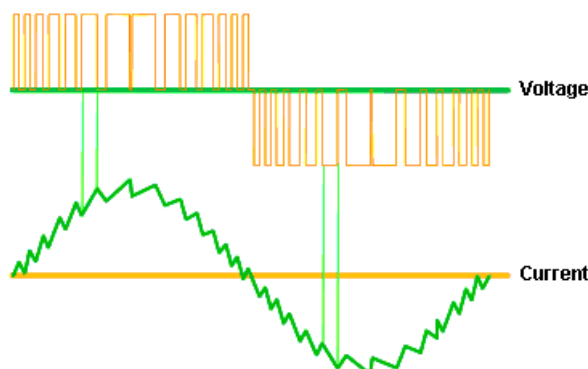
Tổng quát: $u_s = a.U_x + b.U_{x+60} + c.\{U_0, U_7\}$

Trong đó, α là góc giữa vector U_x và vector điện áp u_s .

Bằng cách điều khiển chuyển đổi trạng thái đóng cắt các khóa của bộ nghịch lưu thông qua T_1, T_2 và T_0 , dễ dàng điều khiển **độ lớn** và **tốc độ quay** của vector không gian điện áp. Khi đó dạng điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu có dạng PWM sin.



Hình 1.12: Điều chế biên độ và tần số điện áp.



Hình 1.13: Dạng điện áp và dòng điện PWM sin.

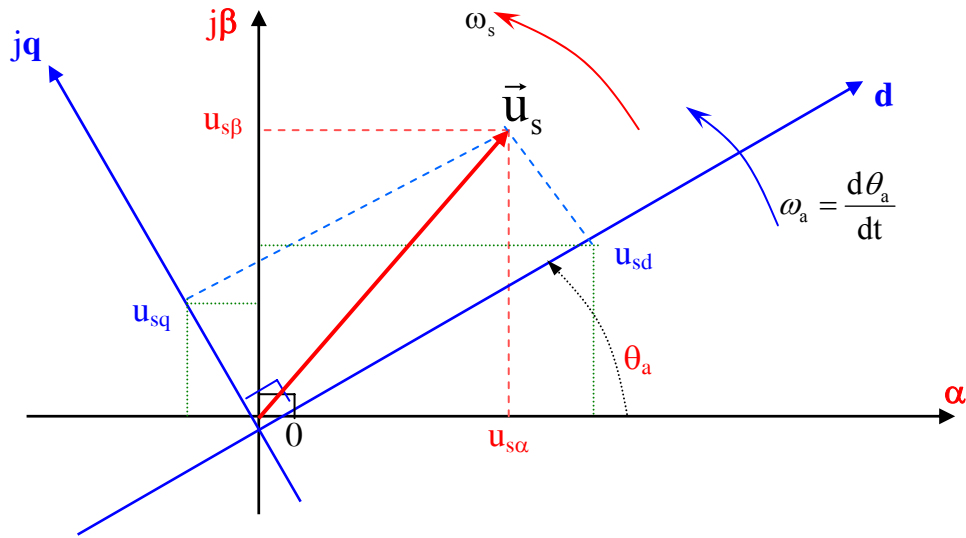
Ví dụ 1.7: Chứng minh $|u_s|e^{j\alpha} = T_1\left(\frac{2}{3}U_{dc}\right) + T_2\left(\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{6}}\right)$

- Bài tập 1.1.** Điện áp ba pha 380V, 50Hz. Tại thời điểm $t = 6\text{ms}$. Tính u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} , $u_{s\alpha}$ và $u_{s\beta}$, $|u_s|$? Biết góc pha ban đầu của pha A là $\theta_0 = 0$.
- Bài tập 1.2.** Điện áp ba pha cấp cho bộ nghịch lưu là 380V, 50Hz. Tính điện áp pha lớn nhất mà bộ nghịch lưu có thể cung cấp cho động cơ nối Y.
- Bài tập 1.3.** Điện áp một pha cấp cho bộ nghịch lưu là 220V, 50Hz. Tính điện áp dây lớn nhất mà bộ nghịch lưu có thể cung cấp cho động cơ.
- Bài tập 1.4.** Điện áp ba pha cấp cho bộ nghịch lưu là 380V, 50Hz. Điện áp pha bộ nghịch lưu cấp cho động cơ là 150V và 50Hz. Tại thời điểm $t = 6\text{ms}$. Tính T_1 , T_2 và T_0 ? Biết góc pha ban đầu $\theta_0 = 0$ và tần số điều rộng xung là 20KHz.
- Bài tập 1.5.** Lập bảng và vẽ giản đồ vector các điện áp dây thành phần tương ứng với 8 trạng thái của bộ nghịch lưu.
- Bài tập 1.6.** Nêu các chức năng của khoá S7 và các diode ngược (mắc song song với các khoá đóng cắt $S_1 - S_6$) trong bộ nghịch lưu?
- Bài tập 1.7.** Cho $U_{dc} = 309\text{V}$, trạng thái các khoá như sau: S_2, S_3, S_6 : ON; và S_1, S_4, S_5 : OFF. Tính các điện áp u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} , U_{AB} , U_{BC} ?
- Bài tập 1.8.** Khi tăng tần số điều rộng xung (PWM) của bộ nghịch lưu, đánh giá tác động của sóng hài bậc cao lên dòng điện động cơ. Phương pháp điều khiển nào có tần số PWM luôn thay đổi?

Chương 2: HỆ QUI CHIỀU QUAY

I. Hệ qui chiếu quay

Trong mặt phẳng của hệ tọa độ $\alpha\beta$, xét thêm một hệ tọa độ thứ 2 có trục hoành d và trục tung q , hệ tọa độ thứ 2 này có chung điểm gốc và nằm lệch đi một góc θ_s so với hệ tọa độ stator (hệ tọa độ $\alpha\beta$). Trong đó, $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ quay tròn quanh gốc tọa độ chung, góc $\theta_a = \omega_a t + \omega_{a0}$. Khi đó sẽ tồn tại hai tọa độ cho một vector trong không gian tương ứng với hai hệ tọa độ này. Hình vẽ sau sẽ mô tả mối liên hệ của hai tọa độ này.



Hình 2.1: Chuyển hệ tọa độ cho vector không gian \vec{u}_s từ hệ tọa độ $\alpha\beta$ sang hệ tọa độ dq và ngược lại.

Từ hình 1.5 dễ dàng rút ra các công thức về mối liên hệ của hai tọa độ của một vector ứng với hai hệ tọa độ $\alpha\beta$ và dq . Hay thực hiện biến đổi đại số:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{sd}\cos\theta_a - u_{sq}\sin\theta_a & (1.10a) \\ u_{s\beta} = u_{sd}\sin\theta_a + u_{sq}\cos\theta_a & (1.10b) \end{cases}$$

Theo pt (1.9a) thì: $\vec{u}_s^{\alpha\beta} = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$ (1.11)

và tương tự thì: $\vec{u}_s^{dq} = u_{sd} + ju_{sq}$ (1.12)

Khi thay hệ pt (1.10) vào pt (1.11) sẽ được:

$$\begin{aligned} \vec{u}_s^{\alpha\beta} &= (u_{sd}\cos\theta_a - u_{sq}\sin\theta_a) + j(u_{sd}\sin\theta_a + u_{sq}\cos\theta_a) \\ &= (u_{sd} + ju_{sq})(\cos\theta_a + j\sin\theta_a) = \vec{u}_s^{dq}e^{j\theta_a} \end{aligned} \quad (1.13)$$

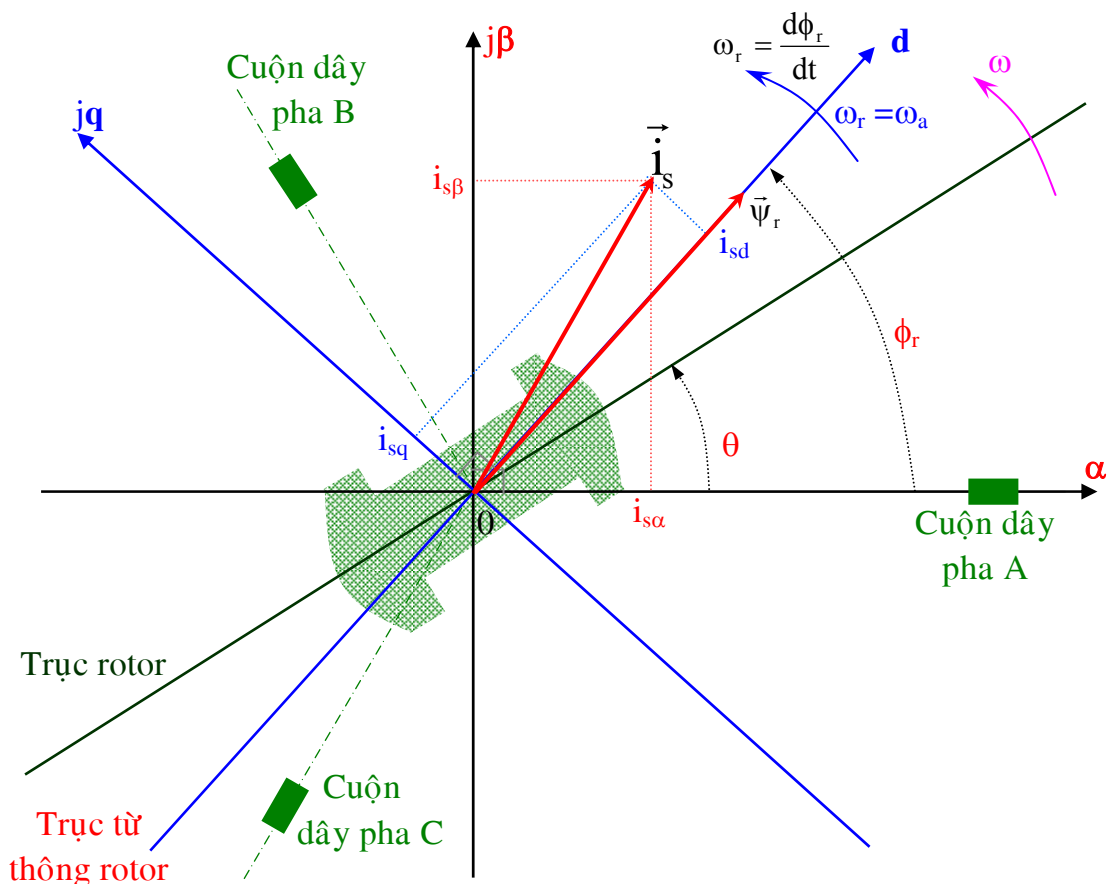
Hay $\vec{u}_s^{\alpha\beta} = \vec{u}_s^{dq}e^{j\theta_a} \Leftrightarrow \vec{u}_s^{dq} = \vec{u}_s^{\alpha\beta}e^{-j\theta_a}$ (1.14)

Thay pt (1.11) vào pt (1.14), thu được phương trình:

$$\begin{cases} u_{sd} = u_{s\alpha}\cos\theta_a + u_{s\beta}\sin\theta_a & (1.15a) \\ u_{sq} = -u_{s\alpha}\sin\theta_a + u_{s\beta}\cos\theta_a & (1.15b) \end{cases}$$

II. Biểu diễn các vector không gian trên hệ tọa độ từ thông rotor

Mục này trình bày cách biểu diễn các vector không gian của động cơ không đồng bộ (ĐCKĐB) ba pha trên hệ tọa độ từ thông rotor. Giả thiết một ĐCKĐB ba pha đang quay với tốc độ góc $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ (tốc độ quay của rotor so với stator đứng yên), với θ là góc hợp bởi trục rotor với trục chuẩn stator (qui định trục cuộn dây pha A, chính là trục α trong hệ tọa độ $\alpha\beta$).



Hình 2.2: Biểu diễn vector không gian \vec{i}_s trên hệ tọa độ từ thông rotor, còn gọi là hệ tọa độ dq.

Trong hình 1.6 biểu diễn cả hai vector dòng stator \vec{i}_s và vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r$. Vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r$ quay với tốc độ góc $\omega_r = \frac{d\phi_r}{dt} \approx \omega_s = 2\pi f_s$ (tốc độ quay của từ thông rotor so với stator đứng yên). Trong đó, f_s là tần số của mạch điện stator và ϕ_r là góc của trục d so với trục chuẩn stator (trục α).

Độ chênh lệch giữa ω_s và ω (giả thiết số đôi cực của động cơ là $p=1$) sẽ tạo nên dòng điện rotor với tần số f_{sl} , dòng điện này cũng có thể được biểu diễn dưới dạng vector \vec{i}_r quay với tốc độ góc $\omega_{sl} = 2\pi f_{sl}$, ($\omega_{sl} = \omega_s - \omega \approx \omega_r - \omega$) so với vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r$.

Trong mục này ta xây dựng một hệ trục tọa độ mới có hướng trục hoành (trục d) trùng với trục của vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r$ và có gốc trùng với gốc của hệ tọa độ $\alpha\beta$, hệ tọa độ này được gọi là hệ tọa độ từ thông rotor, hay còn gọi là hệ tọa độ dq. Hệ tọa độ dq quay quanh điểm gốc chung với tốc độ góc $\omega_r \approx \omega_s$, và hợp với hệ tọa độ $\alpha\beta$ một góc ϕ_r .

Vậy tùy theo quan sát trên hệ tọa độ nào, một vector trong không gian sẽ có một tọa độ tương ứng. Qui định chỉ số trên bên phải của ký hiệu vector để nhận biết vector đang được quan sát từ hệ tọa độ nào:

- s: tọa độ $\alpha\beta$ (stator coordinates).
- f: tọa độ dq (field coordinates).

Như trong hình 1.6, vector \vec{i}_s sẽ được viết thành:

- \vec{i}_s^s : vector dòng stator quan sát trên hệ tọa độ $\alpha\beta$.
- \vec{i}_s^f : vector dòng stator quan sát trên hệ tọa độ dq.

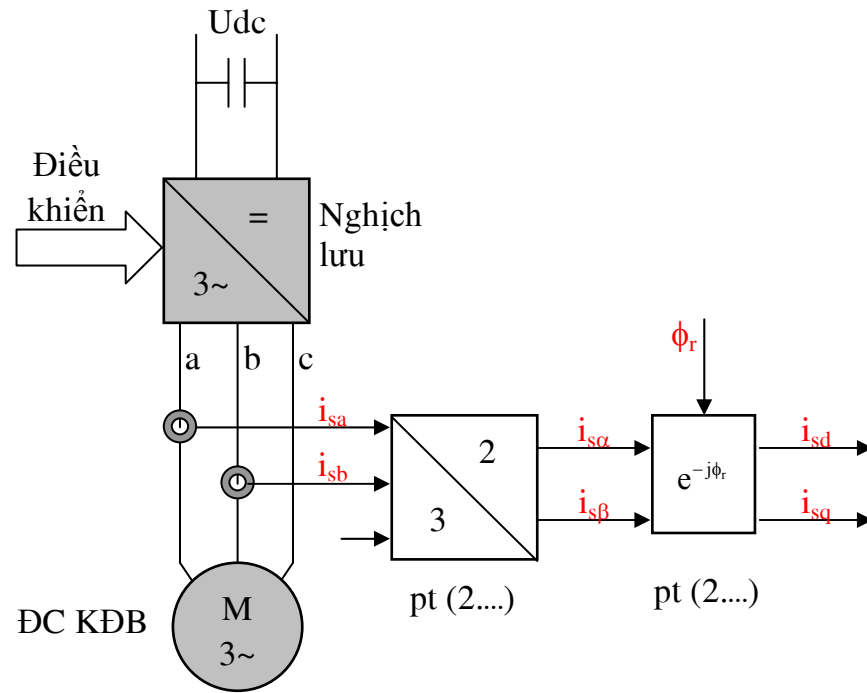
Theo pt (1.8a) và pt (1.11) thì:

$$\begin{cases} \vec{i}_s^s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} & (1.16a) \\ \vec{i}_s^f = i_{sd} + j i_{sq} & (1.16b) \end{cases}$$

Nếu biết được góc ϕ_r thì sẽ xác định được mối liên hệ:

$$\begin{cases} \vec{i}_s^s = \vec{i}_s^f e^{j\phi_r} & (1.17a) \\ \vec{i}_s^f = \vec{i}_s^s e^{-j\phi_r} & (1.17b) \end{cases}$$

Theo hệ pt (???) và pt (1.17b) thì có thể tính được vector dòng stator thông qua các giá trị dòng i_a và i_b đo được (hình 1.7).



Hình 2.3: Thu thập giá trị thực của vector dòng stator trên hệ tọa độ dq.

Tương tự như đối với vector dòng stator, có thể biểu diễn các vector khác của ĐCKĐB trên hệ tọa độ dq:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{i}_s^f = i_{sd} + j i_{sq} \\ \vec{u}_s^f = u_{sd} + j i_{sq} \\ \vec{i}_r^f = i_{rd} + j i_{rq} \\ \vec{\psi}_s^f = \psi_{sd} + j \psi_{sq} \\ \vec{\psi}_r^f = \psi_{rd} + j \psi_{rq} \end{array} \right. \begin{array}{l} (1.18a) \\ (1.18b) \\ (1.18c) \\ (1.18d) \\ (1.18e) \end{array}$$

Tuy nhiên, để tính được i_{sd} và i_{sq} thì phải xác định được góc ϕ_r , góc ϕ_r được xác định thông qua $\omega_r = \omega + \omega_{sl}$. Trong thực tế chỉ có ω là có thể đo được, trong khi (tốc độ trượt) $\omega_{sl} = 2\pi f_{sl}$ với f_{sl} là tần số của mạch điện rotor (lồng sóc) không đo được. Vì vậy phương pháp điều khiển ĐCKĐB ba pha dựa trên các mô tả trên hệ tọa độ dq bắt buộc phải xây dựng phương pháp tính ω_r chính xác. Chú ý khi xây dựng mô hình tính toán trong hệ tọa độ dq, do không thể tính tuyệt đối chính xác góc ϕ_r nên vẫn giữ lại ψ_{rq} ($\psi_{rq} = 0$) để đảm bảo tính khách quan trong khi quan sát.

III. Ưu điểm của việc mô tả động cơ không đồng bộ ba pha trên hệ tọa độ từ thông rotor

Trong hệ tọa độ từ thông rotor (hệ tọa độ dq), các vector dòng stator \vec{i}_s^f và vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r^f$, cùng với hệ tọa độ dq quanh (gần) đồng bộ với nhau với tốc độ ω_r quanh điểm gốc, do đó các phần tử của vector \vec{i}_s^f (i_{sd} và i_{sq}) là các đại

lượng một chiều. Trong chế độ xác lập, các giá trị này gần như không đổi; trong quá trình quá độ, các giá trị này có thể biến theo một thuật toán điều khiển đã được định trước.

Hơn nữa, trong hệ tọa độ dq, $\psi_{rq}=0$ do vuông góc với vector $\vec{\psi}_r^f$ (trùng với trục d) nên $|\vec{\psi}_r^f| = \psi_{rd}$. (1.19)

Đối với ĐCKĐB 3 pha, trong hệ tọa độ dq, **từ thông** và **mômen quay** được biểu diễn theo các phần tử của vector dòng stator:

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \tag{1.20a}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \psi_{rd} i_{sq} = T_L - \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} \tag{1.20b}$$

(Hai phương trình trên sẽ được chứng minh trong chương sau).

- với: T_e mômen quay (mômen điện) của động cơ
- L_r điện cảm rotor
- L_m hồ cảm giữa stator và rotor
- p số đôi cực của động cơ
- T_r hằng số thời gian của rotor
- s toán tử Laplace

Phương trình (1.20a) cho thấy có thể điều khiển từ thông rotor $\psi_{rd} = |\vec{\psi}_r|$ thông qua điều khiển dòng stator i_{sd} . Đặc biệt mối quan hệ giữa hai đại lượng này là mối quan hệ trễ bậc nhất với thời hằng T_r .

Nếu thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sd} để điều khiển ổn định từ thông ψ_{rd} tại mọi điểm làm việc của động cơ. Và thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sq} , và theo pt (1.20b) thì có thể coi i_{sq} là đại lượng điều khiển của mômen T_e của động cơ.

Bằng việc mô tả ĐCKĐB ba pha trên hệ tọa độ từ thông rotor, không còn quan tâm đến từng dòng điện pha riêng lẻ nữa, mà là toàn bộ vector không gian dòng stator của động cơ. Khi đó vector \vec{i}_s sẽ cung cấp hai thành phần: i_{sd} để điều khiển từ thông rotor $|\vec{\psi}_r|$, i_{sq} để điều khiển mômen quay T_e , từ đó có thể điều khiển tốc độ của động cơ.

$$\begin{cases} i_{sd} \rightarrow |\vec{\psi}_r| & (1.21a) \\ i_{sq} \rightarrow T_e \rightarrow \omega & (1.21b) \end{cases}$$

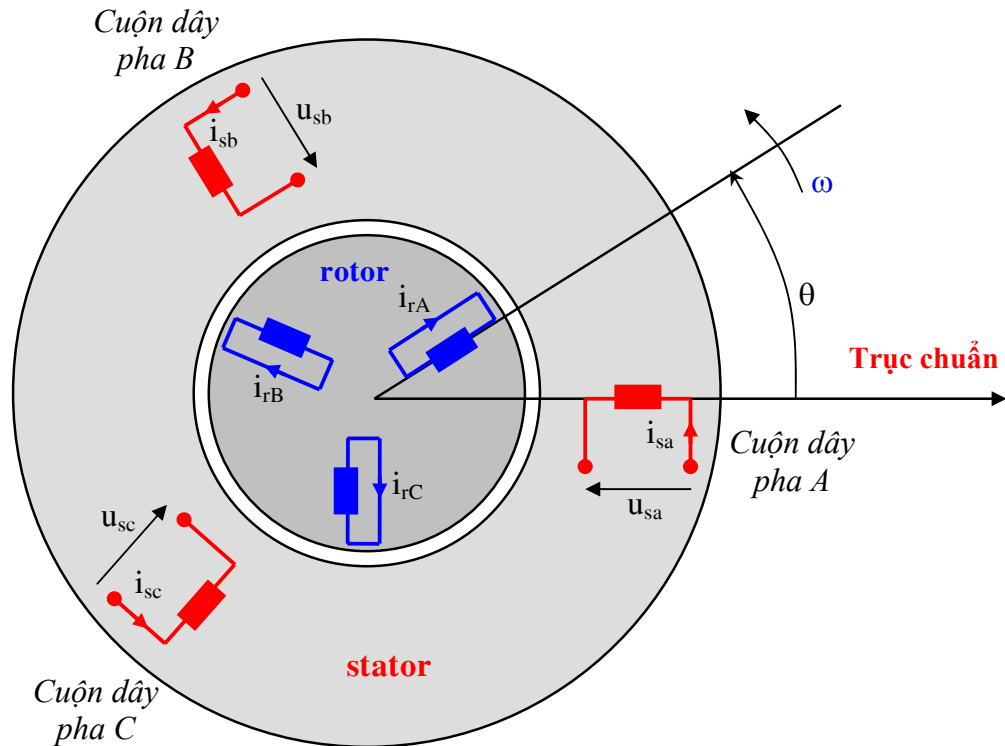
Khi đó, phương pháp mô tả ĐCKĐB ba pha tương quan giống như đối với động cơ một chiều. Cho phép xây dựng hệ thống điều chỉnh truyền động ĐCKĐB ba pha tương tự như trường hợp sử dụng động cơ điện một chiều. Điều khiển tốc độ ĐCKĐB ba pha ω thông qua điều khiển hai phần tử của dòng điện \vec{i}_s là i_{sd} và i_{sq} .

