

## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

- กิตติพงษ์ สิริพิเศสพิศาล. วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรมสำหรับลดฮาร์มอนิกและรักษาระดับแรงดัน. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.
- สมบุญม์ แสงวงศ์วานิชย์, โคทม อาริยา. ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำปราศจากเซนเซอร์วัดความเร็ว. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ (ปีที่ 1) โครงการพัฒนางจรอิเล็กทรอนิกส์เพื่ออุตสาหกรรม ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม, 2538.
- โสภณ สมัยรัฐ. ระบบควบคุมเวกเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538.

### ภาษาอังกฤษ

- A. Khambadkone, J. Holtz. “Vector Controlled Induction Motor with a Self-Commission Schem”. IEEE Trans on Ind Appl., Vol. 38, pp. 322-327, 1991.
- C. Schauder. “Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers”. Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1989, pp 493-499.
- F. Z. Peng, T. Fukao. “Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors”. IEEE Trans.on Ind. Appl., Vol. IA-30, No. 5, 1994, pp. 1234-1240.
- G. Yang, T. Hai Chin. “Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive”. IEEE Trans on Ind. Appl., Vol. 29, No. 4 1993, pp. 344-348.
- H. Kubota, K. Matsuse. “Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation”. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-30, No. 5, 1994, pp. 1219-1224.

- H. Tajima, Y. Hori. “Speed Sensor-Less Field-Orientation Control of the Induction Machine”.  
IEEE Trans on Ind Appl., Vol 29, No. 1, 1993, pp 175-180.
- J. Holtz. “Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives”. Proc. of IEEE/IECON’93,  
1993, pp. 649-654.
- \_\_\_\_\_ “Plusewidth Modulation for Electronic Power Conversion”. Proc. of THE IEEE, Vol.  
82, No. 8, August 1994.
- S. Sangwongwanich. “Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems”. Proc. of  
PCC-Yokohama, 1993, pp 450-455.
- \_\_\_\_\_ “Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors-Stability Analysis  
and Realization-”. Conf. Record of IPEC-Yokohama, 1995, Vol.1, pp. 310-315.
- S. Sastry & M. Bodson. Adaptive Control. Prentice-Hall 1989.
- S. Suwankawin, S. Sangwongwanich. “Stability Analysis of Speed Sensorless Vector Control  
System”. Proc. of ICPE, 1995, pp 403-408.
- S. Tamai, H. Sugimoto, M. Yano. “Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor  
Applied Model Reference Adaptive System”. Conf. Record of IEEE/IAS Annual  
Meeting 1985, pp. 613-620.
- T. Okuyama et al. Simplified Vector Control System Without Speed Sensor and Voltage  
Sensors-Effects of Setting Errors in Control Parameters and Their Compensation”.  
Trans. of IEE Japan, Vol 110-D, No. 5, 1990, pp. 477-480.
- W. Leonhard. Control of Electric Drives. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, Germany, 1985.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก

การหาฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$ 

จากฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนนิ่ง ในสมการที่ (3.1) ของบทที่ 3

$$G(s) = \frac{S}{-\varepsilon} [s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \quad (\text{ก.1})$$

เพื่อวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบบนแกนหมุน เราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนหมุนได้ดังนี้ (กิตติพงษ์ สิทธิเลิศพิศาล, 2539) คือ

$$\begin{aligned} G'(s) &= T G(s) T^{-1} = G(s') \Big|_{s'=s+j\omega_o} \\ &= \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{-\varepsilon} [sI + \omega_o J] [(sI + \omega_o J)(sI + \omega_o J) + (sI + \omega_o J)(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \\ &= \frac{1}{-\varepsilon} [sI + \omega_o J] [s^2 I + s\omega_o J + \omega_o sJ - \omega_o^2 I + \\ &\quad sxI + syJ + \omega_o xJ - \omega_o yI + mI + nJ]^{-1} \\ &= \frac{1}{-\varepsilon} [sI + \omega_o J] \begin{bmatrix} s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m & -(s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) \\ s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n & s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{-\varepsilon} \frac{[sI + \omega J]}{(s^2 - \omega^2 + sx - \omega y + m)^2 + (s\omega + \omega s + sy + \omega x + n)^2} * \\ &\quad * \begin{bmatrix} s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m & s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n \\ -(s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) & s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix}$$