Chương 3: MÔ HÌNH ĐCKĐB TRONG HỆ QUI CHIỀU QUAY

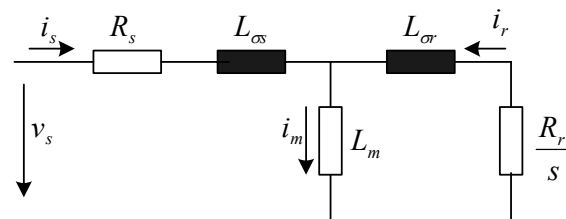
I. Một số khái niệm cơ bản của động cơ không đồng bộ ba pha

I.1. Một số qui ước ký hiệu dùng cho điều khiển ĐCKĐB ba pha

Để xây dựng mô hình mô tả động cơ KĐB ba pha, ta thống nhất một số qui ước cho các ký hiệu cho các đại lượng và các thông số của động cơ.



Hình 2.1: Mô hình đơn giản của động cơ KĐB ba pha



Hình 2.2: Mạch tương đương của động cơ KĐB ba pha

Trục chuẩn của mọi quan sát được qui ước là trục của cuộn dây pha A như hình 2.1. Mọi công thức được xây dựng sau này đều tuân theo qui ước này. Sau đây là một số các qui ước cho các ký hiệu:

▪ **Hình thức và vị trí các chỉ số:**

• *Chỉ số nhỏ góc phải trên:*

- s đại lượng quan sát trên hệ qui chiếu stator (hệ tọa độ $\alpha\beta$).
- f đại lượng quan sát trên hệ qui chiếu từ thông rotor (hệ tọa độ dq).
- r đại lượng quan sát trên hệ tọa độ rotor với trục thực là trục của rotor (hình 1.6).
- * giá trị đặt
- e giá trị ước lượng

• *Chỉ số nhỏ góc phải dưới:*

○ *Chữ cái đầu tiên:*

- s đại lượng của mạch stator.
- r đại lượng của mạch rotor.

○ *Chữ cái thứ hai:*

- d, q phần tử thuộc hệ tọa độ dq.
- α, β phần tử thuộc hệ tọa độ $\alpha\beta$.
- a, b, c đại lượng ba pha của stator.
- A, B, C đại lượng ba pha của rotor, lưới.

• *Hình mũi tên ($\vec{}$) trên đầu:* ký hiệu vector (2 chiều).

• *Độ lớn (modul) của đại lượng:* ký hiệu giữa hai dấu gạch đứng ($||$).

▪ **Các đại lượng của ĐCKĐB ba pha:**

- u điện áp (V).
- i dòng điện (A).
- ψ từ thông (Wb).
- T_e momen điện từ (N.m).
- T_L momen tải (momen cản - torque) (hay còn ký hiệu là M_T) (Nm).
- ω tốc độ góc của rotor so với stator (rad/s).
- ω_a tốc độ góc của một hệ tọa độ bất kỳ (*arbitrary*) (rad/s).
- ω_s tốc độ góc của từ thông stator so với stator ($\omega_s = \omega + \omega_{sl}$) (rad/s).
- ω_r tốc độ góc của từ thông rotor so với stator ($\omega_r \approx \omega_s$) (rad/s).
- ω_{sl} tốc độ góc của từ thông rotor so với rotor (tốc độ trượt) (rad/s).
- θ góc của trục rotor (cuộn dây pha A) trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ (rad).
- θ_s góc của trục d (hệ tọa độ quay bất kỳ) trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ (rad).
- θ_r góc của trục d (hệ tọa độ quay bất kỳ) so với trục rotor (rad).
- ϕ_s góc của từ thông stator trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ (rad).
- ϕ_r góc của từ thông rotor trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ (rad).
- ϕ_r^e góc của từ thông rotor ước lượng (*estimated*) trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ (rad).
- φ góc pha giữa điện áp so với dòng điện.

▪ **Các thông số của ĐCKĐB ba pha:**

- R_s điện trở cuộn dây pha của stator (Ω).
- R_r điện trở rotor đã qui đổi về stator (Ω).
- L_m hồ cảm giữa stator và rotor (H).
- $L_{\sigma s}$ điện kháng tản của cuộn dây stator (H).
- $L_{\sigma r}$ điện kháng tản của cuộn dây rotor đã qui đổi về stator (H).
- p số đôi cực của động cơ.
- J momen quán tính cơ (Kg.m^2).

▪ **Các thông số định nghĩa thêm:**

$L_s = L_m + L_{\sigma s}$ điện cảm stator.

$L_r = L_m + L_{\sigma r}$ điện cảm rotor.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ hằng số thời gian stator.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ hằng số thời gian rotor.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ hệ số từ tản tổng.

T_{samp} chu kỳ lấy mẫu.

▪ **Cc đại lượng viết bằng chữ thường – chữ hoa:**

Chữ thường: Đại lượng tức thời, biến thiên theo thời gian.

 Đại lượng là các thành phần của các vector.

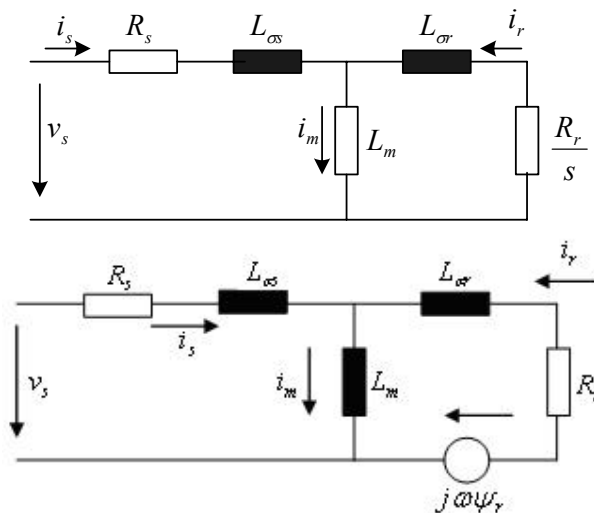
Chữ hoa: Đại lượng vector, module của vector, độ lớn.

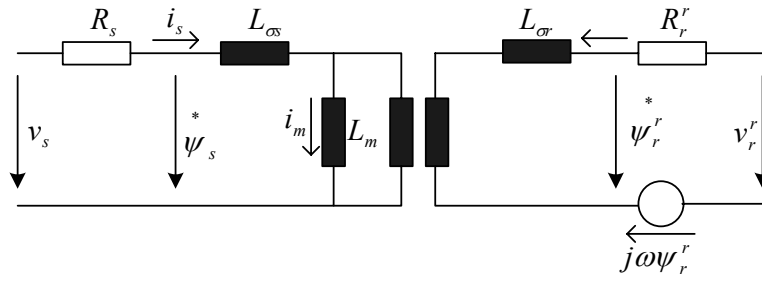
I.2. Các phương trình cơ bản của ĐCKĐB ba pha

Các phương trình toán học của động cơ cần phải thể hiện rõ các đặc tính thời gian của đối tượng. Việc xây dựng mô hình ở đây không nhằm mục đích mô phỏng chính xác về mặt toán học đối tượng động cơ. Việc xây dựng mô hình ở đây chỉ nhằm mục đích phục vụ cho việc xây dựng các thuật toán điều chỉnh. Điều đó cho phép chấp nhận một số điều kiện giả định trong quá trình thiết lập mô hình, tất nhiên sẽ tạo ra một số sai lệch nhất định giữa đối tượng và mô hình trong phạm vi cho phép. Các sai lệch này phải được loại trừ bằng kỹ thuật điều chỉnh.

Đặc tính động của động cơ không đồng bộ được mô tả với một hệ phương trình vi phân. Để xây dựng phương trình cho động cơ, giả định lý tưởng hóa kết cấu dây quấn và mạch từ với các giả thuyết sau:

- Các cuộn dây stator được bố trí đối xứng trong không gian.
- Bỏ qua các tổn hao sắt từ và sự bão hòa của mạch từ.
- Dòng từ hóa và từ trường phân bố hình sin trong khe hở không khí.
- Các giá trị điện trở và điện kháng xem như không đổi.





$$\underline{v}_{abc} = R_s \underline{i}_{abc} + \frac{d \underline{\psi}_{abc}}{dt}$$

$$\underline{v}_{ABC} = R_r' \underline{i}_{ABC} + \frac{d \underline{\psi}_{ABC}}{dt}$$

$$\underline{\psi}_{abc} = \underline{L}_s \underline{i}_{abc} + \underline{L}_{sr} \underline{i}_{ABC}$$

$$\underline{\psi}_{ABC} = \underline{L}_r \underline{i}_{ABC} + \underline{L}_{sr}' \underline{i}_{abc}$$

$$\underline{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T \quad \underline{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$$\underline{v}_{ABC} = [v_A \ v_B \ v_C]^T \quad \underline{i}_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C]^T$$

$$\underline{L}_{sr} = L_{\sigma A} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}$$

Phương trình điện áp trên 3 cuộn dây stator:

$$u_{sa}(t) = R_s i_{sa}(t) + \frac{d\Psi_{sa}(t)}{dt} \quad (2.1a)$$

$$u_{sb}(t) = R_s i_{sb}(t) + \frac{d\Psi_{sb}(t)}{dt} \quad (2.1b)$$

$$u_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + \frac{d\Psi_{sc}(t)}{dt} \quad (2.1c)$$

Biểu diễn điện áp theo dạng vector:

$$\vec{u}_s^s(t) = \frac{2}{3} [u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j120^\circ} + u_{sc}(t)e^{j240^\circ}] \quad (2.2)$$

Thay các phương trình điện áp pha (2.1a),(2.1b),(2.1c) vào (2.2), ta được:

CM
$$\vec{u}_s^s(t) = R_s \cdot \vec{i}_s^s(t) + \frac{d\vec{\Psi}_s^s(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Trong đó, tương tự như đối với điện áp:

$$\vec{i}_s^s(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + i_{sb}(t)e^{j120^\circ} + i_{sc}(t)e^{j240^\circ}] \quad (2.4)$$

$$\vec{\Psi}_s^s(t) = \frac{2}{3} [\Psi_{sa}(t) + \Psi_{sb}(t)e^{j120^\circ} + \Psi_{sc}(t)e^{j240^\circ}] \quad (2.5)$$

Tương tự, ta có phương trình điện áp của mạch stator. Khi quan sát trên hệ qui chiếu rotor (rotor ngắn mạch):

$$\vec{u}_r^r(t) = \vec{0} = R_r \vec{i}_r^r(t) + \frac{d\vec{\Psi}_r^r(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Các vector từ thông stator và rotor quan hệ với các dòng stator và rotor:

CM $\vec{\Psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2.7a)$

CM $\vec{\Psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (2.7b)$

CM **Tính L_m .**

ĐCKĐB là một hệ điện cơ, có phương trình momen:

$$T_e = -L_{ad} \left\{ \sin \theta (i_a i_A + i_b i_B + i_c i_C) + \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) (i_a i_C + i_b i_A + i_c i_B) + \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) (i_a i_B + i_b i_C + i_c i_A) \right\}$$

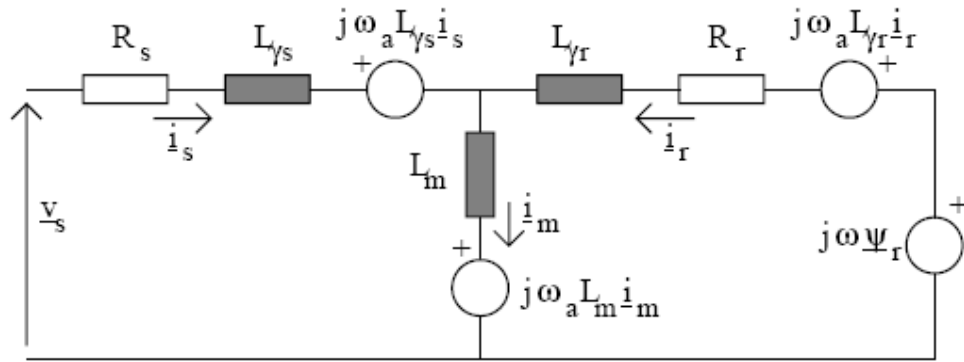
$$T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\Psi}_s \times \vec{i}_s) = -\frac{3}{2} p (\vec{\Psi}_r \times \vec{i}_r) \quad (2.8)$$

và phương trình chuyển động:

$$T_e = T_L + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.9)$$

- ❖ Việc xây dựng các mô hình cho ĐCKĐB ba pha trong các phần sau đều phải dựa trên các phương trình cơ bản trên đây của động cơ.

II. Mô hình liên tục của ĐCKĐB trên hệ tọa độ stator



Tương tự như (1.13), từ hệ quy chiếu rotor quy về hệ quy chiếu stator theo các phương trình:

$$\vec{i}_r^r = \vec{i}_r^s e^{-j\theta} \quad (2.10)$$

$$\vec{\Psi}_r^r = \vec{\Psi}_r^s e^{-j\theta} \quad (2.11)$$

với $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ (theo hình 1.6).

Thay pt (2.10) và pt (2.11) vào pt (2.6), quy pt (2.6) về hệ quy chiếu stator:

CM $0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega \vec{\Psi}_r^s \quad (2.12)$

Vậy từ các pt (2.3), (2.7), (2.8), (2.9) và (2.12) ta có hệ phương trình:

CM $\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \quad (2.13a)$

CM $0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega \vec{\Psi}_r^s \quad (2.13b)$

$$\vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \quad (2.13c)$$

$$\vec{\psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s \quad (2.13d)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p(\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s) = -\frac{3}{2} p(\vec{\psi}_r \times \vec{i}_r) \quad (2.13e)$$

$$T_e = T_L + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.13f)$$

Để xác định **dòng điện stator** và **từ thông rotor**, từ pt (2.13d) và pt (2.13c) có:

$$\vec{i}_r^s = \frac{1}{L_r} (\vec{\psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s) \quad (2.14)$$

$$\vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + \frac{L_m}{L_r} (\vec{\Psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s) \quad (2.15)$$

Thay (2.14) và (2.15) vào (2.13a) và (2.13b), với các định nghĩa sau:

- $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: hằng số thời gian stator.
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: hằng số thời gian rotor.
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: hệ số từ tản tổng.

Phương trình (2.13a) và (2.13b) trở thành:

$$\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\vec{i}_s^s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} \quad (2.16)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} \quad (2.17)$$

suy ra:

$$\frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s \quad (2.19)$$

Thay (2.19) vào (2.16):

$$\frac{d\vec{i}_s^s}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \vec{i}_s^s + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s + \frac{1}{\sigma L_s} \vec{u}_s^s \quad (2.20)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\psi}_r^s \quad (2.21)$$

Chuyển sang dạng các thành phần của vector trên hai trục tọa độ:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (2.22a)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{r\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (2.22b)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta} \quad (2.22c)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega \psi_{r\alpha} \quad (2.22d)$$

$$\text{Thay pt (2.14)} \quad \vec{i}_r^s = \frac{1}{L_r} (\vec{\psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s)$$

vào pt (2.13e), có:

$$T_e = -\frac{3}{2} p \left[\vec{\psi}_r^s \times (\vec{\psi}_r^s - L_m \vec{i}_s^s) \frac{1}{L_r} \right] = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\vec{\psi}_r^s \times \vec{i}_s^s)$$

Thay các thành phần của vector từ thông rotor và dòng stator, được:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.24)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} [T_e - T_L]$$

III. Mô hình của ĐCKĐB trên hệ tọa độ từ thông rotor (tọa độ dq)

Theo hệ pt (1.17), biểu diễn pt (2.3) và pt (2.6) lên hệ trục tọa độ từ thông rotor (hệ trục dq):

$$\vec{u}_s^f = R_s \vec{i}_s^f + j\omega_s \vec{\Psi}_s^f + \frac{d\vec{\Psi}_s^f}{dt} \quad (2.28a)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^f + j\omega_{sl} \vec{\Psi}_r^f + \frac{d\vec{\Psi}_r^f}{dt} \quad (2.28b)$$

Với iss...

$$\text{Có} \quad \vec{u}_s^f = R_s \vec{i}_s^f + j\omega_s \vec{\Psi}_s^f + \frac{d\vec{\Psi}_s^f}{dt} \quad (2.29a)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^f + j\omega_{sl} \vec{\Psi}_r^f + \frac{d\vec{\Psi}_r^f}{dt} \quad (2.29b)$$

Kết hợp với hai pt trên với hệ phương trình (2.7), có hệ phương trình:

$$\vec{u}_s^f = R_s \vec{i}_s^f + j\omega_s \vec{\Psi}_s^f + \frac{d\vec{\Psi}_s^f}{dt} \quad (2.30a)$$

$$\vec{0} = R_r \vec{i}_r^f + (\omega_s - \omega) \vec{\Psi}_r^f + \frac{d\vec{\Psi}_r^f}{dt} \quad (2.30b)$$

$$\vec{\Psi}_s^f = L_s \vec{i}_s^f + L_m \vec{i}_r^f \quad (2.30c)$$

$$\vec{\Psi}_r^f = L_m \vec{i}_s^f + L_r \vec{i}_r^f \quad (2.30d)$$

Suy ra

$$\vec{i}_r^f = \frac{1}{L_r} (\vec{\Psi}_r^f - L_m \vec{i}_s^f)$$

$$\vec{\Psi}_s^f = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \vec{i}_s^f + \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r^f$$

Thực hiện tương tự đối với việc xây dựng mô hình động cơ trên hệ tọa độ $\alpha\beta$, khử các biên \vec{i}_r^f và $\vec{\Psi}_s^f$, được hệ sau:

$$\frac{d\vec{i}_s^f}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)\vec{i}_s^f - j\omega_s i_s^f + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\vec{\psi}_r^f + \frac{1}{\sigma L_s} \vec{u}_s^f$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r^f}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^f - \left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right)\vec{\psi}_r^f$$

Chuyển sang dạng các thành phần của vector trên hai trục tọa độ:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \Psi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \Psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \quad (2.31a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \Psi_{rq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \Psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \quad (2.31b)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rd} + \omega_{sl} \Psi_{rq} \quad (2.31c)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rq} - \omega_{sl} \Psi_{rd} \quad (2.31d)$$

Trong hệ tọa độ dq, $\Psi_{rq}=0$ do vuông góc với vector $\vec{\psi}_r^f$ nên $|\vec{\psi}_r^f| = \Psi_{rd}$.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \Psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \quad (2.32a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \Psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \quad (2.32b)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rd} \quad (2.32c)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (2.32d)$$

và $\frac{L_m}{T_r} i_{sq} = \omega_{sl} \Psi_{rd}$

Phương trình moment:

Thay $\Psi_s^f = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)\vec{i}_s^f + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^f \quad (2.33)$

Vào: $T_e = \frac{3}{2} p (\vec{\Psi}_s^f \times \vec{i}_s^f) \quad (2.34)$

có $T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.35)$

$$\text{với tốc độ trượt: } \omega_{sl} = \omega_r - \omega = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}} \quad (2.36)$$

$$T_e = T_L + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.37)$$

Trong hệ tọa độ từ thông rotor (hệ tọa độ dq), các vector dòng stator \vec{i}_s^f và vector từ thông rotor $\vec{\psi}_r^f$, cùng với hệ tọa độ dq quanh (gần) đồng bộ với nhau với tốc độ ω_s quanh điểm gốc, do đó các phần tử của vector \vec{i}_s^f (i_{sd} và i_{sq}) là các đại lượng một chiều. Trong chế độ xác lập, các giá trị này gần như không đổi; trong quá trình quá độ, các giá trị này có thể biến theo theo một thuật toán điều khiển đã được định trước.

Hơn nữa, trong hệ tọa độ dq, $\psi_{rq}=0$ do vuông góc với vector $\vec{\psi}_r^f$ nên $|\vec{\psi}_r^f| = \psi_{rd}$.

Đối với ĐCKĐB 3 pha, trong hệ tọa độ dq, **từ thông** và **mômen quay** được biểu diễn theo các phần tử của vector dòng stator:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \\ T_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \psi_{rd} i_{sq} = T_L - \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} \end{cases}$$

(Hai phương trình trên được trình bày tựa theo phương trình (2.34c) và phương trình (2.34d) trong chương II).

Phương trình trên cho thấy có thể điều khiển từ thông rotor $\psi_{rd} = |\vec{\psi}_r|$ thông qua điều khiển dòng stator i_{sd} . Đặc biệt mối quan hệ giữa hai đại lượng này là mối quan hệ trễ bậc nhất với thời hằng T_r .

Nếu thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sd} để điều khiển ổn định từ thông ψ_{rd} tại mọi điểm làm việc của động cơ. Và thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sq} , và theo pt (1.20b) thì có thể coi i_{sq} là đại lượng điều khiển của momen T_e của động cơ.

Bằng việc mô tả ĐCKĐB ba pha trên hệ tọa độ từ thông rotor, không còn quan tâm đến từng dòng điện pha riêng lẻ nữa, mà là toàn bộ vector không gian dòng stator của động cơ. Khi đó vector \vec{i}_s sẽ cung cấp hai thành phần: i_{sd} để điều khiển từ thông rotor $|\vec{\psi}_r|$, i_{sq} để điều khiển momen quay T_e , từ đó có thể điều khiển tốc độ của động cơ.

$$\begin{cases} i_{sd} \rightarrow |\vec{\psi}_r| \\ i_{sq} \rightarrow T_e \rightarrow \omega \end{cases} \quad \begin{matrix} () \\ () \end{matrix}$$

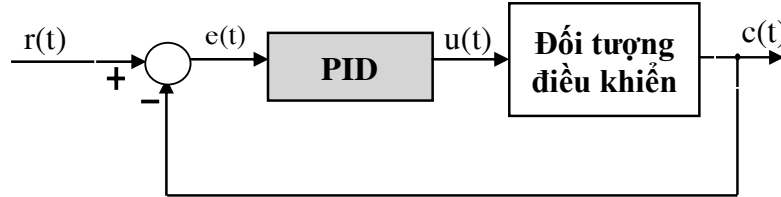
Khi đó, phương pháp mô tả ĐCKĐB ba pha tương quan giống như đối với động cơ một chiều. Cho phép xây dựng hệ thống điều chỉnh truyền động ĐCKĐB ba pha tương tự như trường hợp sử dụng động cơ điện một chiều. Điều khiển tốc độ ĐCKĐB ba pha ω thông qua điều khiển hai phần tử của dòng điện \vec{i}_s là i_{sd} và i_{sq} .

Ưu điểm khi của mô hình tổn của ĐCKĐB trong HTĐ dq so với HTĐ $\alpha\beta$:

1. Các đại lượng không biến thiên dạng sin theo thời gian.
2. Hệ phương trình đơn giản hơn ($\psi_{rq}=0$).
3. Phân ly điều khiển từ thông rotor $|\tilde{\psi}_r|$ v momen T_e (tốc độ ω).
4. Gần giống với điều khiển động cơ một chiều.

Chương 4: ĐIỀU KHIỂN ĐỊNH HƯỚNG TỪ THÔNG ĐCKĐB

I. Hiệu chỉnh PID (PID CONTROL)



Phương trình vi phân mô tả hiệu chỉnh PID:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

K_p : hệ số khâu tỉ lệ.

K_i : hệ số khâu tích phân.

K_D : hệ số khâu vi phân.

Biến đổi Laplace:

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right) \quad \text{trong đó: } T_i = \frac{K_p}{K_i}, \quad T_D = \frac{K_D}{K_p}$$

Vấn đề thiết kế là cần hiệu chỉnh các giá trị K_p , K_i và K_D sao cho hệ thỏa đạt được chất lượng tối ưu.