จาก (ก.2) เราจะได้

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{-\varepsilon} \frac{\omega_o (s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) + s(s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m)}{(s^2 + sx - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + (s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n)^2} \quad (\text{ก.3})$$

โดยที่  $m, n$  และ  $y$  ขึ้นอยู่กับ  $p\omega_m$  ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา  $\omega_o, m, n$  และ  $y$  จึงเป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนั้น

$$s\omega_o = \omega_o s + (s\omega_o) \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่  $(s\omega_o)$  คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของจุดทำงาน และเราจะได้ความสัมพันธ์ในทำนองเดียวกันสำหรับ  $m, n$  และ  $y$  เราจึงสามารถเขียนสมการ (ก.3) ได้ใหม่เป็น

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{-\varepsilon} \frac{1}{(s^2 + sx - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + (2\omega_o s + (s\omega_o) + ys + (sy) + \omega_o x + n)^2} * (\text{ก.5})$$

$$* [2\omega_o^2 s + \omega_o (s\omega_o) + \omega_o ys + \omega_o (sy) + \omega_o^2 x + \omega_o n + s^3 + s^2 x - \omega_o^2 s - 2\omega_o (s\omega_o) - \omega_o ys - \omega_o (sy) - y(s\omega_o) + ms + (sm)]$$

ในกรณีที่จุดทำงานเปลี่ยนแปลงช้าและละเอียดเมื่อเทียบกับพจน์อื่น  $[(s\omega_o) \approx (sm) \approx (sn) \approx (sy) \approx 0]$  เราจะเขียนสมการที่ (ก.5) ได้ใหม่ดังนี้ คือ

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{-\varepsilon} \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_o^2 + m)s + \omega_o^2 x + \omega_o n}{(s^2 + xs - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n)^2} \quad (\text{ก.6})$$

## ภาคผนวก ข

## ตัวสังเกตแบบปรับตัวบนแกนหมุน

ในการบูรณาการระบบย่อยในส่วนของควบคุมแบบเวกเตอร์และในส่วนตัวสังเกตแบบปรับตัว เราได้ทำการย้ายตัวสังเกตแบบปรับตัวไปอยู่บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนี้ ก็จากตัวสังเกตบนแกนนิ่ง

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_s}{dt} &= A_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{\lambda}_r + B_1\bar{v}_s - H_1'(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \\ \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} &= A_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H_2'(\hat{i}_s - \bar{i}_s)\end{aligned}\quad (ข.1)$$

โดยอาศัยแกนอ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 2.3 เราจะทำการย้ายตัวสังเกตบนแกนนิ่งไปอยู่บนแกนหมุน โดยคูณ (ข.1) ด้วย เมตริกซ์  $T$  และแยกสมการในแกน  $d$  และแกน  $q$  โดยกำหนดให้

$$T\bar{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad T\hat{\lambda}_r = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Mi_o \\ 0 \end{bmatrix}, \quad T\bar{v}_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}\quad (ข.2)$$

ประกอบกับใช้ความสัมพันธ์ที่ว่า

$$\begin{aligned}T\frac{d\hat{i}_s}{dt} &= \frac{d}{dt}(T\bar{i}_s) + J\omega_o T\bar{i}_s \\ T\frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} &= \frac{d}{dt}(T\hat{\lambda}_r) + J\omega_o T\hat{\lambda}_r, \quad \text{และ} \quad \omega_o = \frac{dp}{dt}\end{aligned}\quad (ข.3)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} - \omega_o\hat{i}_{sq} &= -\frac{R_s + R_r\frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}\hat{i}_{sd} + \frac{R_r}{L_r\epsilon}Mi_o + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} - H_1'e_{sd} \\ \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} + \omega_o\hat{i}_{sd} &= -\frac{R_s + R_r\frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}\hat{i}_{sq} - \frac{p\hat{\omega}_m}{\epsilon}Mi_o + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} - H_1'e_{sq} \\ M\frac{d\hat{i}_o}{dt} &= M\frac{R_r}{L_r}\hat{i}_{sd} - \frac{R_r}{L_r}Mi_o - H_2'e_{sd} \\ \omega_o Mi_o &= M\frac{R_r}{L_r}\hat{i}_{sq} + p\hat{\omega}_m Mi_o - H_2'e_{sq}\end{aligned}\quad (ข.4)$$