Thủ tục hiệu chỉnh PID

Khâu hiệu chỉnh khuếch đại tỉ lệ (P) được đưa vào hệ thống nhằm làm giảm sai số xác lập, với đầu vào thay đổi theo hàm nấc sẽ gây ra vọt lố và trong một số trường hợp là không chấp nhận được đối với mạch động lực.

Khâu tích phân tỉ lệ (PI) có mặt trong hệ thống dẫn đến sai lệch tĩnh triệt tiêu (hệ vô sai). Muốn tăng độ chính xác của hệ thống ta phải tăng hệ số khuếch đại, xong với mọi hệ thống thực đều bị hạn chế và sự có mặt của khâu PI là bắt buộc.

Sự có mặt của khâu vi phân tỉ lệ (PD) làm giảm độ vọt lố, đáp ứng ra bớt nhấp nhô và hệ thống sẽ đáp ứng nhanh hơn.

Khâu hiệu chỉnh vi tích phân tỉ lệ (PID) kết hợp những ưu điểm của khâu PD và khâu PI, có khả năng tăng độ dự trữ pha ở tần số cắt, khử chậm pha. Sự có mặt của khâu PID có thể dẫn đến sự dao động của hệ do đáp ứng quá độ bị vọt lố bởi hàm dirac $\delta(t)$. Các bộ hiệu chỉnh PID được ứng dụng nhiều trong lĩnh vực công nghiệp dưới dạng thiết bị điều khiển hay thuật toán phần mềm.

Tóm tắt Vai trò của mỗi khâu hiệu chỉnh (adjustment) trong bộ điều khiển PID:

Khâu khuếch đại tỉ lệ K_p (Proportional gain):

Khi K_p tăng

- Sai số xác lập giảm
- Vọt lố tăng
- Thời gian lên nhanh

Khâu tích phân tỉ lệ K_i (Integral gain):

Khi K_i tăng

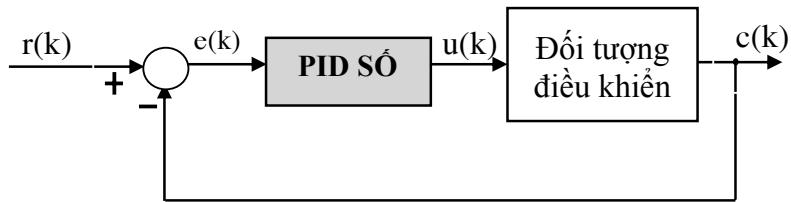
- Sai lệch tĩnh giảm (triệt tiêu - vô sai với hàm nấc)
- Đáp ứng chậm

Khâu vi phân tỉ lệ K_d (Derivative gain):

Khi K_d tăng

- Vọt lố giảm
- Đáp ứng nhanh
- Bớt nhập nhô (dao động)

PI rời rạc:



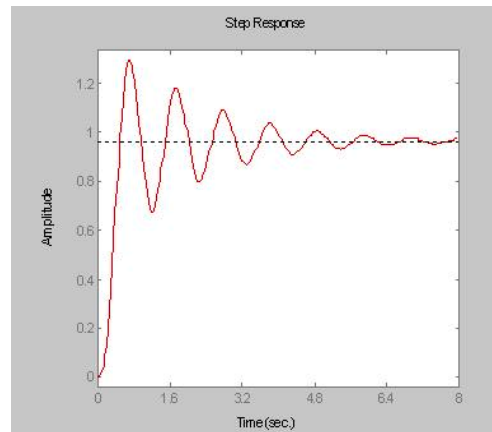
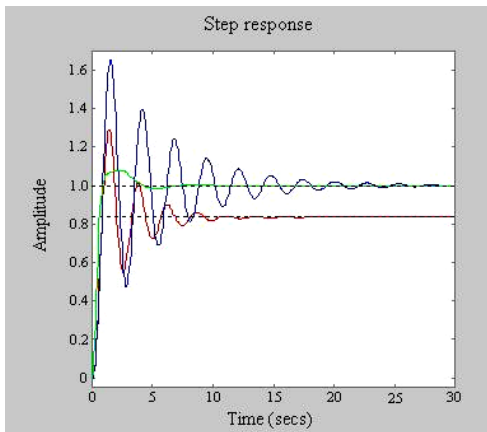
$$u(k) = u_p(k) + u_i(k)$$

$$u_p(k) = K_p \cdot e(k)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i \cdot T \cdot e(k)$$

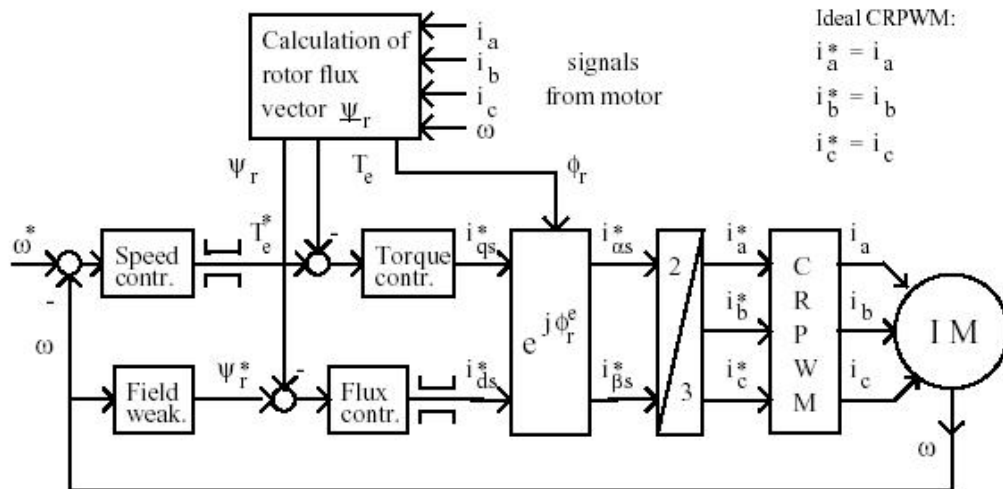
Trong đó: T là tần số lấy mẫu

Đáp ứng của hệ thống sử dụng bộ điều khiển PID



Đáp ứng bước hàm nấc 1(t)

II. Điều khiển tiếp dòng



III. Điều khiển tiếp áp

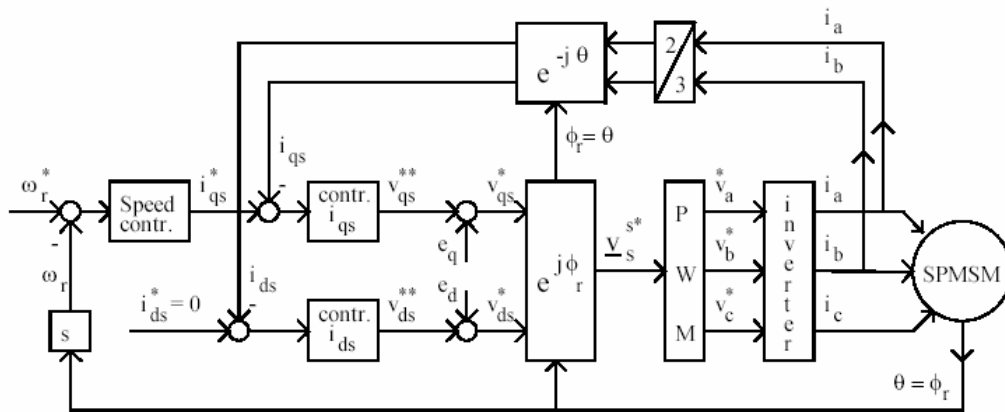
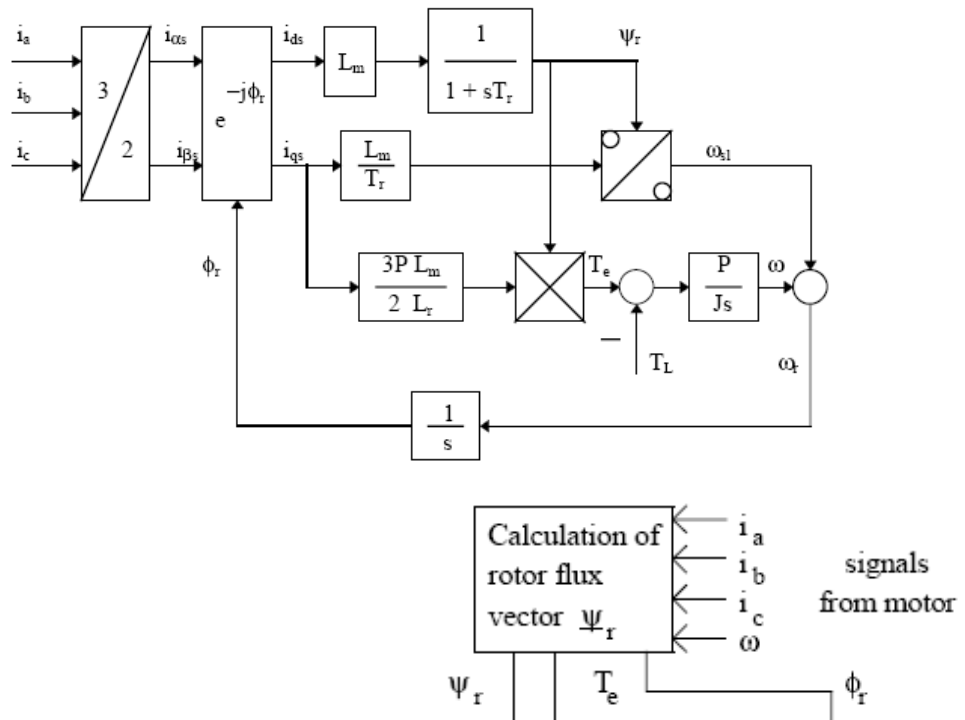


Fig. 5.5 - SPMSM drive with current control in field co-ordinates and phase voltage generation by means of voltage space vector modulation.

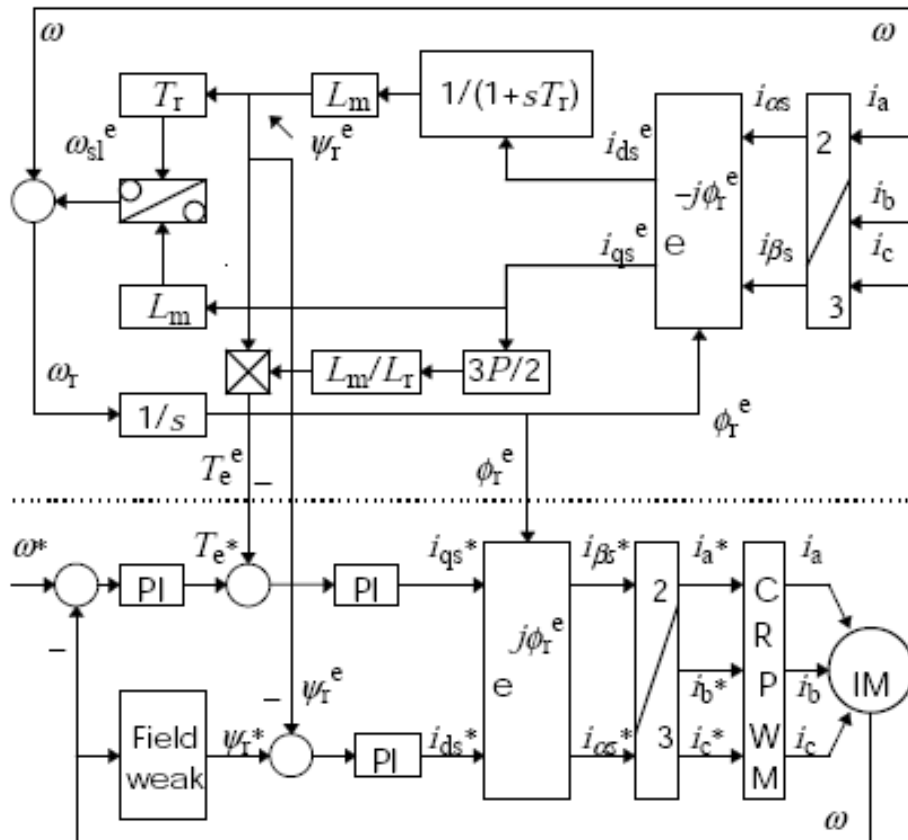
IV. Phương pháp điều khiển định hướng trường (FOC)

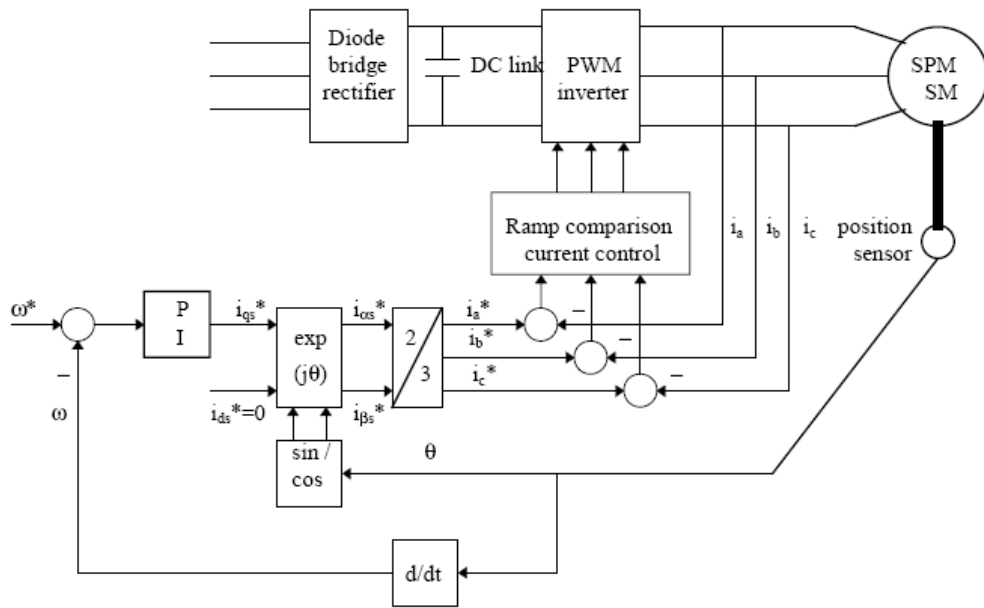
IV.1. Mô hình động cơ KĐB 3 pha



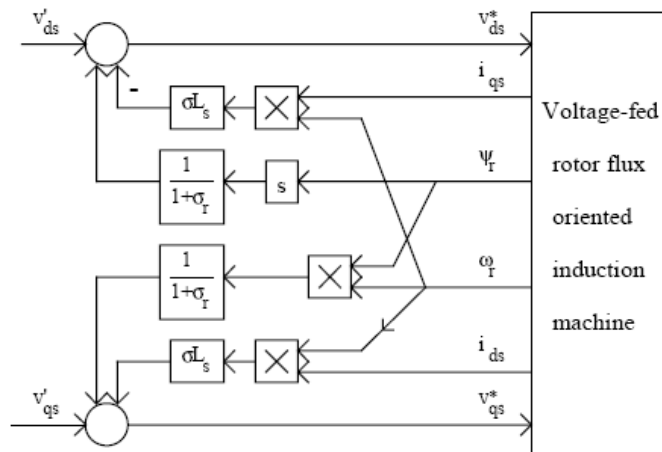
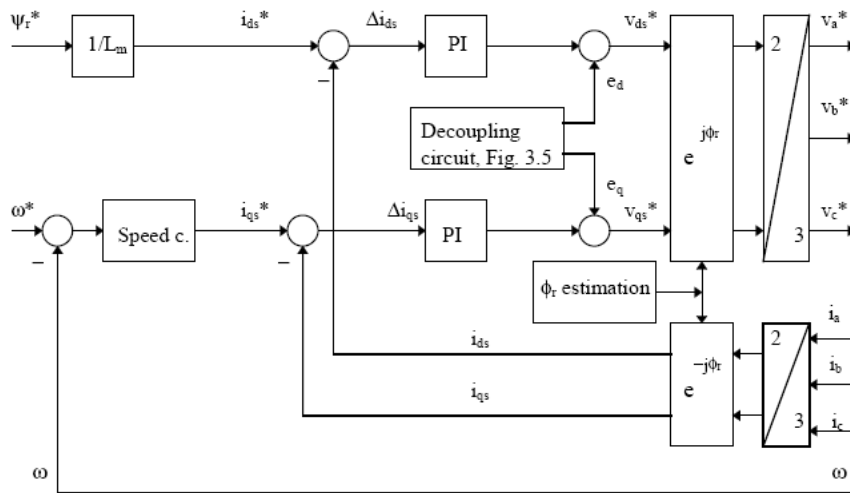
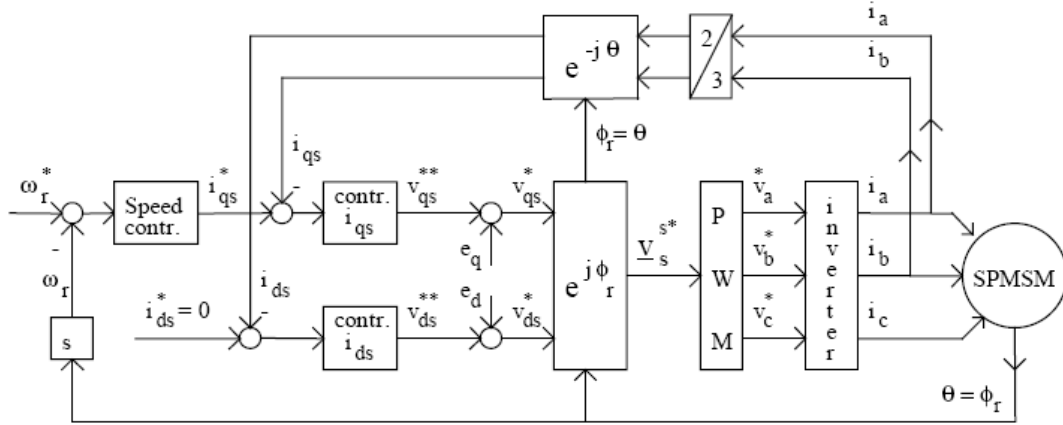
IV.2. Điều khiển trực tiếp

Điều khiển trực tiếp từ giá trị hồi tiếp đo về:
Điều khiển tiếp dòng:



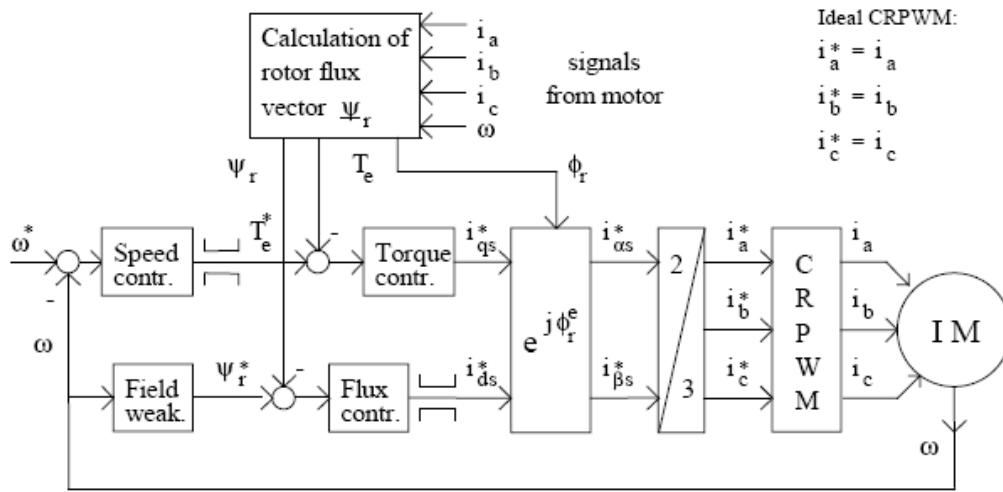


Điều khiển tiếp áp:



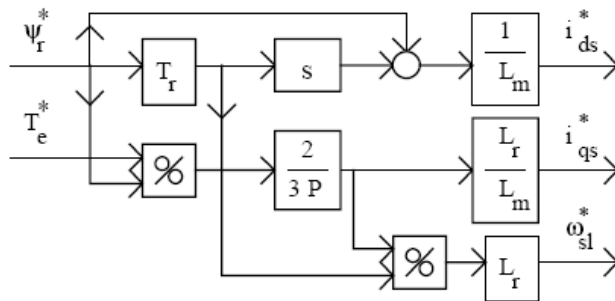
IV.3. Điều khiển gián tiếp

Điều khiển trực tiếp từ giá trị hồi tiếp - tiếp dòng:

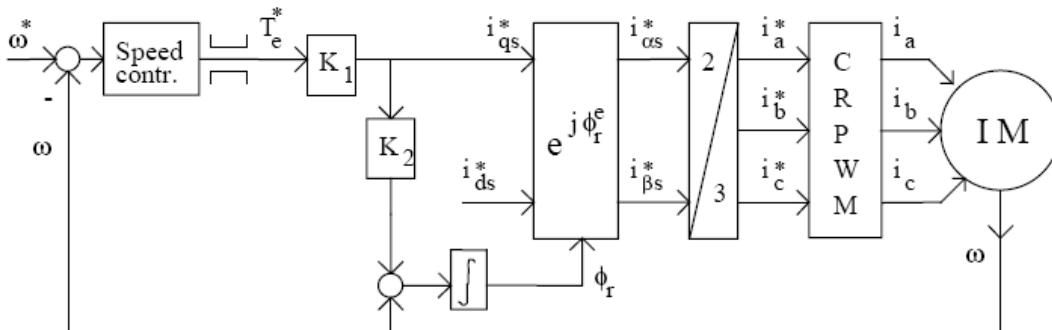


Ideal CRPWM:

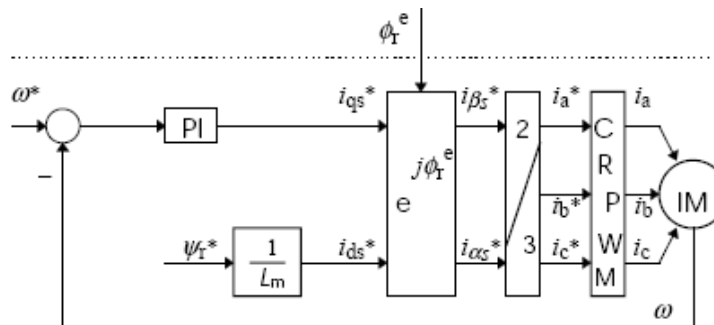
$$\begin{aligned} i_a^* &= i_a \\ i_b^* &= i_b \\ i_c^* &= i_c \end{aligned}$$

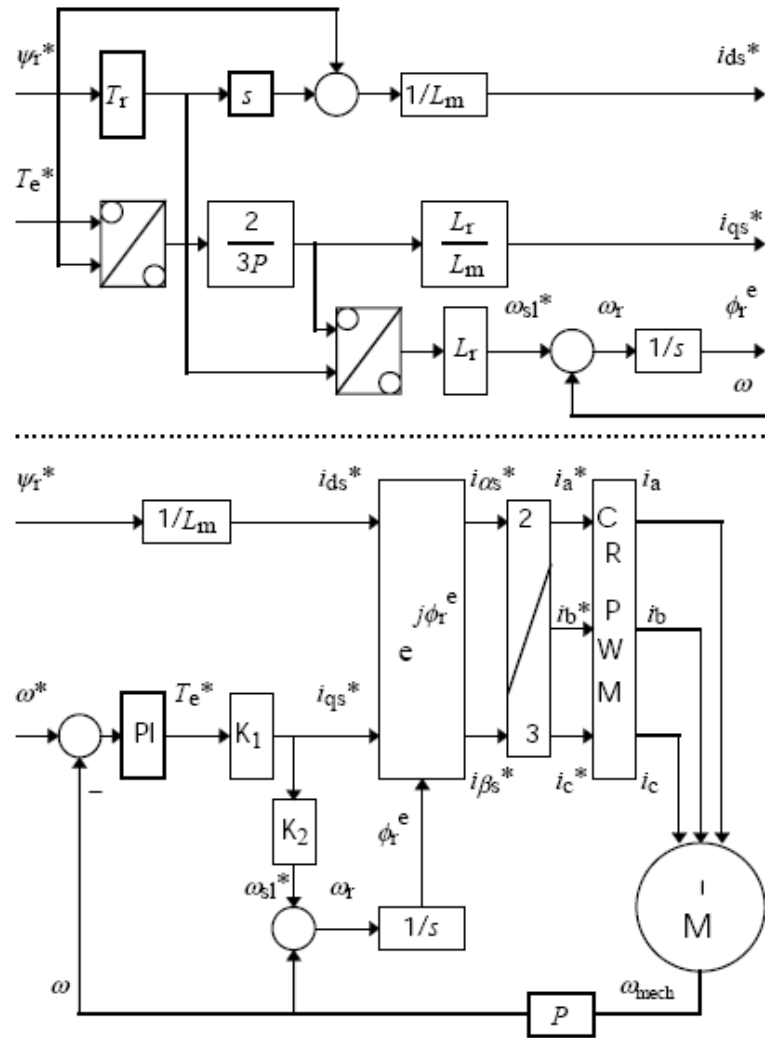


Điều khiển gián tiếp từ giá trị đặt - tiếp dòng:

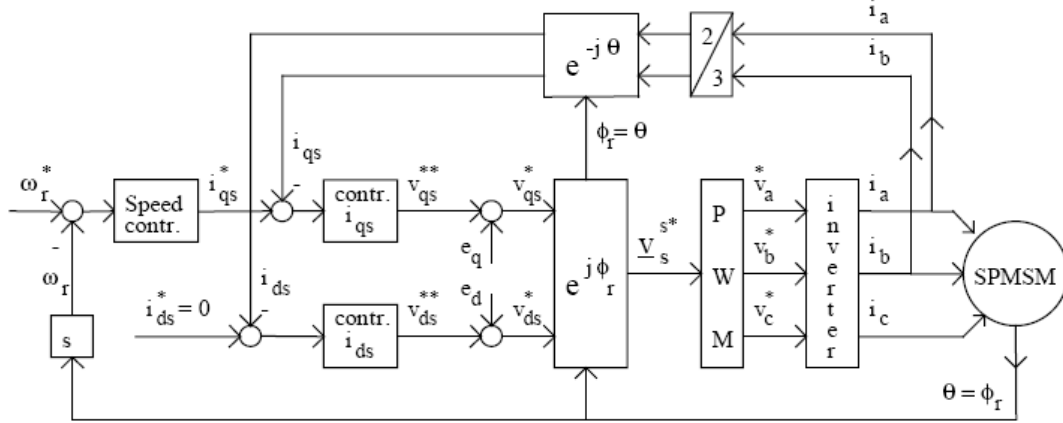


$$K_1 = \frac{2}{3P} \frac{L_r}{L_m^2} \frac{1}{i_{ds}^*} \quad K_2 = \frac{1}{T_r i_{ds}^*}$$

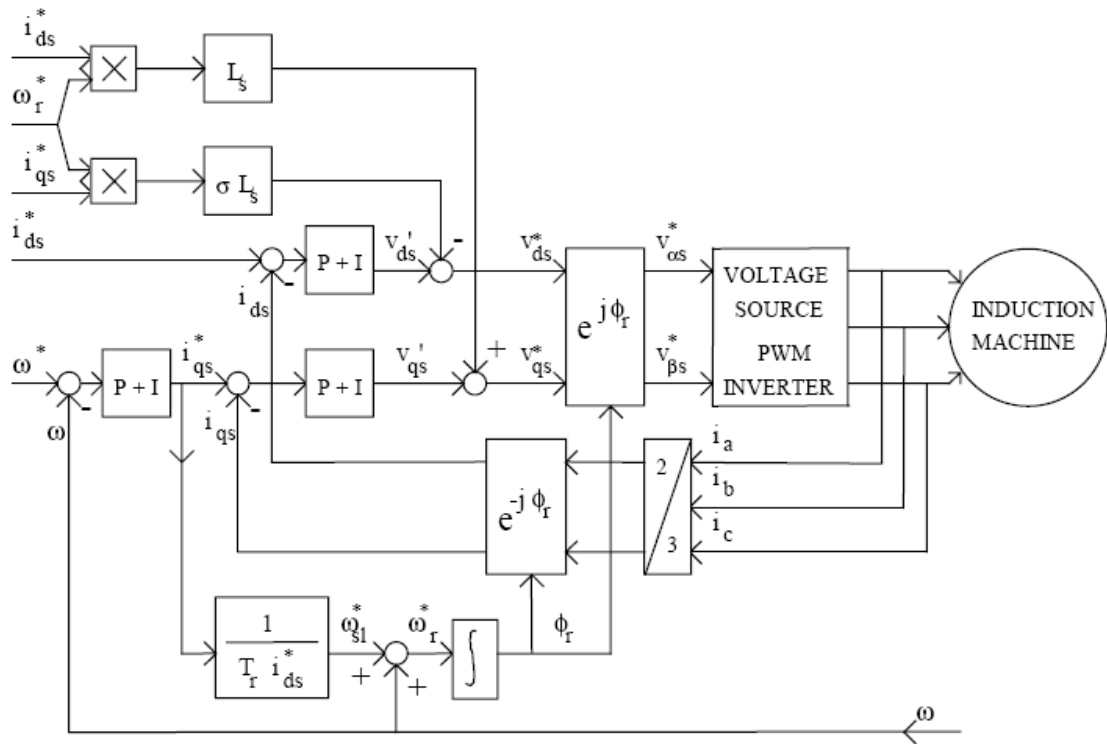




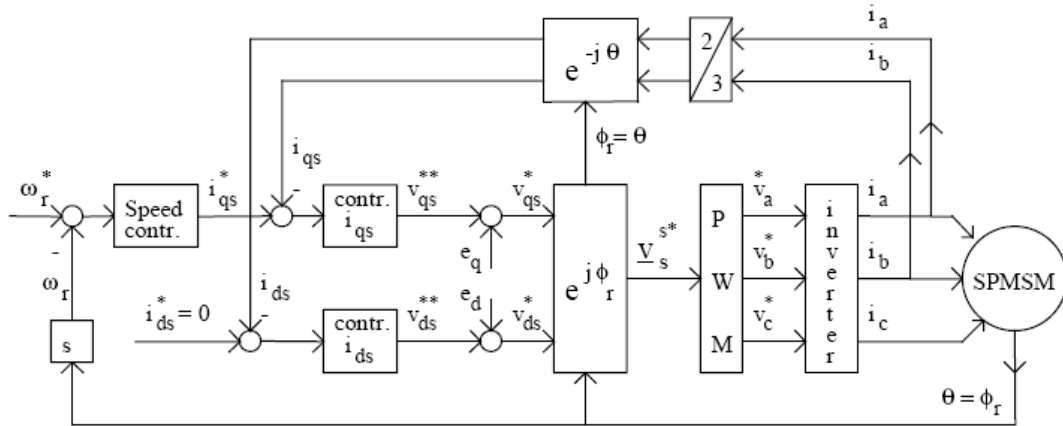
Điều khiển trực tiếp từ giá trị hồi tiếp - tiếp áp:



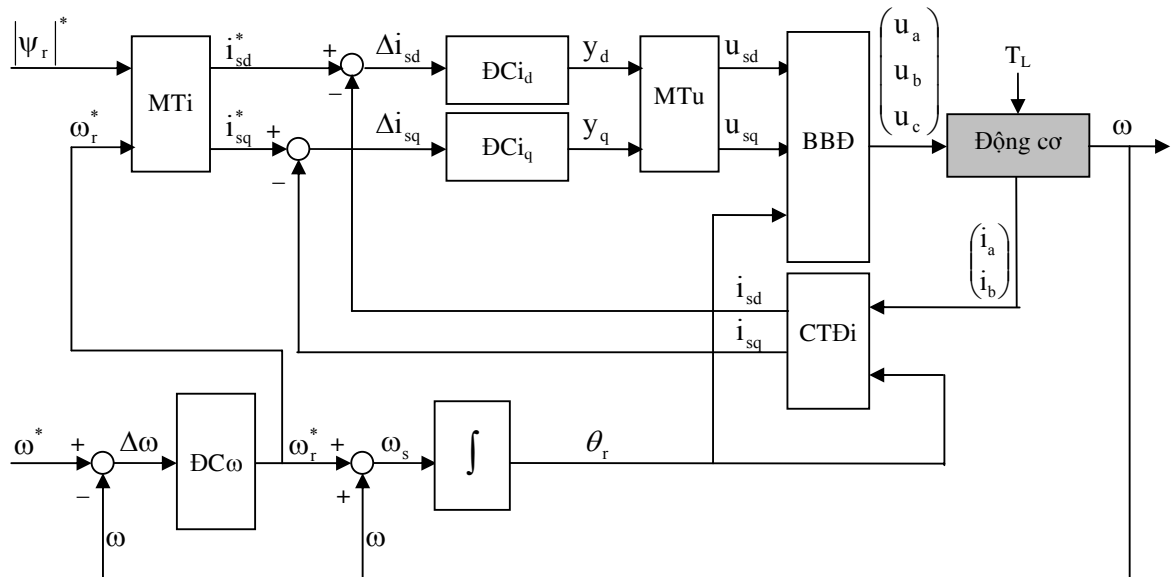
Điều khiển gián tiếp từ giá trị đặt - tiếp áp:



IV.4. Điều khiển trực tiếp - tiếp áp



Cấu trúc của hệ thống điều khiển định hướng trường định hướng trường (Field Oriented Control -FOC) trong điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha được trình bày trong hình vẽ sau:



Hình 4.1: Cấu trúc của hệ thống điều khiển ĐCKĐB ba pha dùng FOC

Bằng việc mô tả ĐCKĐB ba pha trên hệ tọa độ từ thông rotor, vector \vec{i}_s sẽ chia thành hai thành phần: i_{sd} để điều khiển từ thông rotor $|\vec{\psi}_r|$, i_{sq} để điều khiển momen quay T_e , từ đó có thể điều khiển tốc độ của động cơ.

$$\begin{cases} i_{sd} \rightarrow |\vec{\psi}_r| & (4.1a) \\ i_{sq} \rightarrow T_e \rightarrow \omega & (4.1b) \end{cases}$$

IV.2. Xây dựng thuật toán điều khiển

Giải thuật của từng khối trong hệ thống điều khiển định hướng trường (hình 4.1) được trình bày như sau:

□ Mạng tính dòng (MTi)

$$i_{sd}^* = (1 + sT_r) \frac{\Psi_r^*}{L_m} \quad (4.2a)$$

$$i_{sq}^* = \frac{T_r \Psi_r^*}{L_m} \omega_r^* \quad (4.2b)$$

□ Mạng tính áp (MTu)

$$u_{sd} = R_s y_d - \frac{L_{\sigma s}}{1 + sT_{\sigma s}} y_q \quad (4.3a)$$

$$u_{sq} = R_s y_q + \frac{L_{\sigma s}}{1 + sT_{\sigma s}} y_d + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd}^* \quad (4.3b)$$

Trong đó, $T_{\sigma s} = \frac{L_{\sigma s}}{R_s} = \frac{L_s - L_m}{R_s}$

□ Tính góc θ_r

$$\theta_r = \frac{\omega_r}{s} \quad (4.4)$$

□ Chuyển đổi hệ tọa độ dòng điện (CTĐi)

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (4.5a)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sa} + 2i_{sb}) \quad (4.5b)$$

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta_r + i_{s\beta} \sin \theta_r \quad (4.6a)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta_r + i_{s\beta} \cos \theta_r \quad (4.6b)$$

□ Bộ biến đổi (BBĐ)

○ Chuyển đổi hệ tọa độ dòng điện (CTĐi)

$$u_{s\alpha} = u_{sd} \cos \theta_r - u_{sq} \sin \theta_r \quad (4.7a)$$

$$u_{s\beta} = u_{sd} \sin \theta_r + u_{sq} \cos \theta_r \quad (4.7b)$$

○ Bộ biến đổi điện áp (bộ điều chế vector không gian)

$$u_{sa} = u_{s\alpha} \quad (4.8a)$$

$$u_{sb} = -\frac{1}{2} u_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\beta} \quad (4.8b)$$

$$u_{sc} = -u_{sa} - u_{sb} \quad (4.8c)$$

□ Khâu điều chế tốc độ quay (ĐC ω)

Là khâu hiệu chỉnh PI:

$$\omega_r^* = \left(K_{P\omega} + \frac{K_{I\omega}}{s} \right) (\omega^* - \omega) \quad (4.9)$$

□ Các khâu điều chế dòng (DCi_d và DCi_q)

○ Khâu điều chế dòng i_{sd} (DCi_d)

$$y_d = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \Delta i_{sd} \tag{4.10}$$

○ Khâu điều chế dòng i_{sq} (DCi_q)

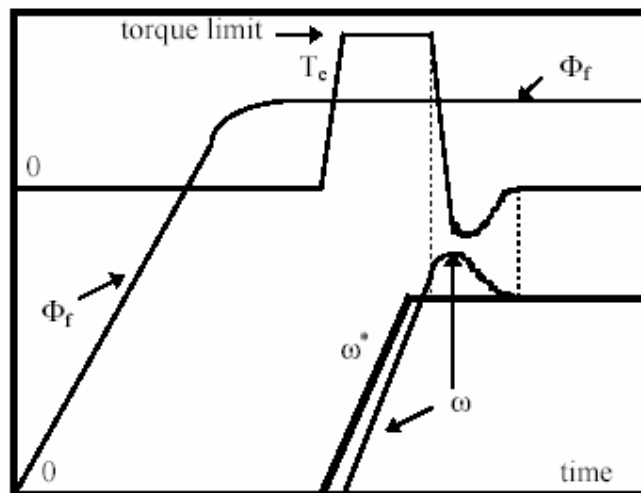
$$y_q = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \Delta i_{sq} \tag{4.11}$$

Chú ý: Xét trong hệ tọa độ từ thông rotor nên $\Psi_{rq} = 0$, $|\Psi_r| = \Psi_{rd}$ (4.12)

- Các thông số K_p và K_i trong các bộ điều khiển PI được hiệu chỉnh sao cho hệ thống đạt tới đáp ứng tốt nhất.

IV.3. Đánh giá đáp ứng của thuật toán điều khiển FOC

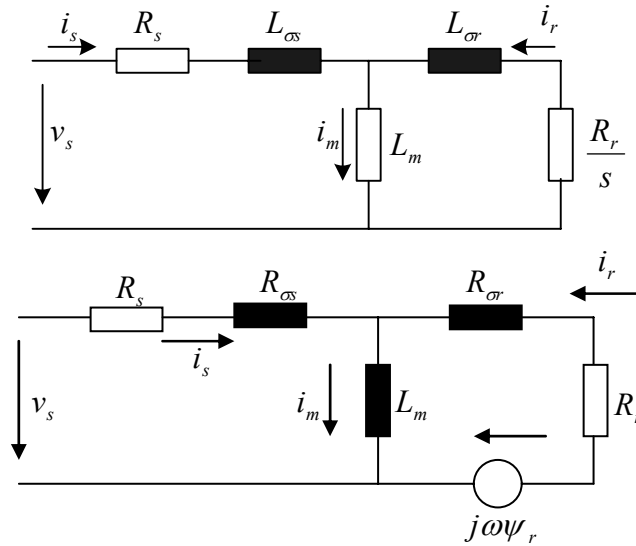
- Hệ thống ổn định.
- Sai số xác lập của tốc độ nhỏ, sai số xác lập của từ thông rotor lớn.
- Thời gian đáp ứng của hệ thống tương đối nhanh.
- Momen tải không tác động nhiều đến đáp ứng của tốc độ, và đáp ứng của từ thông rotor.
- Chất lượng đáp ứng suy giảm khi bị nhiễu tác động lên tín hiệu hồi tiếp.
- Hệ thống dễ mất ổn định khi có sai số mô hình hay bị tác động của nhiễu.
- Dòng điện khởi động lớn so với dòng điện làm việc; dòng khởi động tăng lên khi có sai số mô hình.



Chương 5: MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP ƯỚC LƯỢNG TỪ THÔNG ROTOR ĐCKĐB

I. Ước lượng từ thông rotor từ dòng hồi tiếp và từ thông khe hở không khí

$$\Psi_r = ([i_a, i_b] \Psi_m)$$



$$i_m^s = i_s^s + i_r^s$$

$$\Psi_r = L_r i_r + L_m i_s$$

$$\Psi_r^s = L_r i_r^s + L_m i_s^s = L_r (i_m^s - i_s^s) + L_m i_s^s$$

$$\Psi_r^s = L_r i_m^s - (L_r - L_m) i_s^s = \frac{L_r}{L_m} (L_m i_m^s) - L_{\sigma} i_s^s$$

$$\Psi_r^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_m^s - L_{\sigma} i_s^s = \Psi_{r\alpha} + j\Psi_{r\beta}$$

$$\Psi_r = |\Psi_r| = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}$$

$$\cos \theta_r = \cos \phi_r = \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_r}$$

$$\sin \theta_r = \sin \phi_r = \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_r}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd})$$

II. Ước lượng từ thông rotor từ điện áp và dòng hồi tiếp

$$\Psi_r = ([u_a, u_b] [i_a, i_b])$$

$$\frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \frac{d\psi_s^s}{dt} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \frac{di_s^s}{dt}$$

$$\frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (u_s^s - R_s i_s^s) - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \frac{di_s^s}{dt}$$

$$\frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_s^s - R_s i_s^s - \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \right)$$

Từ thông stator được ước lượng từ dòng và áp như sau:

$$u_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt}$$

$$\frac{d\psi_s^s}{dt} = u_s^s - R_s i_s^s$$

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt$$

Từ thông rotor được ước lượng từ từ thông stator và dòng stator:

$$\vec{\Psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r$$

$$\vec{\Psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r$$

$$\vec{i}_r^s = \frac{1}{L_m} (\vec{\Psi}_s - L_s \vec{i}_s^s)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_m \vec{i}_s^s + \frac{L_r}{L_m} (\vec{\Psi}_s - L_s \vec{i}_s^s) = \frac{L_r}{L_m} \vec{\Psi}_s - \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \frac{L_s L_r}{L_m} \vec{i}_s^s$$

$$\Psi_r^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_s^s - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_s^s$$

$$\cos \theta_r = \cos \phi_r = \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_r}$$

$$\sin \theta_r = \sin \phi_r = \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_r}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd})$$

III. Ước lượng từ thông rotor từ tốc độ và dòng hồi tiếp

$$\Psi_r = (\omega, [i_a, i_b])$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \vec{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \vec{\Psi}_r^s$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega \psi_{r\alpha}$$

với $|\tilde{\Psi}'_r| = \sqrt{(\Psi'_{r\alpha})^2 + (\Psi'_{r\beta})^2}$

$$\cos \theta_r = \cos \phi_r = \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_r}$$

$$\sin \theta_r = \sin \phi_r = \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_r}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd})$$

IV. Ước lượng vị trí từ thông rotor gián tiếp từ từ thông đặt và T_e đặt

Các phương trình ước lượng vị trí vector từ thông rotor từ các giá trị lệnh của từ

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3P} \frac{T_e^*}{\psi_r^*} \frac{L_r}{L_m}$$

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \left(\psi_r^* + T_r \frac{d\psi_r^*}{dt} \right)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\psi_r^*}$$

$$\varphi_r = \int (\omega_{sl}^* + \omega) dt$$

thông rotor và moment điện từ như sau:

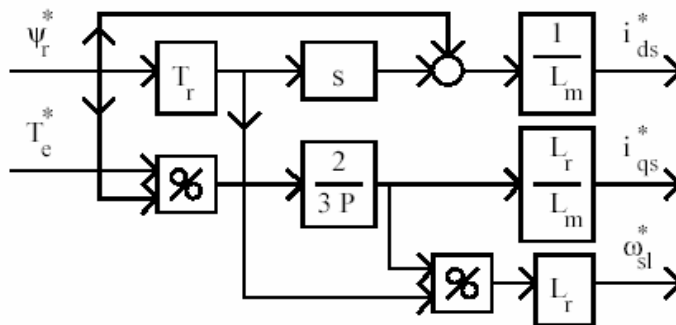


Fig. 3.10 - Principle of indirect vector control of a current-fed induction machine.

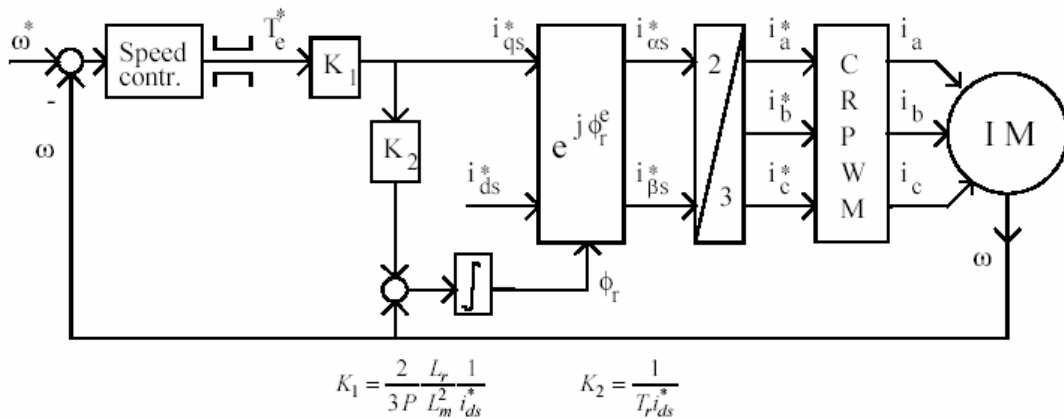


Fig. 3.11 - Current-fed induction machine with indirect vector control.