โดยที่  $e_{sd} = \hat{i}_{sd} - i_{sd}$ ,  $e_{sq} = \hat{i}_{sq} - i_{sq}$

เราสามารถจัดรูปสมการที่ (ข.4) ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} R_s \hat{i}_{sd} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} &= \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} - \frac{M^2}{L_r^2} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sd} - \sigma L_s H_1' e_{sd} \\ R_s \hat{i}_{sq} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} &= -\omega_o L_s \hat{i}_{sd} + \frac{M^2}{L_r} \omega_o (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sq} - \frac{M}{L_r} H_2' e_{sq} - \sigma L_s H_1' e_{sq} \\ R_r \hat{i}_o + L_r \frac{d\hat{i}_o}{dt} &= R_r (\hat{i}_{sd} - \frac{L_r}{R_r M} H_2' e_{sd}) \\ \omega_o &= p \hat{\omega}_m + \left( \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_{sq} - \frac{H_2' e_{sq}}{M} \right) / i_o \end{aligned} \quad (ข.5)$$

สำหรับการย้ายระบบประมาณค่าความเร็วไปอยู่ไปบนแกนหมุนสามารถทำได้ดังนี้ คือจากระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนนิ่ง

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) w^T e_1 \quad (ข.6)$$

อาศัยเมตริกซ์  $T$  ที่ใช้ในการแปลงสัญญาณจากแกนนิ่งไปยังแกนหมุนดังแสดง

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \quad (ข.7)$$

ซึ่งจะเห็นว่าเมตริกซ์  $T$  มีคุณสมบัติที่ว่า  $T^{-1} = T^T$  ดังนั้น

$$w^T e_1 = w^T T^{-1} T e_1 = w^T T^T T e_1 = (T w)^T (T e_1) \quad (ข.8)$$

นั่นหมายความว่า เราสามารถประมาณค่าความเร็วได้โดยใช้สัญญาณรีเกรสเซอร์และเวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของกระแสบนแกนหมุนดังนี้ คือ

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) (T w)^T (T e_1) \quad (ข.9)$$

เนื่องจาก

$$T w = \begin{bmatrix} 0 \\ p \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad T e_1 = \begin{bmatrix} e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix}$$

ดังนั้นเราสามารถแสดงระบบประเมินความเร็วบนแกนหมุนได้ใหม่เป็น

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) p \hat{\lambda}_r | e_{sq} \quad (ข.10)$$

เราสามารถสรุปได้ว่าตัวสังเกตแบบปรับตัวบนแกนหมุนโรเตอร์ฟลักซ์แสดงได้ด้วยสมการ (ข.5)

และ (ข.10)

## ภาคผนวก ก

## การหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์

มอเตอร์ที่ใช้ทำการทดสอบมีค่าพิกัดต่างๆ ดังต่อไปนี้

ขนาดกำลัง	2 Hp (1.5 kW)
แรงดัน	220/380 V ( $\Delta/Y$ )
กระแส	6.2/3.7 A ( $\Delta/Y$ )
ความเร็วพิกัด	1420 rpm

เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เราทำการทดลองดังต่อไปนี้คือ

- วัดค่าความต้านทานของขดลวดแต่ละขดได้ 4.8 ohm/coil
- ทดลอง No-load test โดยต่อมอเตอร์เป็นแบบ  $\Delta$  ได้ผลดังต่อไปนี้

แรงดัน	220 V
กระแส	3.2 A
กำลังสูญเสีย	200 W

- ทดลอง Lock-rotor test ได้ผลดังต่อไปนี้

แรงดัน	44.3 V
กระแส	6.0 A
กำลังสูญเสีย	320 W

จากนั้นคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังต่อไปนี้

$$Z_n = \frac{V}{\sqrt{3}I} = 39.69 \quad \Omega$$

$$R_n = \frac{P}{3I^2} = 6.5 \quad \Omega$$

$$X_n = \sqrt{Z_n^2 - R_n^2} = 39.15 \quad \Omega$$

$$Z_l = \frac{V}{\sqrt{3}I} = 4.26 \quad \Omega$$

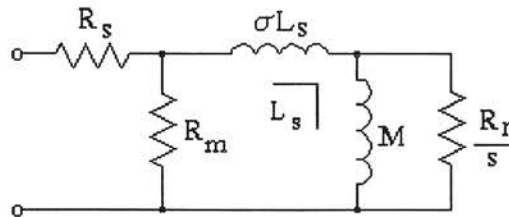
$$R_l = \frac{P}{3I^2} = 2.96 \quad \Omega$$