V. Ước lượng từ thông rotor từ tốc độ và dòng hồi tiếp trong HTĐ (dq)

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_r$$

với tốc độ trượt: $\omega_r = \omega + \omega_{sl} = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}}$

có $T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq}$

Các phương trình sau được dùng để ước lượng từ thông rotor:

$$\psi_r + T_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds}$$

$$(\omega_r - \omega) \psi_r T_r = L_m i_{qs}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs}$$

Hay các phương trình này có thể được viết lại như sau:

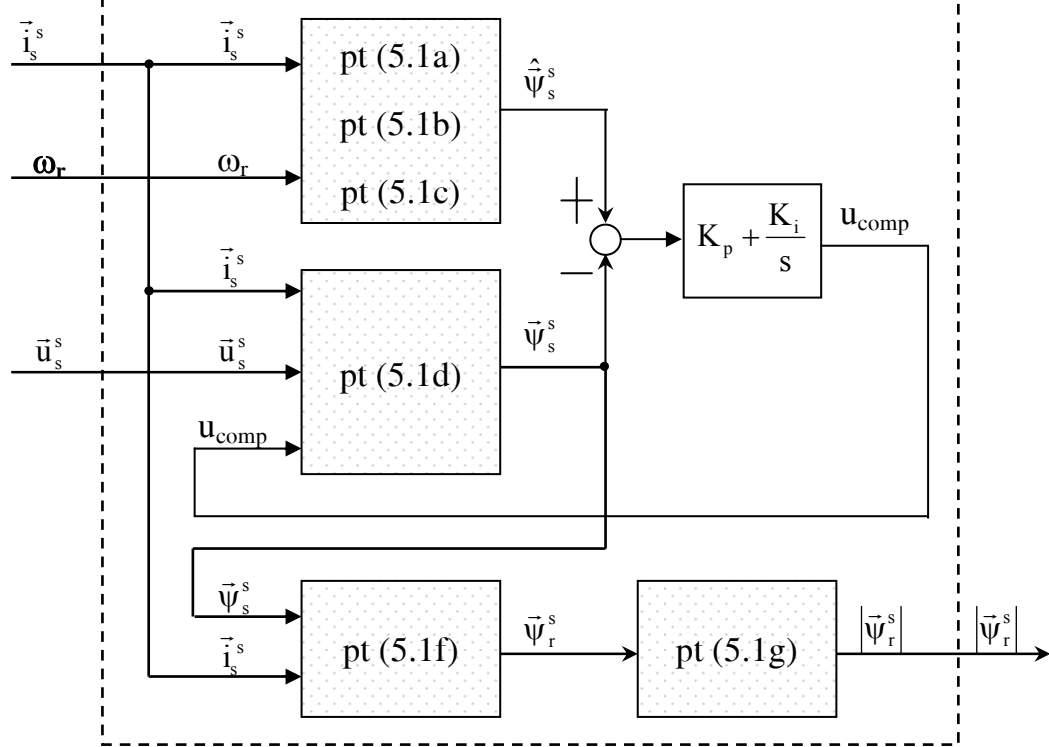
$$i_{ds} = \left(\psi_r + T_r \frac{d\psi_r}{dt} \right) / L_m$$

$$\omega_{sl} = L_m i_{qs} / (T_r \psi_r)$$

Vị trí tức thời của vector từ thông rotor được xác định như sau:

$$\varphi_r = \int (\omega_{sl} + \omega) dt$$

VI. Ước lượng từ thông rotor dùng khâu quan sát (observer)



Hình 5.1: Sơ đồ bộ ước lượng từ thông rotor dùng khâu quan sát.

Thuật toán ước lượng từ thông rotor cho ĐCKĐB ba pha dùng khâu quan sát

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\theta_r + i_{s\beta} \sin\theta_r \tag{5.1a}$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi_{rd} \tag{5.1b}$$

$$\Psi_{r\alpha} = \Psi_{rd} \cos\theta_s \tag{5.1c}$$

$$\Psi_{r\beta} = \Psi_{rd} \sin\theta_s \tag{5.1d}$$

$$\hat{\Psi}_s^s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \vec{i}_s^s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r^s \tag{5.1e}$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} = \vec{u}_s^s - R_s \cdot \vec{i}_s^s + u_{comp} \tag{5.1f}$$

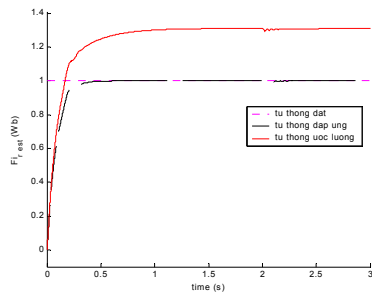
$$u_{comp} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\hat{\Psi}_s^s - \vec{\Psi}_s^s) \tag{5.1g}$$

$$\vec{\Psi}_r^s = \frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_s^s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \vec{i}_s^s \tag{5.1h}$$

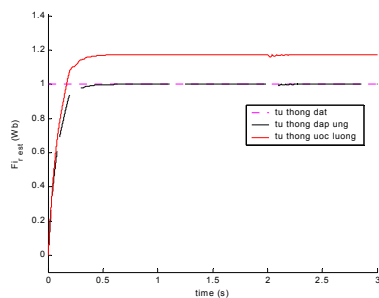
$$|\vec{\Psi}_r^s| = \sqrt{(\Psi_{r\alpha})^2 + (\Psi_{r\beta})^2} \tag{5.1i}$$

VII. Đáp ứng điều khiển động cơ bằng FOC

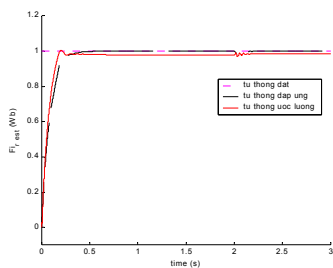
Đáp ứng của bộ ước lượng từ thông rotor khi các thông số ĐCKĐB ba pha có sai số:



Hình 5.2: Đáp ứng của bộ ước lượng từ thông rotor từ tốc độ và dòng hồi tiếp trên tọa độ $\alpha\beta$.



Hình 5.3: Đáp ứng của bộ ước lượng từ thông rotor từ tốc độ và dòng hồi tiếp trên tọa độ dq.



Hình 5.4: Đáp ứng của bộ ước lượng từ thông rotor dùng khâu quan sát.

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG ĐỘNG CƠ ĐƯỢC TIẾP DÒNG

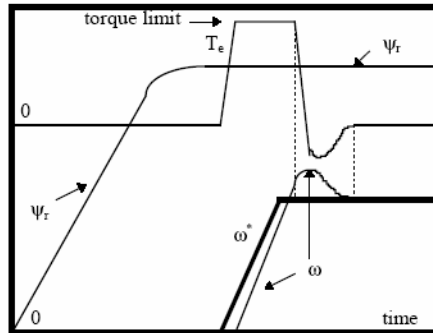


Fig. 3.13 - Dynamic behaviour of current-fed direct rotor flux oriented induction machine: Initial excitation and rapid acceleration in the constant flux region.

- Từ thông được đưa đến giá trị định mức khi moment vẫn được giữ ở giá trị zero.
- Sau khi từ thông đạt giá trị ổn định, động cơ được lệnh tăng tốc đến một giá trị vận tốc dương.
- Moment được đưa đến giá trị dương ở mức tối đa.
- Moment được đưa trở về giá trị âm và sau đó zero khi vận tốc thực bằng vận tốc lệnh, và moment được giữ ở zero để vận tốc thực bằng vận tốc lệnh.

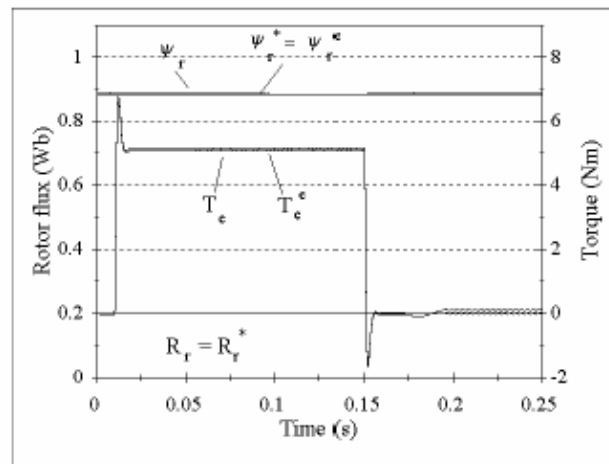


Fig. 3.15 - Response of the drive of Fig. 3.9 to step loading and unloading.

- Hệ truyền động ban đầu đang hoạt động với từ thông rotor không đổi và ở giá trị lệnh, moment tải bằng zero.
- Moment tải sau đó được tăng đến giá trị định mức dương theo kiểu step-wise.
- Sau một khoảng thời gian thì moment tải được đưa về zero cũng theo kiểu step-wise.

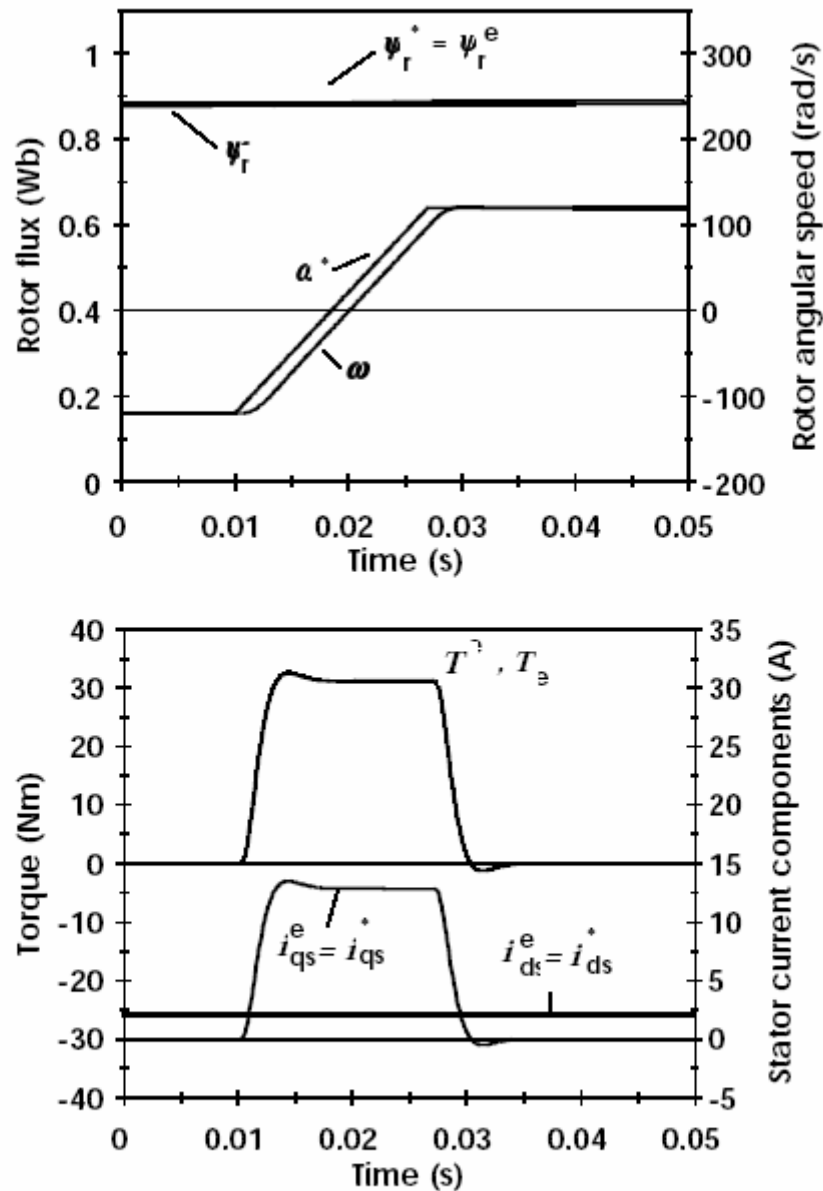
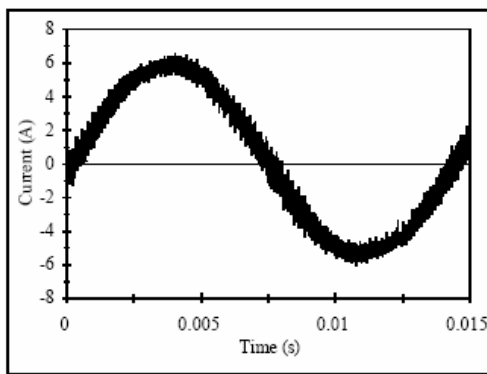


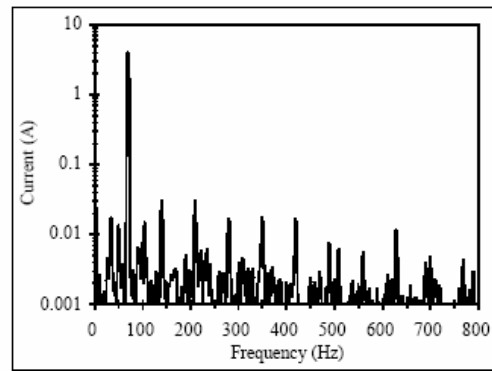
Fig. 3.14 - Reversing transient of the drive of Fig. 3.9.

- Từ thông được giữ không đổi ở giá trị định mức.
- Vận tốc được đảo ngược từ -40% của vận tốc sang 40% vận tốc định mức.
- Moment tải bằng zero trong suốt quá trình mô phỏng trên.
- Bộ nghịch lưu được giả sử là nguồn dòng lý tưởng.

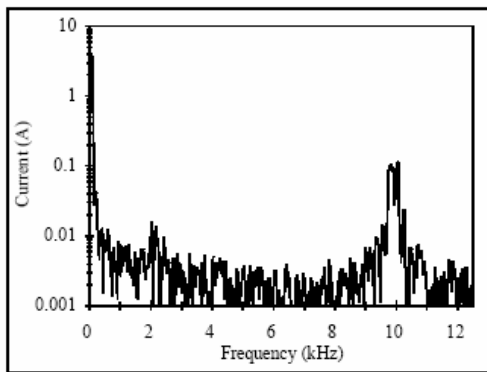
KẾT QUẢ ĐO ĐẠC CỦA ĐỘNG CƠ ĐƯỢC TIẾP DÒNG



a. current waveform



c. spectrum up to 0.8 kHz



b. spectrum up to 12.8 kHz

Fig. 3.16 - Current waveforms and spectra during no-load operation at 2100 rpm.

- Dòng stator trong trạng thái ổn định được phân tích. Trừ sóng harmonic bậc nhất, các sóng hài bậc cao thường tập trung quanh các dải tần số 10 kHz, 20 kHz, 30 kHz, 40 kHz.....

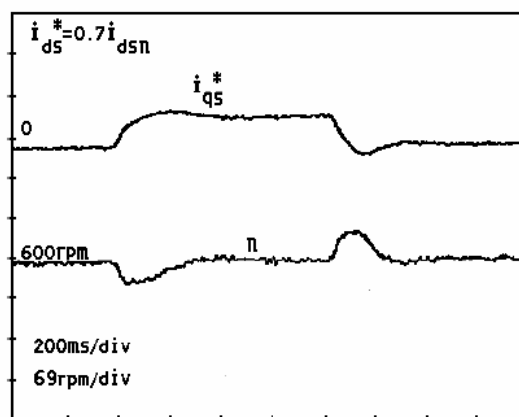


Fig. 3.19 - Experimentally recorded speed and commanded q-axis current response to step loading and unloading of an indirect rotor flux oriented current fed induction machine.

Từ thông bằng 70% từ thông định mức, ban đầu động cơ đang chạy không tải ở 600 rpm, moment tải bằng moment định mức dương được tăng theo kiểu step-wise.

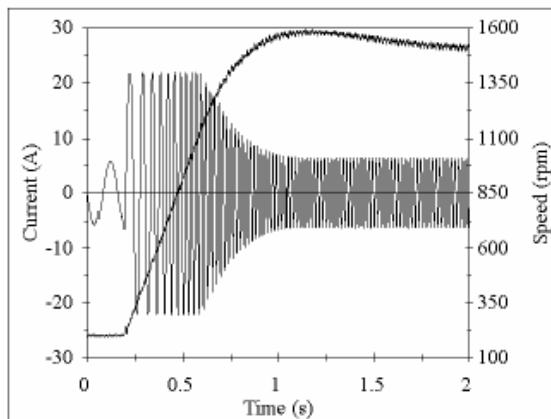


Fig. 3.17 - Acceleration transient of an indirect rotor flux oriented induction machine.

- Biên đổi của dòng stator khi máy tăng tốc từ 200 rpm đến 1500 rpm.
- Động cơ đã hoàn toàn được từ hoá trước, moment tải bằng zero.

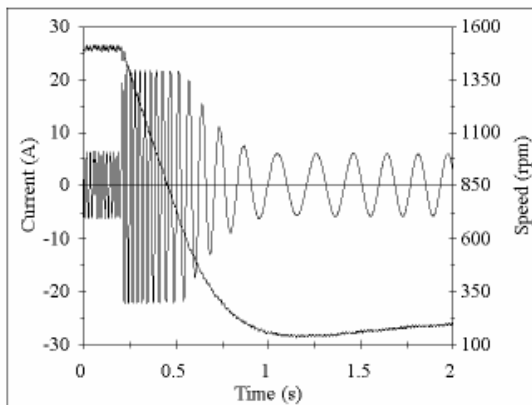


Fig. 3.18 - Deceleration transient of an indirect rotor flux oriented induction machine.

- Biên đổi của dòng stator khi máy tăng tốc từ 200 rpm đến 1500 rpm.
- Động cơ đã hoàn toàn được từ hoá trước, moment tải bằng zero.

Chương 6: CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DÒNG

I. Điều khiển dòng trong hệ qui chiếu stator

I.1. Điều khiển vòng trễ dòng điện

Điều khiển dòng, tiếp dòng

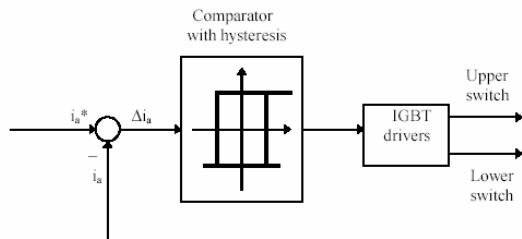
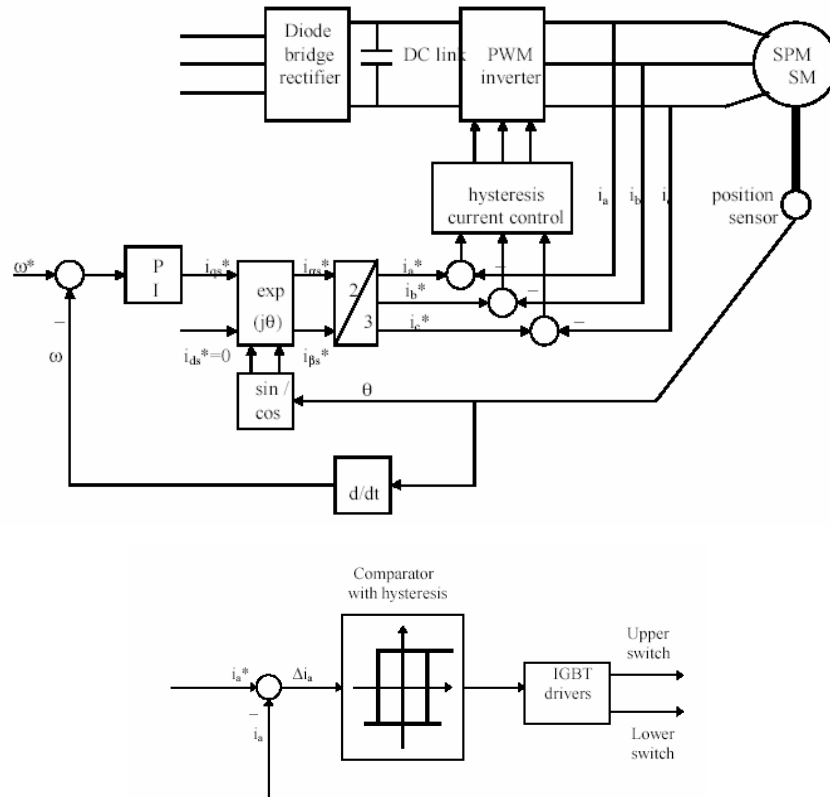


Fig. 5.1 - Hysteresis current control of a SPMSM drive.

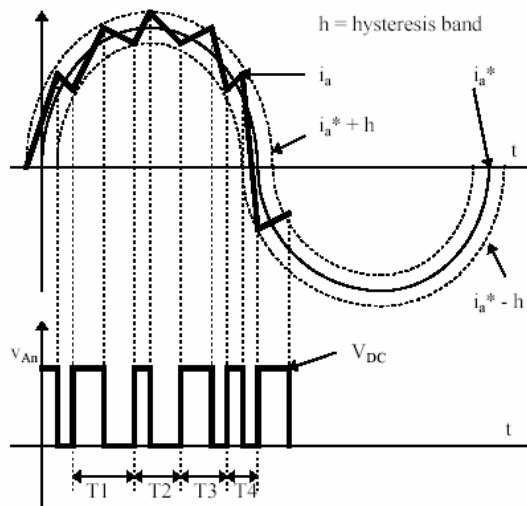


Fig. 5.2 - Principle of hysteresis current control: currents and a leg voltage.

I.1. Điều khiển so sánh dòng điện

Điều khiển dòng, tiếp áp

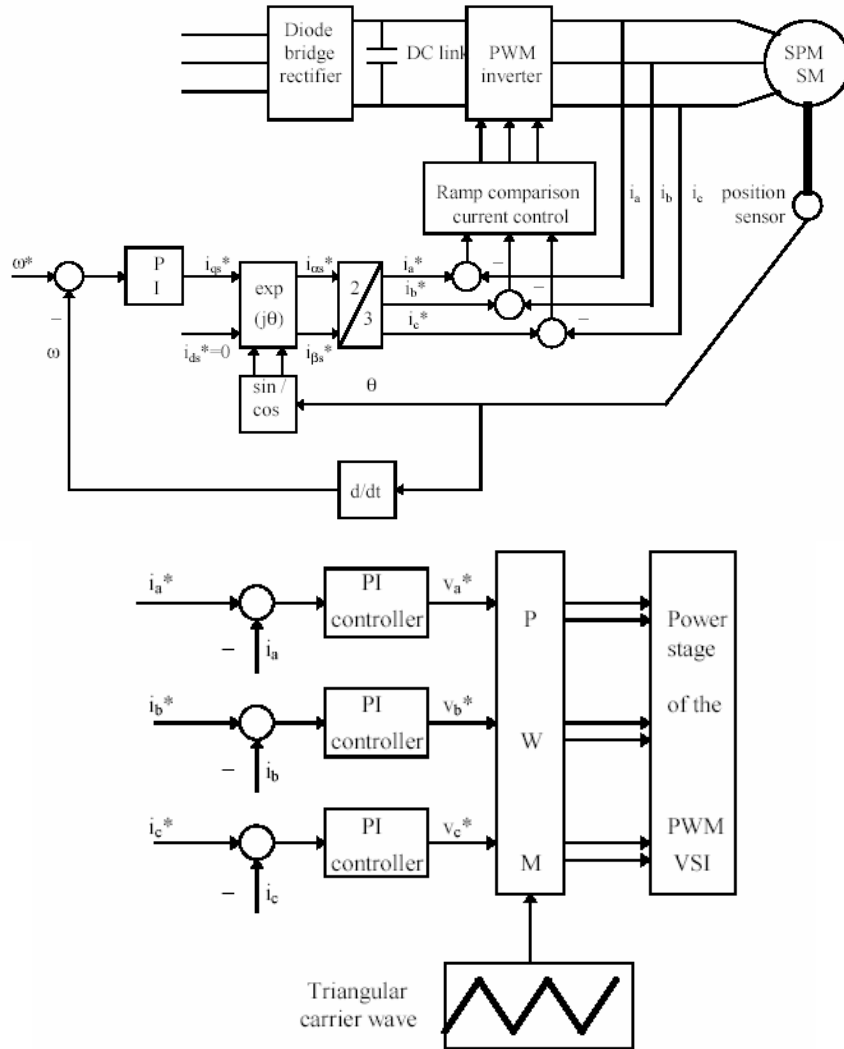


Fig. 5.3 - Ramp comparison current control of a SPMSM drive.

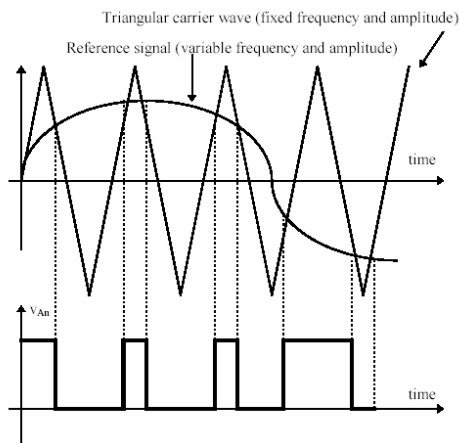
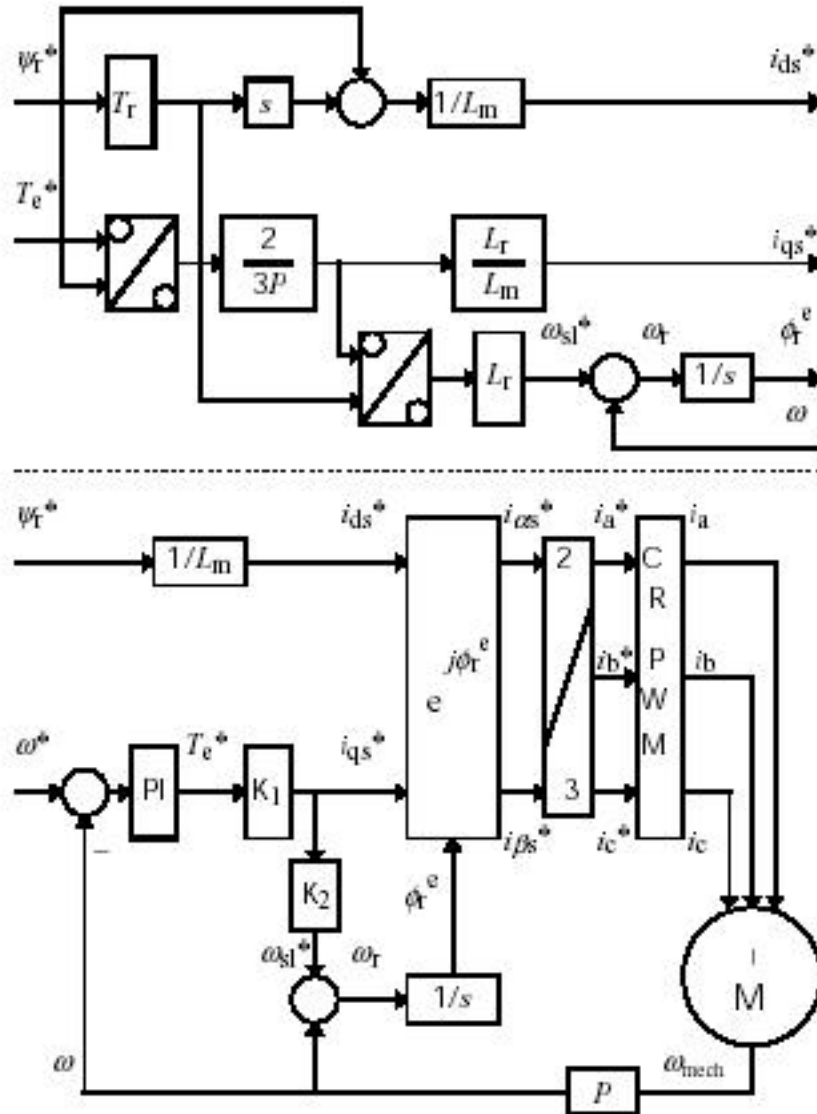


Fig. 5.4 - Current control using ramp comparison method with a triangular carrier wave.

Từ đó tính được tốc độ góc trượt cơ: $\omega_{sl_co} = \frac{\omega_{sl}}{p}$ và tính được tốc độ động cơ.

$$i_{sd} = \frac{\psi_{rd} + \psi_{rd} T_r s}{L_m} \quad i_{sq} = \frac{3}{2p} \frac{L_m T_e}{L_r \psi_r} \quad \omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Psi_r} L_r$$

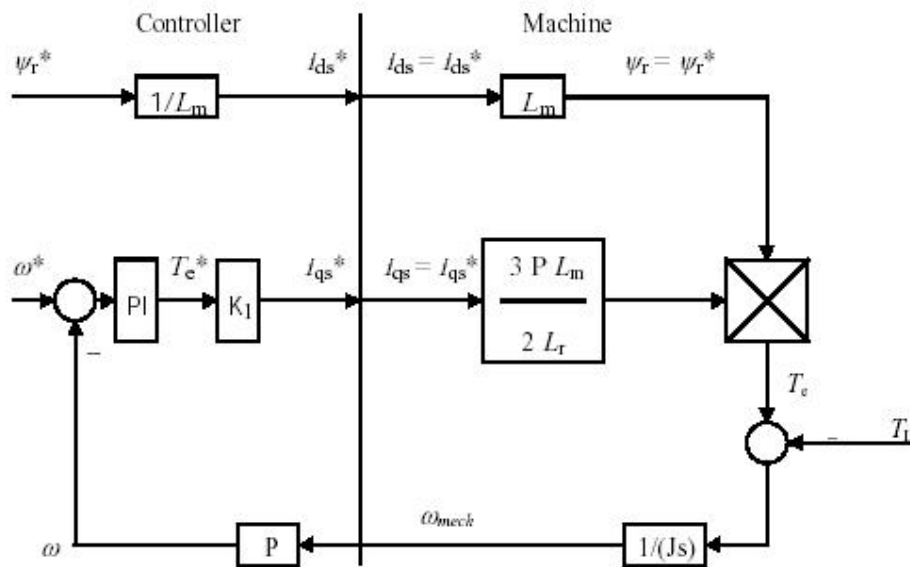
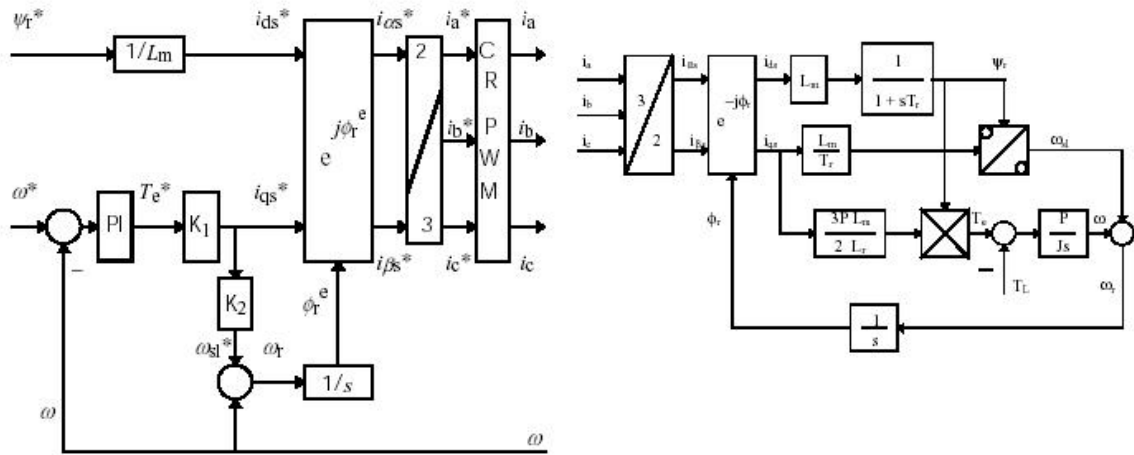


Từ thông không đổi:

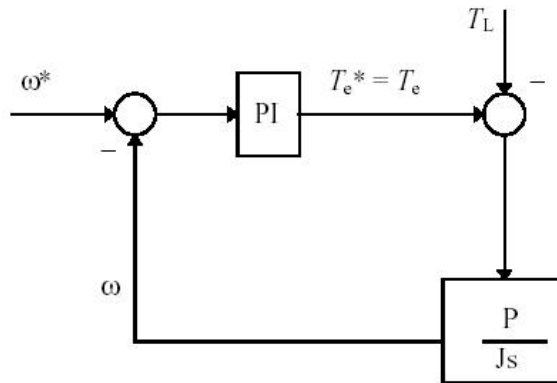
$$\Psi_r^* = L_m i_{ds}^*$$

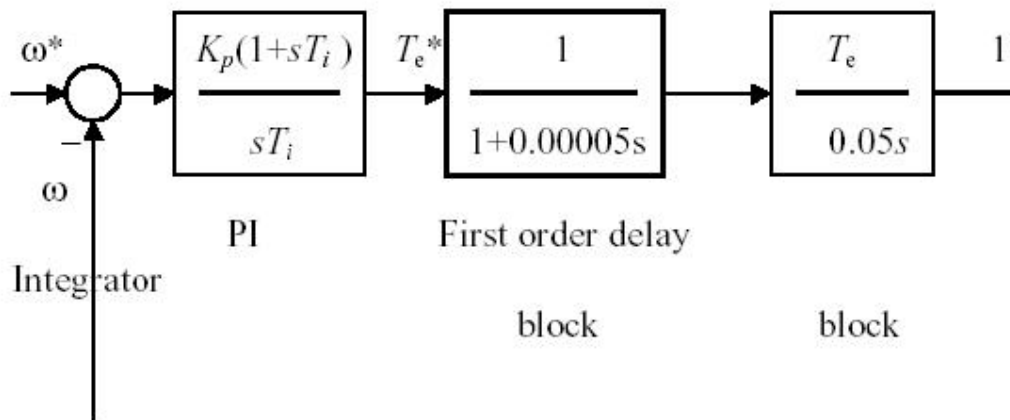
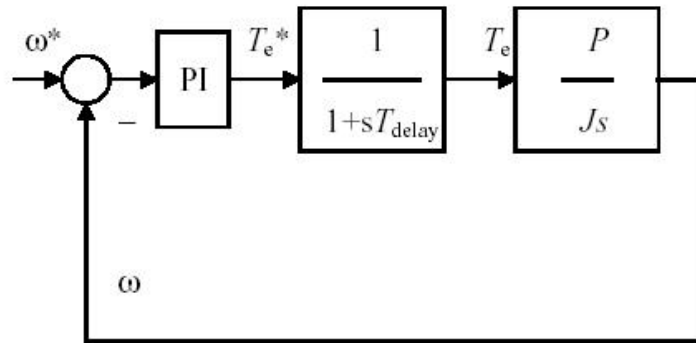
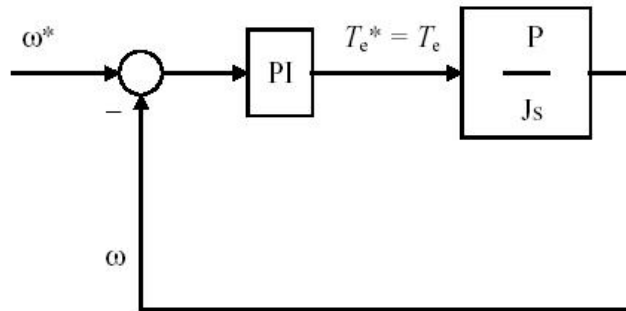
$$i_{qs}^* = K_1 T_e^* \Rightarrow K_1 = \frac{T_e^*}{i_{qs}^*} = \frac{2}{3p} \frac{L_r}{L_m^2} \frac{1}{i_{ds}^*}$$

$$\omega_{sl}^* = K_2 i_{qs}^* \Rightarrow K_2 = \frac{\omega_{sl}^*}{i_{qs}^*} = \frac{L_m}{T_r \Psi_r^*} = \frac{L_m}{T_r i_{ds}^*} \quad \text{vì } L_m i_{qs}^* = T_r \Psi_r^* \omega_{sl}^*$$



Chú ý: $\omega_{sl n(mech)} = \omega_{sl n} / P$





$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) = \frac{K_p(1+sT_i)}{sT_i}$$

Với

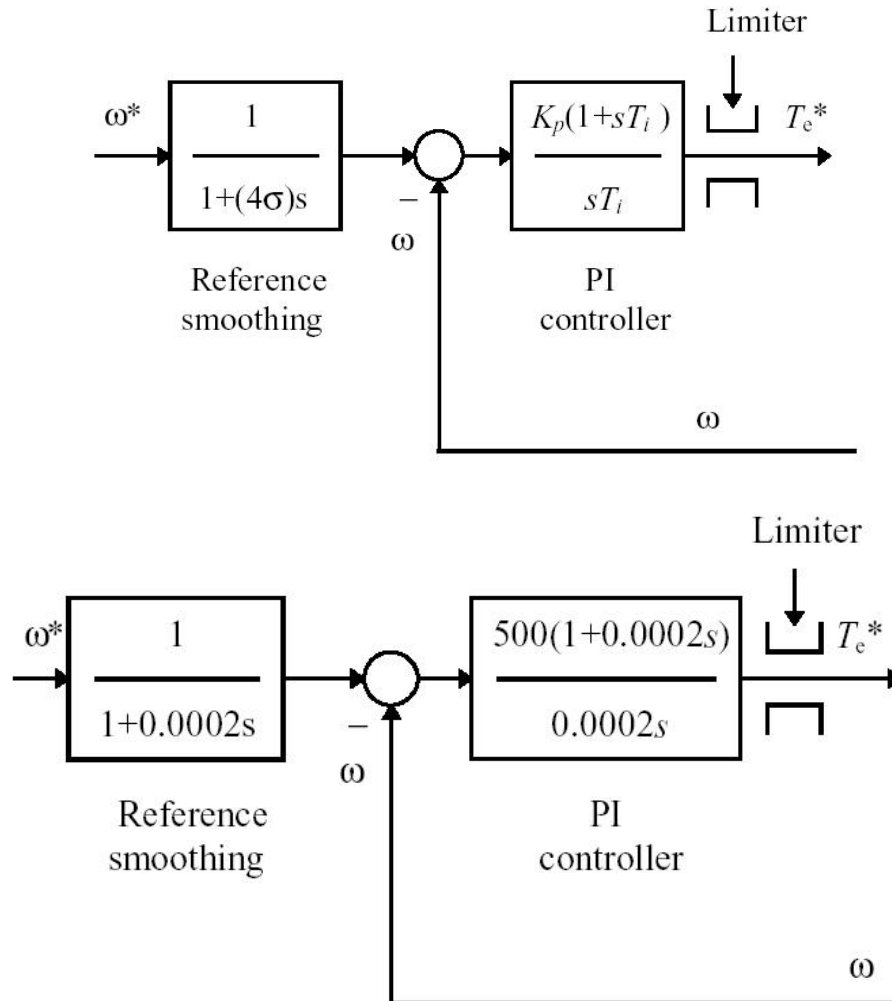
$$K_p = T_{\text{dom}} / 2\sigma$$

$$T_i = 4\sigma$$

Với $T_{\text{dom}} = J/P$ và $\sigma = T_{\text{delay}}$ = tổng thời gian trễ.

Thêm khâu smooth:

$$G_{smooth}(s) = \frac{1}{1+(4\sigma)s}$$



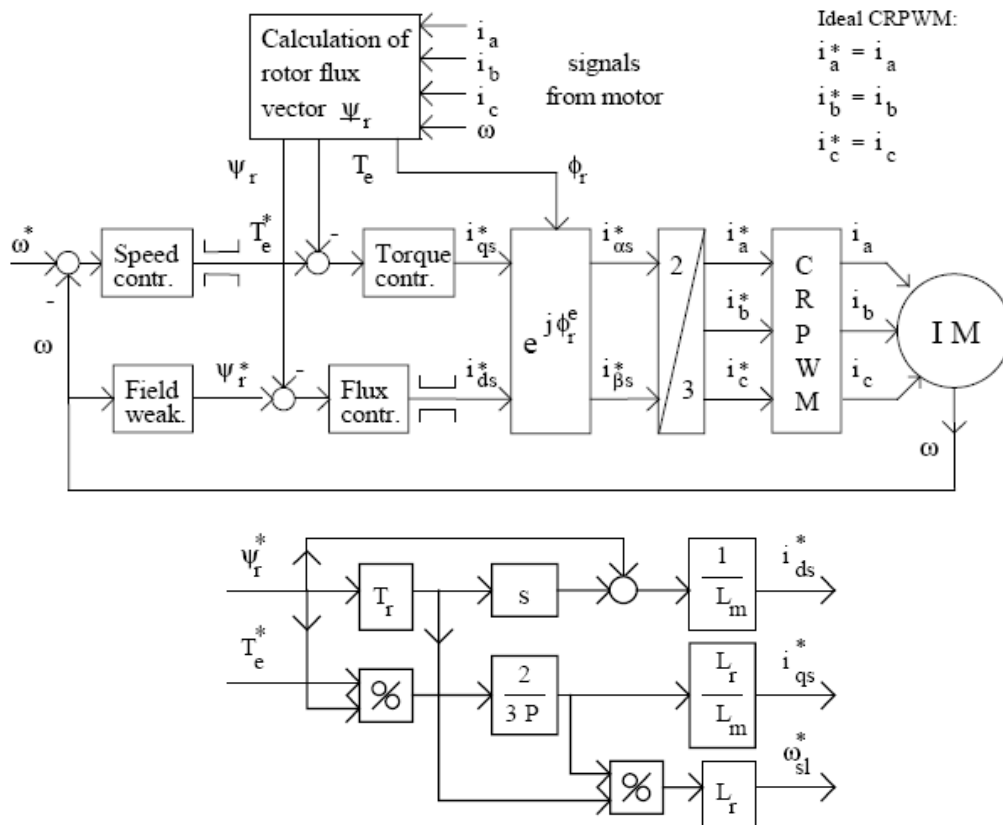
Ví dụ:

Calculation of all the necessary values, required for indirect rotor flux oriented control, will be illustrated using an example. Consider a three-phase four-pole star connected squirrel-cage induction machine, whose parameters at 50 Hz are

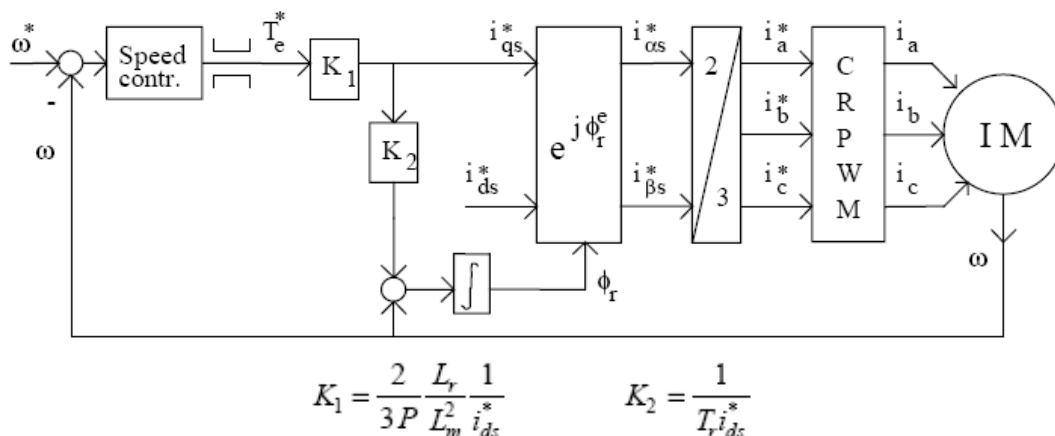
$$R_s = 10 \Omega \quad R_r = 6.3 \Omega \quad X_{\sigma} = 13.5 \Omega \quad X_{\sigma'} = 12.6 \Omega \quad X_m = 132 \Omega.$$

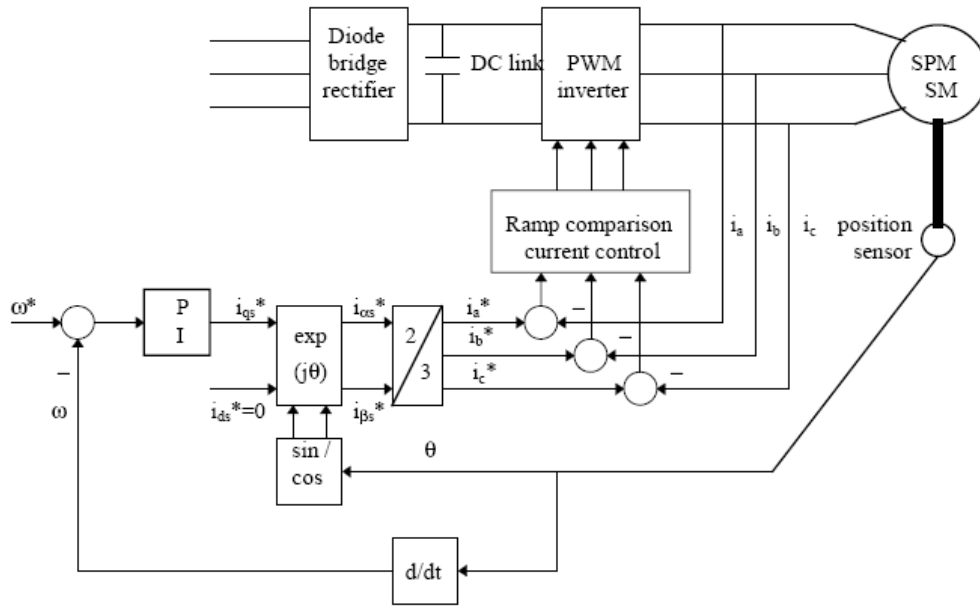
Rated current and voltage equal 2.1 A and 380 V. The machine is to be operated as an indirect rotor flux oriented current-fed induction machine. Current control is performed with phase current controllers so that actual and reference phase currents can be assumed to be the same for the purpose of calculation. The speed is to be controlled from zero up to its rated value, using a constant, rated value of rotor flux. The rated torque and inertia of the machine are 5.07 Nm and 0.1 kgm², respectively.