$$X_l = \sqrt{Z_l^2 - R_l^2} = 3.06 \quad \Omega$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ ก.1 ที่ No-load test จะได้สมการดังต่อไปนี้



$$R_s + \frac{R_m \cdot jX_s}{R_m + jX_s} \approx R_n + jX_n$$



รูปที่ ค.1 วงจรสมมูลที่ใช้ในการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์

เมื่อแก้สมการจะได้  $R_m = 317.07 \Omega$  และ  $X_s = 39.76 \Omega$

และจาก Lock-rotor test จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$R_s + \frac{R_m \cdot jZ_3}{R_m + jZ_3} \approx R_l + jX_l$$

$$Z_3 = j(X_s - X_m) + \frac{R_r \cdot jX_m}{R_r + jX_m}$$

เมื่อแก้สมการจะได้  $R_r = 1.34 \Omega$  และ  $X_m = 36.76 \Omega$

เพราะฉะนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

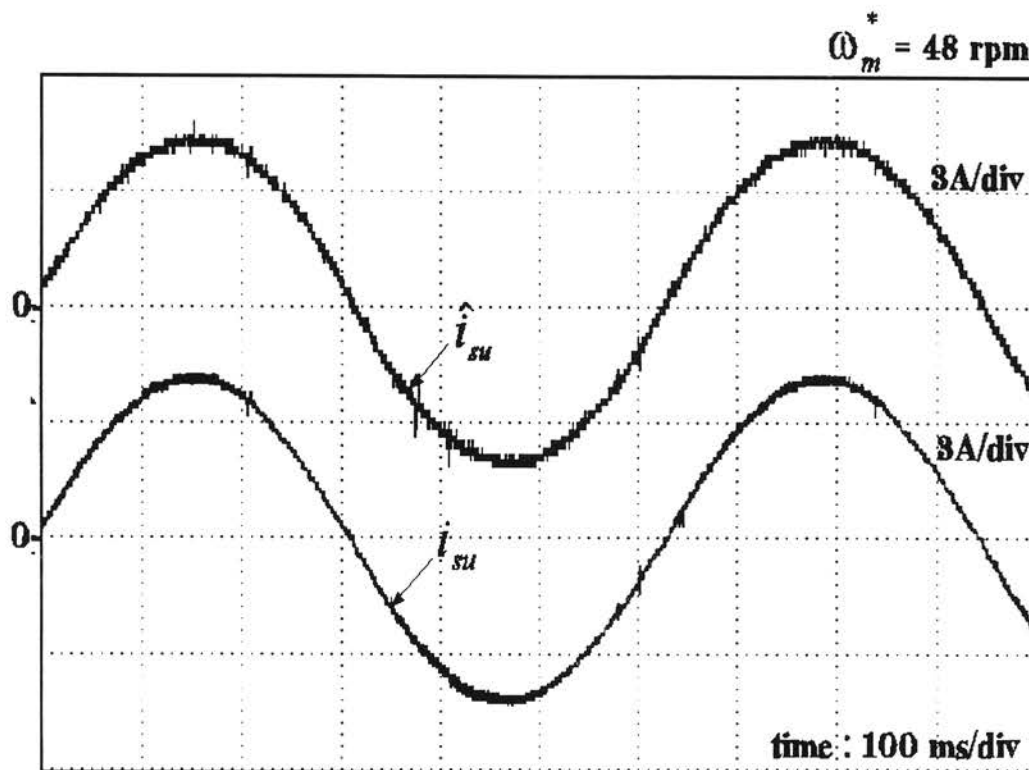
$$\begin{aligned} R_s &= 1.60 \Omega \\ R_r &= 1.34 \Omega \\ R_m &= 317.07 \Omega \\ \sigma L_s &= 0.01 \text{ H} \\ M = L_r &= 0.12 \text{ H} \end{aligned}$$

การหาพารามิเตอร์ดังกล่าวข้างต้นแล้ว โดยปกติจะยังให้ข้อมูลที่คลาดเคลื่อน เนื่องมาจากเงื่อนไขในการทดสอบ ดังนั้นเราจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์อย่างละเอียดเพิ่มเติม โดยการปรับเทียบกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้เช่นเซอร์วัดความเร็วดังนี้

การปรับละเอียดค่า  $R_s$

จากสมการที่ 2.18 และ 2.19 จะเห็นได้ว่าเมื่อระบบทำงานที่ความถี่ต่ำที่สถานะอยู่ตัว ( $\hat{i}_{sq} \approx 0$ ) ขนาดของแรงดันคำสั่ง  $v_{sd}^*$  จะขึ้นอยู่กับพจน์  $i_{sd}^* R_s$  ( $v_{sq}^* \approx 0$ ) ดังนั้นเราสามารถ

ปรับค่า  $R_s$  ที่ใช้ในการควบคุมได้โดยการพิจารณาขนาดของกระแสระหว่างกระแสจริง  $i_{su}$  กับ กระแสที่ประมาณโดยการควบคุมเวกเตอร์  $\hat{i}_{su}$



รูปที่ ค.2 เปรียบเทียบกระแสของระบบเวกเตอร์ใช้เซนเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 48\text{rpm}$  โดยใช้ค่า

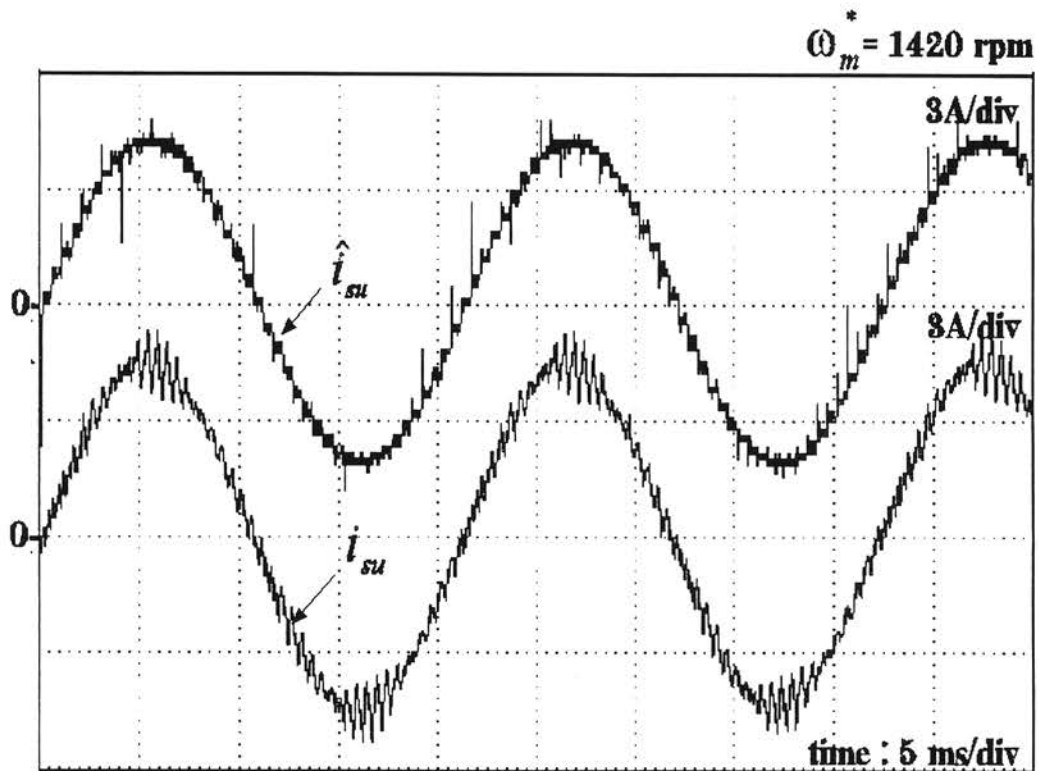
$$R_s = 1.84 \text{ ohm}$$

จากรูปที่ ค.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสจริงของมอเตอร์กับกระแสที่ประมาณ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่ายอดของกระแสทั้งสองมีขนาดใกล้เคียงกัน ( $\approx 4.2 \text{ A}$ ) ทั้งนี้เราได้ปรับละเอียดค่า  $R_s$  เป็น  $1.84 \text{ ohm}$