Điều khiển trực tiếp từ giá trị hồi tiếp:



Điều khiển gián tiếp từ giá trị đặt:



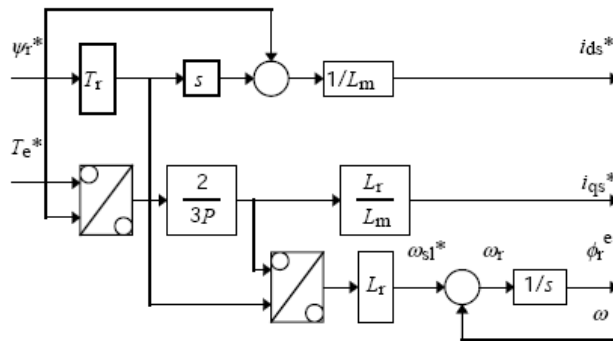


Bài tập:

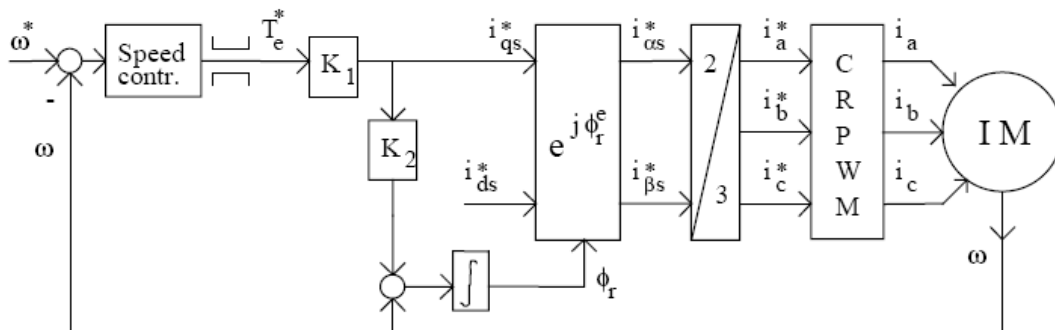
Một động cơ không đồng bộ có các thông số (tất cả quy về stator) như sau:

$$R_s = 10 \Omega \quad R_r = 6.3 \Omega \quad L_{\sigma s} = L_{\sigma r} = 0.04 \text{ H} \quad L_m = 0.4 \text{ H}$$

Động cơ 3 pha, 4 cực, cuộn dây stator nối Y, 50Hz, 380V, 0.75kW, 1400rpm. Tính dòng điện định mức i_{sdn} , i_{sqn} , và từ thông định mức Ψ_{rn} ?



$$K_1 = \frac{2}{3P} \frac{L_r}{L_m^2} \frac{1}{i_{ds}^*} \quad K_2 = \frac{1}{T_r i_{ds}^*}$$



Chương 7: MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP ƯỚC LƯỢNG TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ ĐCKĐB

I. Các phương pháp ước lượng vận tốc vòng hồ

I.1. Phương pháp 1

$$\omega = \omega_r - \omega_{sl} = \frac{\Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} - \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\Psi_r^2} (\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

Trong đó: $\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right]$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right]$$

$$\Psi_r = \sqrt{(\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)}$$

Chứng minh (cách 1):

$$\text{Chứng minh: } \omega_r = \frac{\Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right) = \frac{\Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - \Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}}{\Psi_{r\alpha}^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right)^2}$$

$$\Rightarrow \omega_r = \frac{\Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}$$

$$\text{Chứng minh: } \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\Psi_r^2} (\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

Có $L_m i_{sq} = T_r \Psi_r \omega_{sl}$ và $T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq}$

$$\Rightarrow \omega_{sl} = \frac{L_r}{T_r} \frac{2}{3p} \frac{T_e}{\Psi_r^2}$$

mà $\psi_r = L_m i_s + L_r i_r \Rightarrow i_r = -\frac{L_m}{L_r} i_s + \frac{1}{L_r} \psi_r$

nên $T_e = -\frac{3}{2} p (\Psi_r x i_r) = -\frac{3}{2} p \left[\Psi_r x \left(-\frac{L_m}{L_r} i_s + \frac{1}{L_r} \psi_r \right) \right]$

$$T_e = -\frac{3}{2} p \left[\Psi_r x \left(-\frac{L_m}{L_r} i_s \right) \right] = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_r x i_s)$$

$$\Rightarrow \omega_{sl} = \frac{L_r}{T_r} \frac{2}{3p} \frac{T_e}{\Psi_r^2} = \frac{L_m}{T_r} \frac{(\Psi_r x i_s)}{\Psi_r^2} = \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\Psi_r^2} (\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

Chứng minh (cách 2):

Có:
$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega \psi_{r\alpha}$$

$$\Rightarrow \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \psi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \omega \psi_{r\beta}^2$$

$$\psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\alpha}^2$$

$$\Rightarrow \psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) + \omega (\psi_{r\alpha}^2 - \psi_{r\beta}^2)$$

$$\Rightarrow \omega \psi_r^2 = \left(\psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \right) - \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta})$$

$$\Rightarrow \omega = \frac{\psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{\psi_r^2} - \frac{L_m}{T_r} \frac{(i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta})}{\psi_r^2}$$

Chứng minh:

$$u_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{d\psi_s^s}{dt} = u_s^s - R_s i_s^s$$

Và
$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r$$

$$\vec{i}_r^s = \frac{1}{L_m} (\vec{\psi}_r^s - L_s \vec{i}_s^s)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s^s + \frac{L_r}{L_m} (\vec{\psi}_r^s - L_s \vec{i}_s^s) = \frac{L_r}{L_m} \vec{\psi}_r^s - \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \frac{L_s L_r}{L_m} \vec{i}_s^s$$

$$\Rightarrow \Psi_r^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_s^s - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_s^s$$

$$\Rightarrow \frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \frac{d\psi_s^s}{dt} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \frac{di_s^s}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_s^s - R_s i_s^s - \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \right)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right)$$

Hay
$$\Psi_r^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_s^s - R_s i_s^s) dt - \sigma L_s i_s^s \right]$$

I.2. Phương pháp 2

$$\omega = \frac{i_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - i_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{i_{r\alpha} \psi_{r\alpha} + i_{r\beta} \psi_{r\beta}}$$

Trong đó, $i_r^s = \frac{1}{L_m} (\psi_s^s - L_s i_s^s)$

$$\Rightarrow \omega = \frac{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) \psi_{r\alpha} + (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) \psi_{r\beta}}$$

Với $\Psi_r^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_s^s - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_s^s$

$$\Rightarrow \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{s\alpha} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_{s\alpha}$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{s\beta} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_{s\beta}$$

với $\frac{d\psi_s^s}{dt} = u_s^s - R_s i_s^s$

$$\Rightarrow \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$$

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

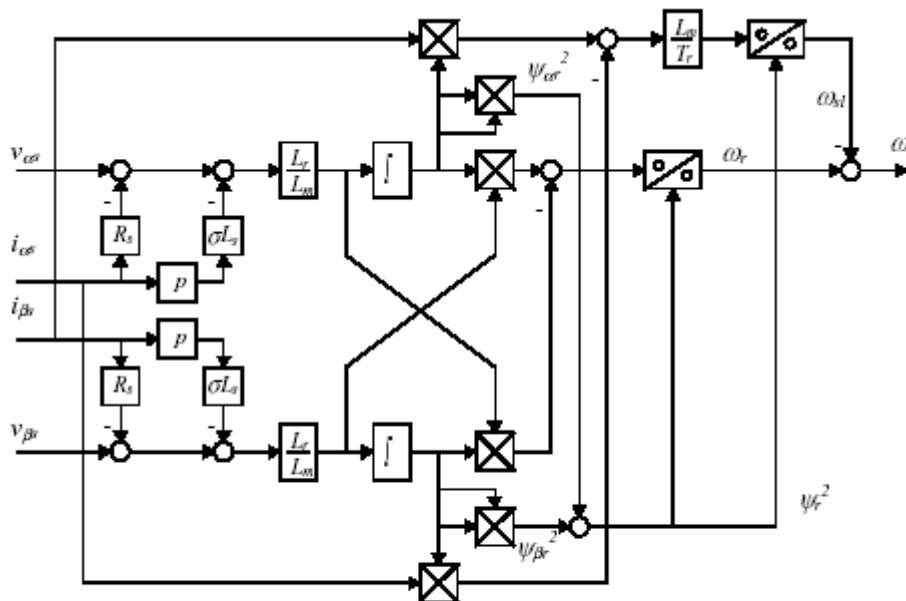


Fig. 6.1 - Block-diagram of an open-loop speed calculation method.

Chứng minh:

$$0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r^s$$

$$\Rightarrow 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta}$$

$$0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha}$$

$$\Rightarrow 0 \cdot i_{r\beta} = R_r i_{r\alpha} i_{r\beta} + i_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega i_{r\beta} \psi_{r\beta}$$

$$0 \cdot i_{r\alpha} = R_r i_{r\beta} i_{r\alpha} + i_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega i_{r\alpha} \psi_{r\alpha}$$

$$\Rightarrow 0 = \left(i_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - i_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \right) - \omega (i_{r\alpha} \psi_{r\beta} + i_{r\beta} \psi_{r\alpha})$$

$$\Rightarrow \omega = \frac{i_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - i_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{i_{r\alpha} \psi_{r\alpha} + i_{r\beta} \psi_{r\beta}}$$

II. Ước lượng vận tốc vòng kín

Dùng điều khiển thích nghi mô hình (Model Reference Adaptive Control – MRAC)

Mô hình thích nghi:

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}^\omega}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Psi_{r\alpha}^\omega - \omega \Psi_{r\beta}^\omega \tag{7.1a}$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}^\omega}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta}^\omega + \omega \Psi_{r\alpha}^\omega \tag{7.1b}$$

Mô hình tham khảo:

$$\frac{d\Psi_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_s^s - R_s i_s^s - \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \right)$$

$$\Psi_r = ([u_a, u_b], [i_a, i_b])$$

Sai số mô hình:

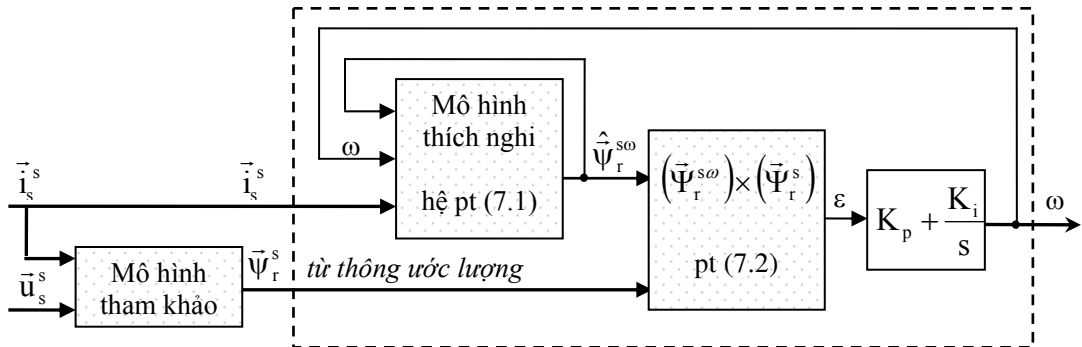
$$\varepsilon = (\tilde{\Psi}_r^{s\omega}) \times (\tilde{\Psi}_r^s) = \Psi_{r\alpha}^\omega \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\alpha} \Psi_{r\beta}^\omega \tag{7.2}$$

Hiệu chỉnh sai số:

$$\omega = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{7.3}$$

Ít phụ thuộc vào thông số mô hình và các đại lượng hồi tiếp.

Khi đó, tốc độ ω được ước lượng theo sơ đồ sau:



Hình 7.1: Sơ đồ nguyên lý bộ ước lượng tốc độ ĐCKĐB ba pha.

Từ chương 3, có:
$$\frac{d\psi_r^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \psi_r^s$$

$$\Rightarrow \frac{d\Psi_{r\alpha}^\omega}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Psi_{r\alpha}^\omega - \omega \Psi_{r\beta}^\omega$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}^\omega}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta}^\omega + \omega \Psi_{r\alpha}^\omega$$

chỉ số “ ω ” góc trên phải chỉ từ thông được tính trực tiếp từ tốc độ ước lượng ω .

❖ **Nhận xét:**

- Theo hệ phương trình (7.1) thì từ thông rotor (xét trong hệ tọa độ stator) phụ thuộc vào tốc độ ω .
- Mặc khác, bộ ước lượng từ thông đã cho kết quả tương đối chính xác về giá trị của vector từ thông rotor.
- Như vậy, nếu tốc độ ước lượng ω trong phương trình (7.1) khác với tốc độ thực của động cơ thì vector từ thông ($\Psi_{r\alpha}^\omega, \Psi_{r\beta}^\omega$) tính được ở phương trình (7.1) sẽ sai lệch với vector từ thông ($\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$) ước lượng. Sai lệch này được định nghĩa bằng:

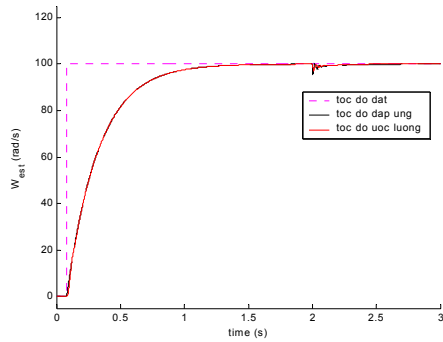
$$\varepsilon = (\vec{\Psi}_r^{s\omega}) \times (\vec{\Psi}_r^s) = \Psi_{r\alpha}^\omega \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\alpha} \Psi_{r\beta}^\omega \tag{7.2}$$

nếu sai lệch ε càng nhỏ thì tốc độ ước lượng của động cơ sẽ càng gần bằng với tốc độ thực của động cơ.

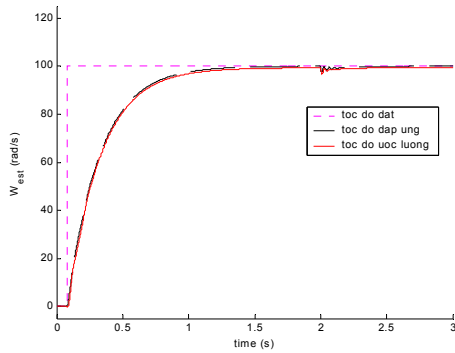
- Bộ ước lượng tốc độ cho động cơ KĐB ba pha sử dụng khâu hiệu chỉnh tích phân tỉ lệ PI để giảm thiểu sai lệch giữa hai vector từ thông trên:

$$\omega = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{7.3}$$

Đáp ứng mô phỏng:



Hình 7...: Đáp ứng của bộ ước lượng tốc độ với mô hình lý tưởng.



Hình 7...: Đáp ứng của bộ ước lượng tốc độ với mô hình có sai lệch.

Đáp ứng trên hệ thực:

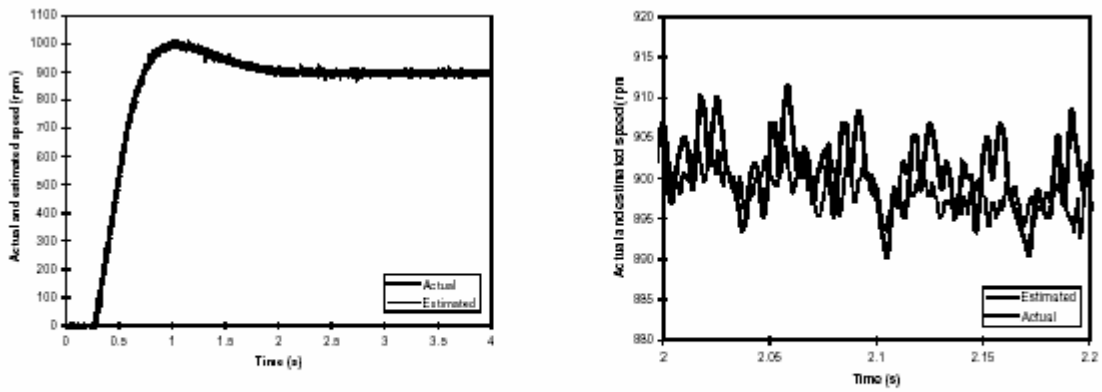


Fig. 6.7 - Actual speed and estimated speed for the acceleration transient with 900 rpm set speed under no-load conditions: the complete transient and a zoomed extract in vicinity of steady-state operation.

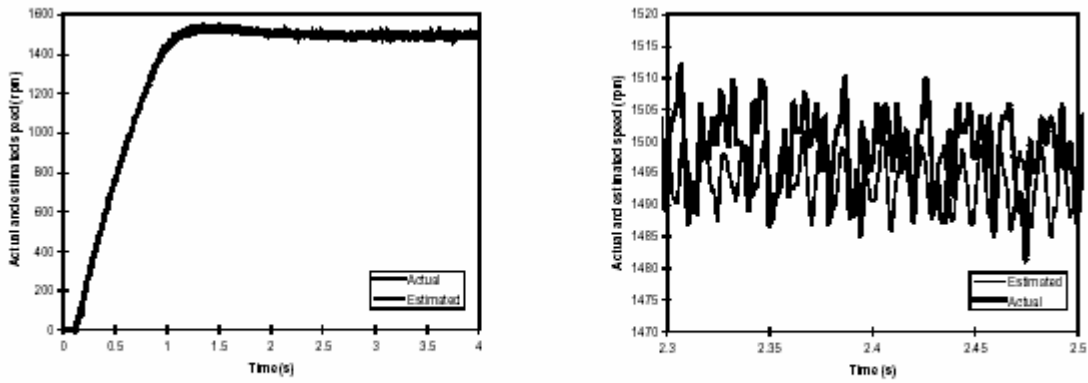
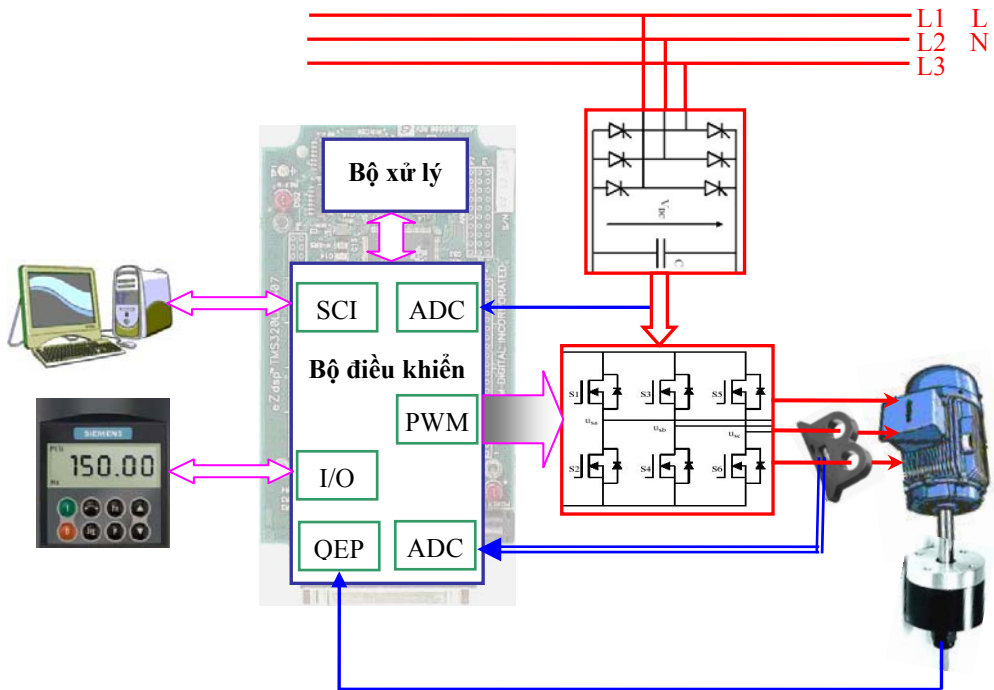
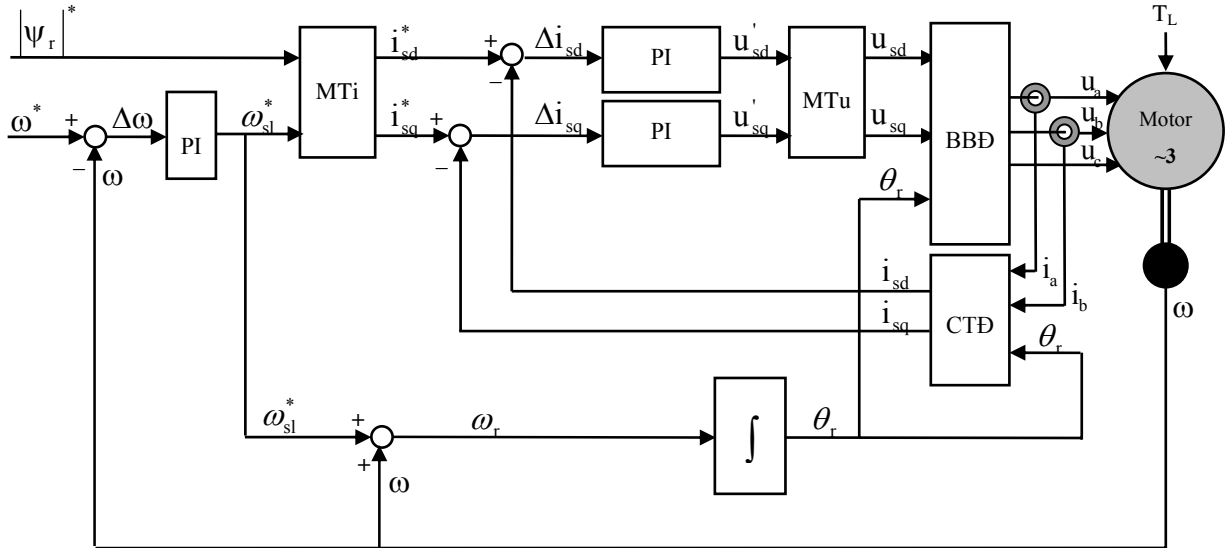


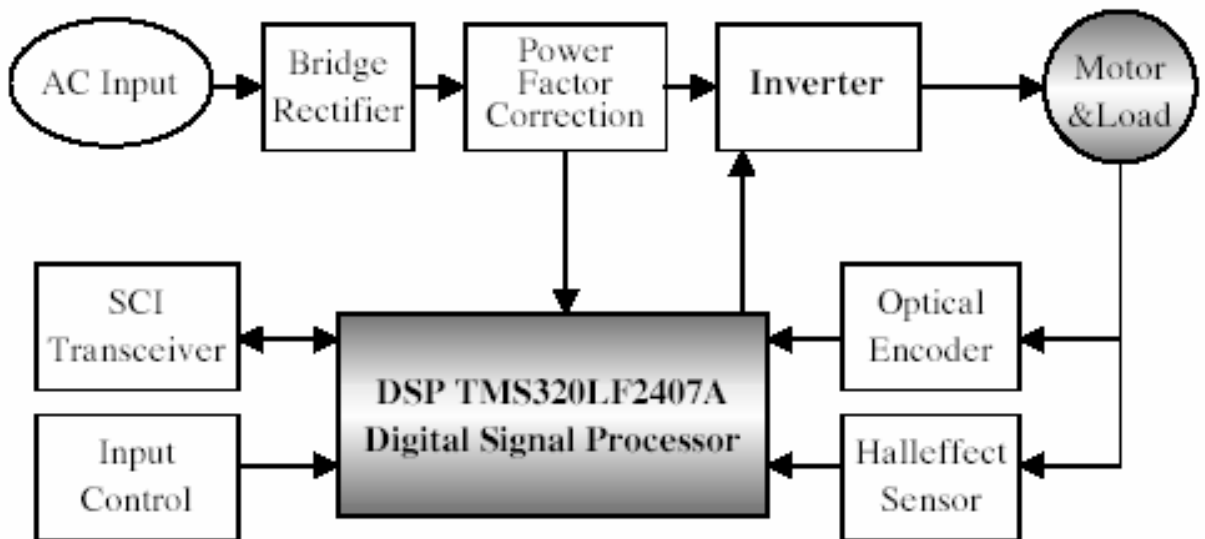
Fig. 6.8 - Actual speed and estimated speed for the acceleration transient with 1500 rpm set speed in loaded operation: the complete transient and a zoomed extract in vicinity of steady-state.