การปรับละเอียดค่า  $L_s$

ในทำนองเดียวกันจากสมการที่ 2.18 และ 2.19 เมื่อระบบทำงานที่ความถี่สูง ขนาดของแรงดันคำสั่ง  $v_{sq}^*$  จะขึ้นอยู่กับพจน์  $\omega_o L_s \hat{i}_{sd}$  นั่นคือเราสามารถปรับค่า  $L_s$  โดยใช้หลักการเดียวกันกับการปรับค่า  $R_s$

รูปที่ ค.3 แสดงผลของการปรับเทียบค่า  $L_s$  โดยให้ระบบทำงานที่  $\omega_m^* = 1420 \text{ rpm}$  ซึ่งค่ายอดของกระแสประมาณกับกระแสจริงมีขนาดใกล้เคียงกัน ( $\approx 4.2 \text{ A}$ ) โดยค่าที่ใช้คือ  $L_s = 131 \text{ mH}$

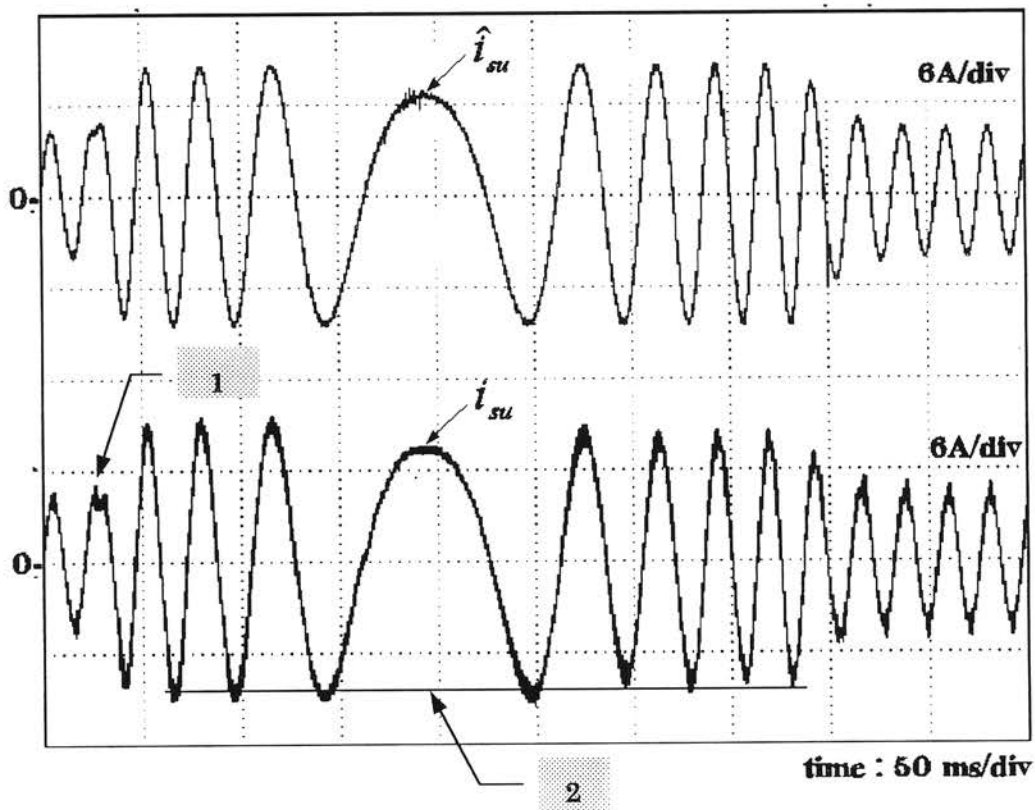


รูปที่ ค.3 เปรียบเทียบกระแสของระบบเวกเตอร์ใช้เซนเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 1420$  rpm โดยใช้  
ค่า  $L_s = 131$  mH