Chương 8: HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ

I. Cấu trúc một hệ thống điều khiển động cơ

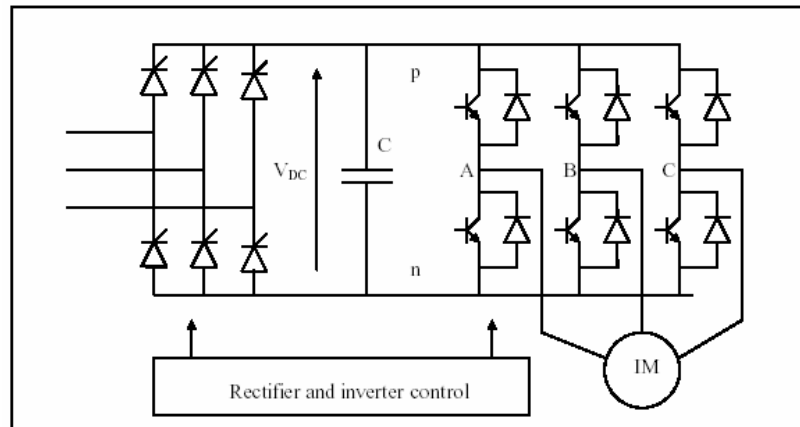
I.1. Sơ đồ khối một hệ thống điều khiển động cơ KĐB 3 pha



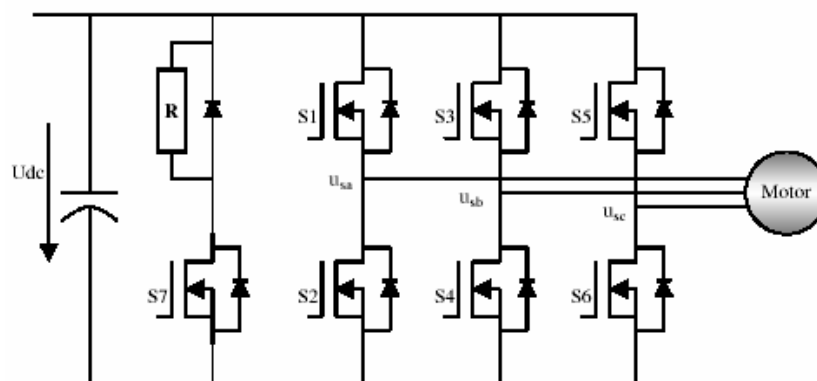


I.2. Các khối chức năng

- Bộ chỉnh lưu

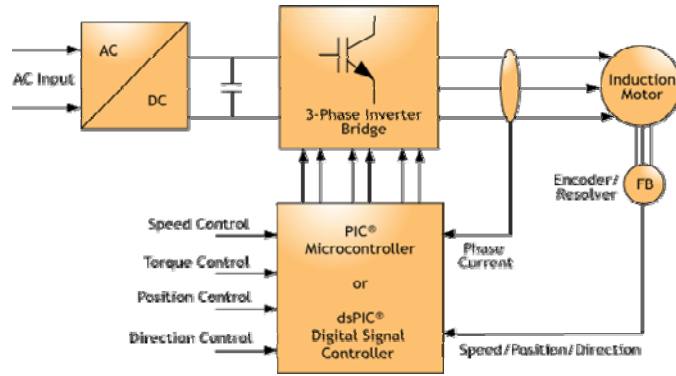


- Bộ nghịch lưu 3 pha và mạch kích (FPGA, DSP)

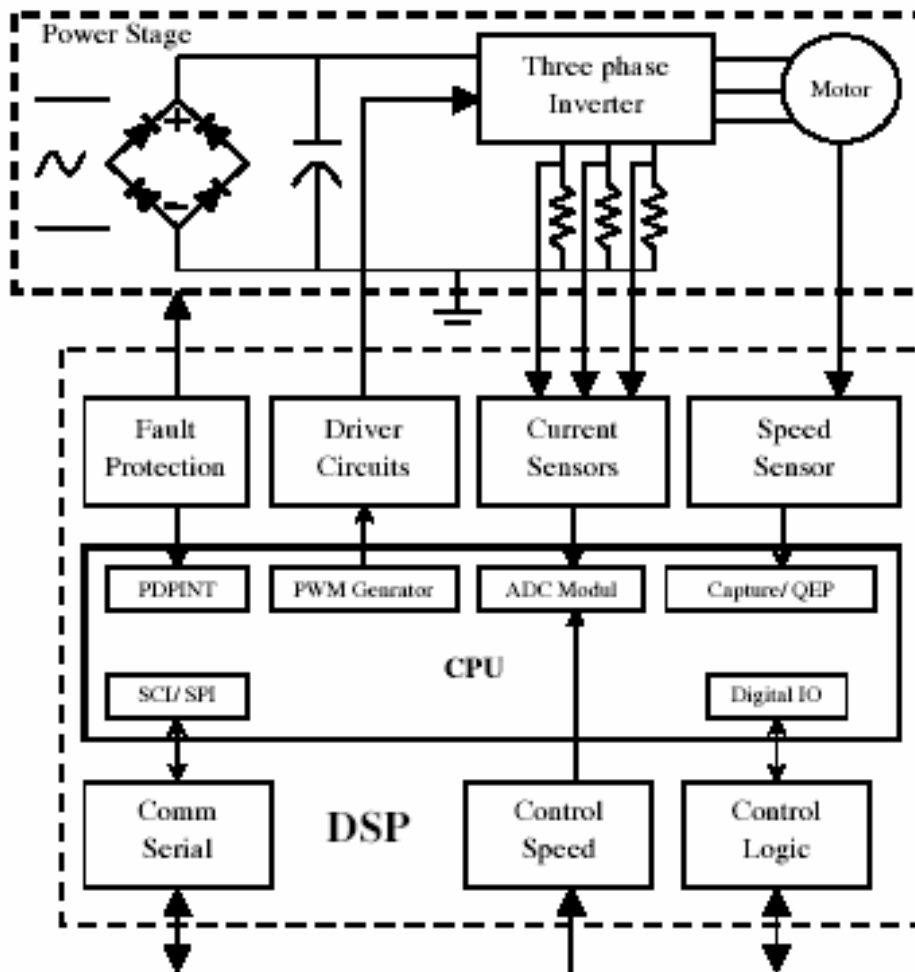


- Hãm
- Bộ xử lý

dsPIC



DSP



- Cảm biến đo lường
- Mạch giao tiếp, nối mạng

II. Cảm biến đo lường

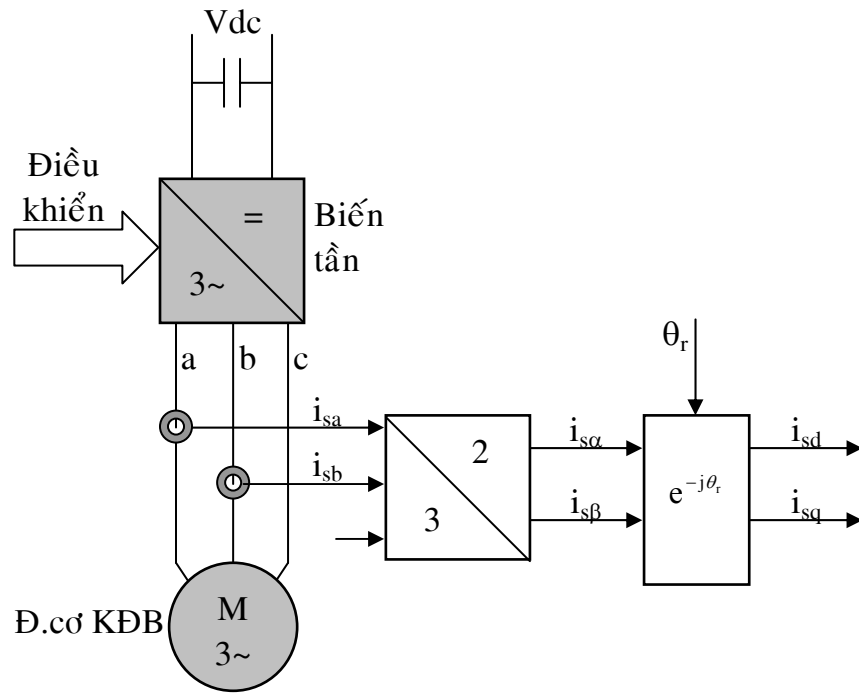
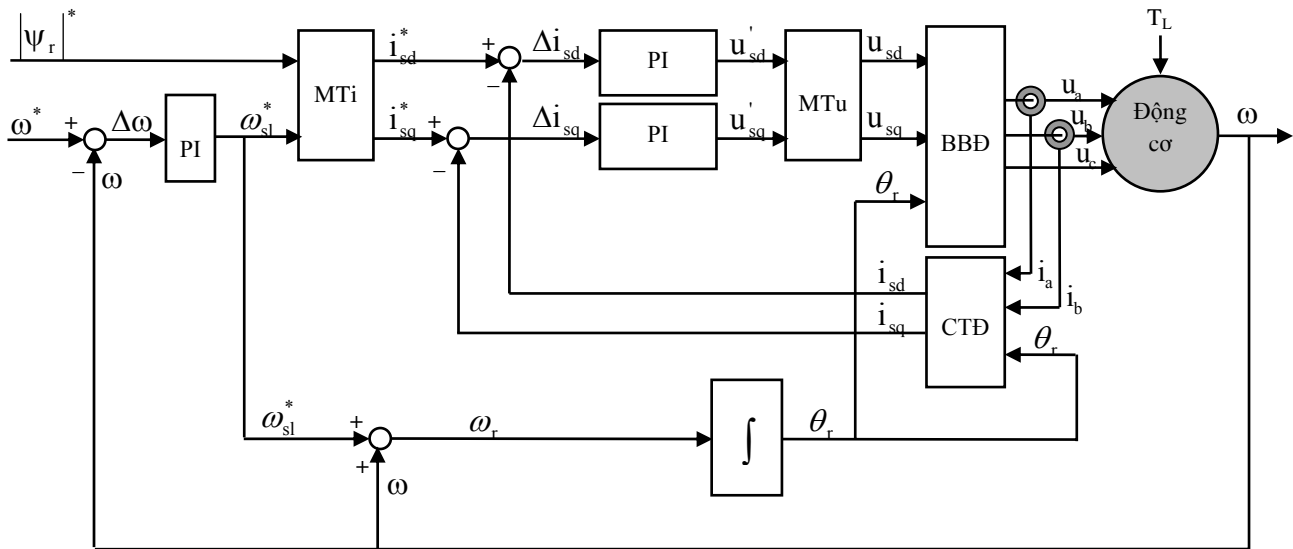
II.1. Đo điện áp DC

Sử dụng bộ chuyển đổi ADC của bộ điều khiển thông qua mạch chia áp...

II.2. Cảm biến đo dòng điện

Đo điện áp trên điện trở Shunt

Biến dòng



Cảm biến Hall

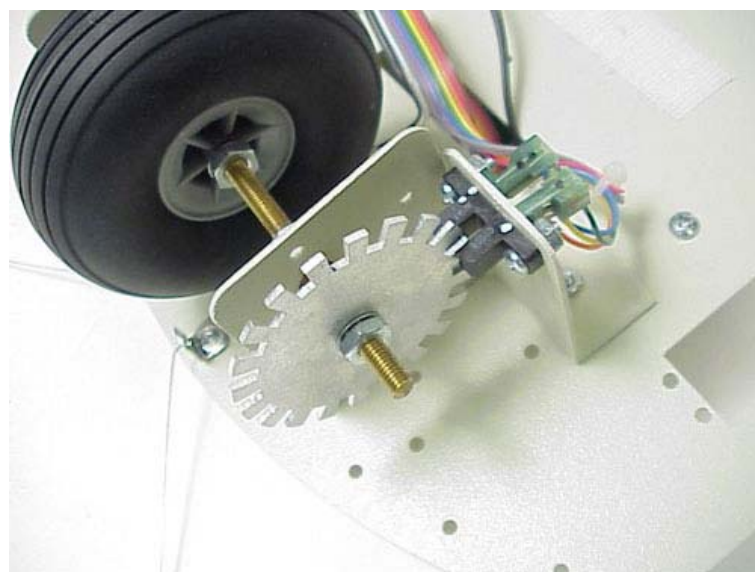


II.3. Cảm biến đo tốc độ

Tachometer



Incremental Encoder



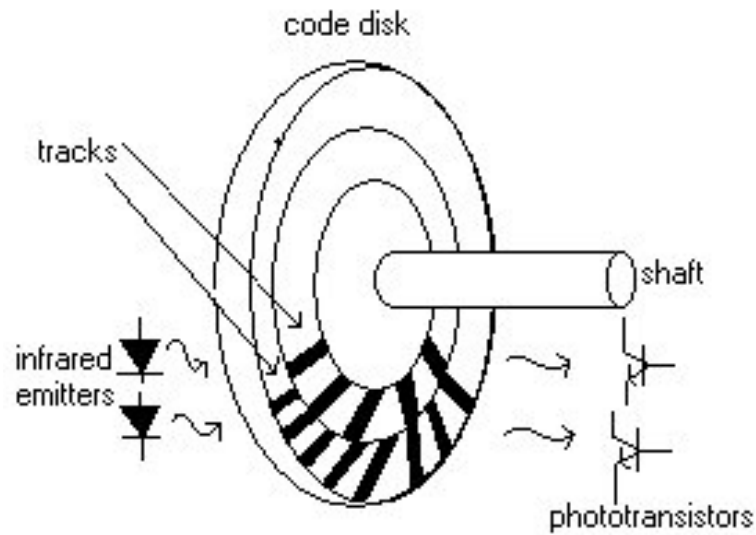
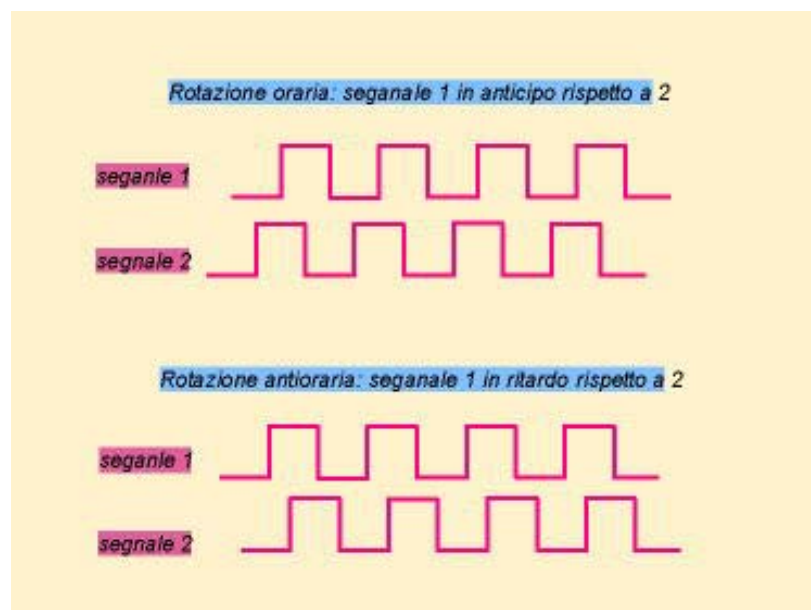
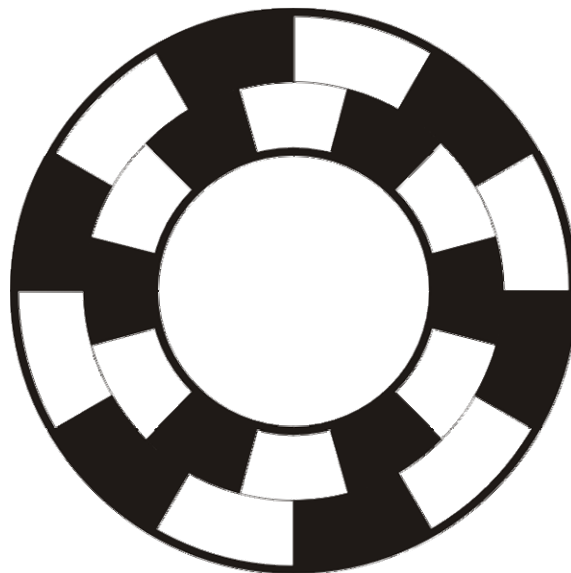
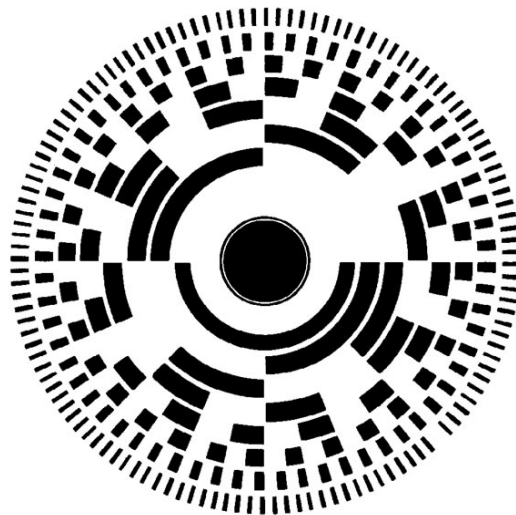


Fig 1. A rotary optical encoder



Absolute Encoder (đo góc)

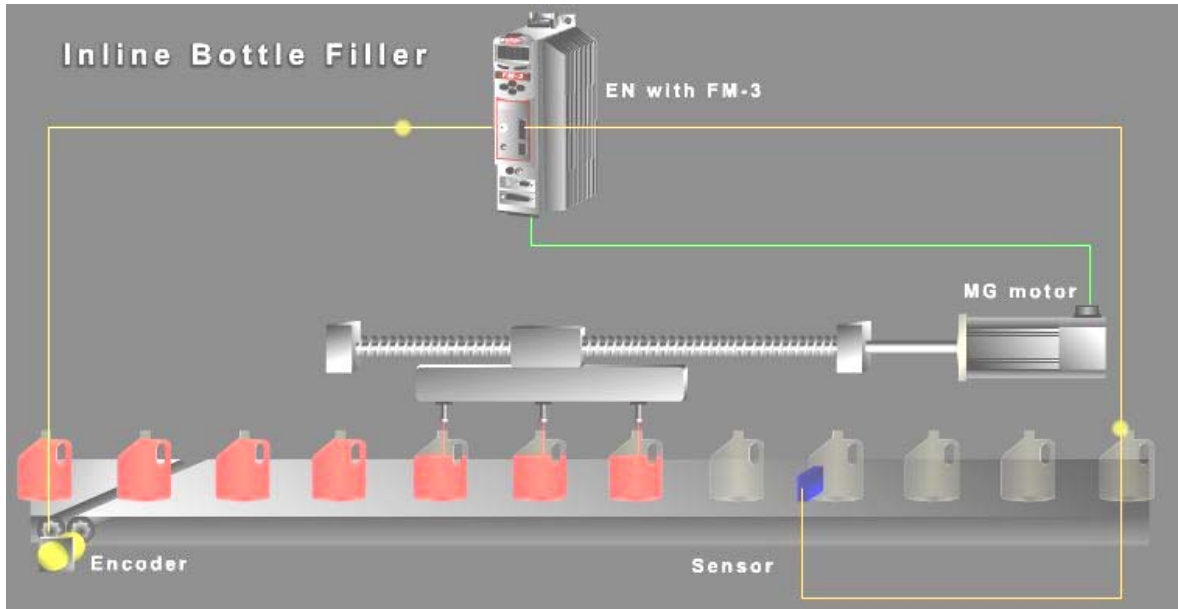


III. Một số ưu điểm khi sử dụng bộ điều khiển tốc độ động cơ Bộ biến tần

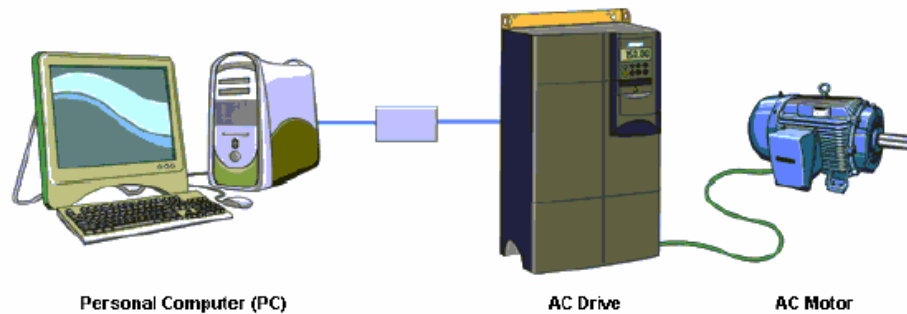


Ưu điểm của bộ biến tần:

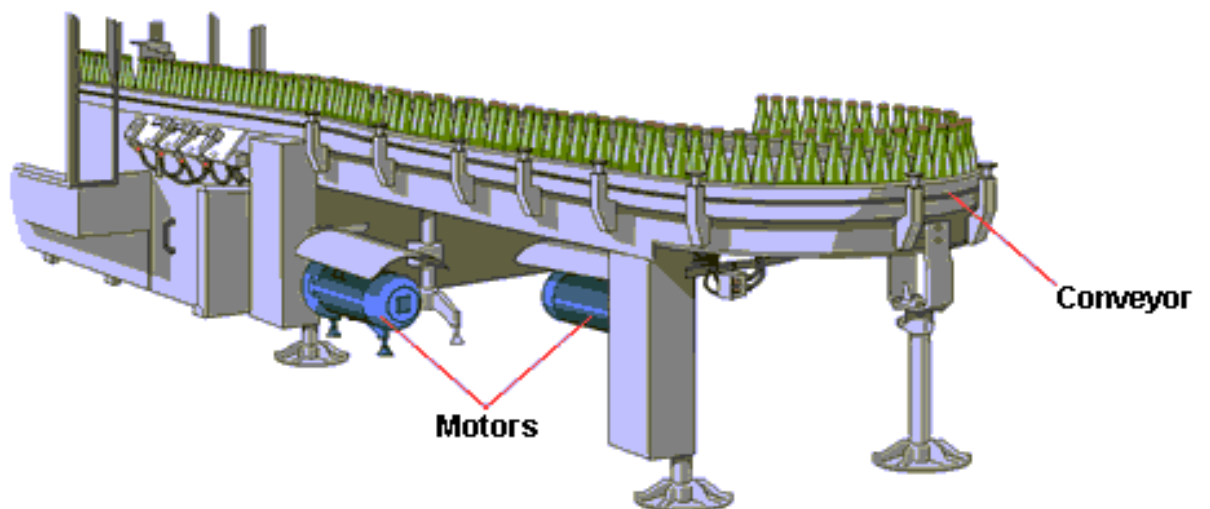
- Giảm hệ thống cơ khí (rulo, xích, hộp số tăng giảm tốc,...)
- Giảm tiếng ồn
- Tiết kiệm năng lượng (tổn hao cơ và tổn hao nhiệt)
- Thay đổi tốc độ dễ dàng
- Khởi động mềm và dừng mềm
- Ổn định tốc độ



Nối mạng điều khiển từ xa



Đồng bộ tốc độ dễ dàng



IV. Hệ thống điều khiển số động cơ không đồng bộ ba pha

Phần cứng

Chính lưu
 Nghịch lưu
 Cảm biến (Hall, Incremental - Absolute Encoder, Tachocometter, ...)
 Bộ điều khiển
 Giao tiếp, I/O, Keypad, LED
 Bộ Xử lý

Phần mềm

Thuật toán

Đáp ứng: điện áp sin xung, dòng sin xung.

V. Bộ biến tần

Ưu điểm:

Điều chỉnh được tốc độ
 Ổn định tốc độ
 Giảm hệ thống cơ, giảm ồn
 Tiết kiệm năng lượng (tổn hao cơ và tổn hao nhiệt)

Chọn biến tần

Sixstep
 Một pha, Ba pha
 Công suất (\geq)
 Điện áp (\geq)
 Chức năng, Nhãn hiệu
 EMC

Cài đặt

Thông số động cơ
 Thông số điều khiển, Tần số PWM

Chọn chế độ

Chế độ vòng hở (V/f, FFC)
 Chế độ hồi tiếp (PID)
 Chế độ điều khiển không cảm biến

Cách điều chỉnh

Chỉnh trên keypad
 Chỉnh nhiều cấp tốc độ (giảm phần cơ: rulo, hộp số, curroa)
 Chỉnh bằng biến trở
 Chỉnh từ PLC, đồng bộ biến tần

Nối mạng đồng bộ

Sử dụng

Dây dẫn nối trước và sau biến tần
 Nguồn động lực
 Công suất động cơ
 Quá tải, ngắn mạch
 Cài đặt sai
 Chế độ hiển thị
 Bảo vệ nhiệt cho động cơ