#### การปรับละเอียดค่า $\sigma L_s$ และ $R_r$

ในการปรับเทียบค่าพารามิเตอร์สองตัวนี้เราจะทำการพิจารณาถึงผลตอบสถานะชั่วครู่ของระบบ ทั้งนี้เนื่องจากค่า  $\sigma L_s$  มีผลต่อพลวัตของระบบดังแสดงในสมการที่ 2.20 และ 2.21 และในขณะที่  $R_r$  จะมีผลต่อค่าความถี่สลิป ดังแสดงในสมการที่ 2.17 ในที่นี้เราจะให้ระบบทำงานในช่วงการกลับทิศความเร็วเพื่อจะอธิบายการปรับเทียบพารามิเตอร์ทั้งสองไปพร้อมกัน

ในการปรับเทียบค่า  $\sigma L_s$  นี้ เราจะพิจารณาถึงผลตอบแบบขั้นของกระแส ทั้งนี้เนื่องจากค่าคงตัวทางเวลาของ  $i_{sq}$  เท่ากับ  $\sigma L_s / R_s$  ซึ่งจากรูปที่ ค.4 จะเห็นว่าผลตอบสนองแบบขั้นในช่วงเวลาที่มีเครื่องหมาย (1) ในรูปของกระแสแบบขั้นมีลักษณะคล้ายคลึงกัน เมื่อใช้ค่า  $\sigma L_s = 11$  mH สำหรับค่า  $R_r$  ที่มีผลโดยตรงต่อความถี่สลิป เราจะทำการปรับเทียบในช่วงที่กระแสถูกจำกัดค่าที่ประมาณ 8.77A (ในช่วงเวลา (2) ในรูป) เพื่อให้กระแสทั้งสองมีขนาดใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ ค.4 ซึ่ง  $R_r$  ที่ใช้เท่ากับ 0.885 ohm

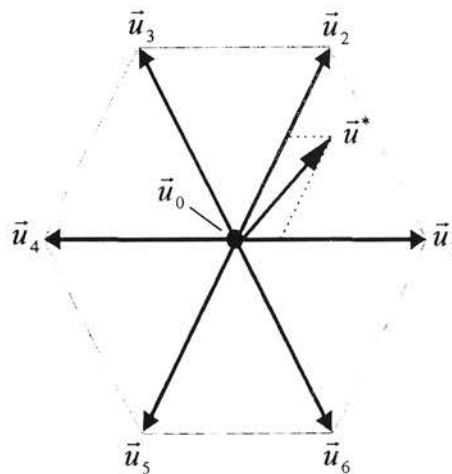


รูปที่ ค.4 เปรียบเทียบกระแสของระบบเวกเตอร์ใช้เซนเซอร์วัดความเร็วโดยทำการกลับทิศ -142C  
 <=> 1420 rpm โดยใช้ค่า  $\sigma L_s = 11 \text{ mH}$  และ  $R_r = 0.885 \text{ ohm}$

## ภาคผนวก ง

## การตรวจจับกระแส

ในการสร้างสัญญาณแรงดันด้วยวิธีเวกเตอร์แรงดัน PWM นั้นมีข้อจำกัดที่สถานะการเปิด-ปิดสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีเพียง 8 สถานะ ซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาดระหว่างแรงดันคำสั่งและแรงดันที่สร้างได้ ยังผลให้เกิดกระแสฮาร์มอนิก แต่เนื่องจากการตรวจจับและสุ่มค่าสัญญาณกระแสเพื่อใช้ในการควบคุมนั้น เราต้องการเพียงสัญญาณกระแสในส่วนองค์ประกอบหลักมูลเท่านั้น เราจึงต้องพิจารณาถึงขนาดของกระแสฮาร์มอนิก ณ เวลาต่างๆในหนึ่งคาบของการสวิตช์ และทำการตรวจจับและสุ่มค่ากระแส ณ เวลาที่กระแสฮาร์มอนิกมีค่าเป็นศูนย์

รูปที่ ง.1 แสดงเวกเตอร์แรงดันคำสั่ง  $\vec{u}^*$ 

โดยพิจารณากรณีที่เวกเตอร์แรงดันคำสั่ง มีค่าอยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ในรูป ง.1 และจากวิธีการสร้างสัญญาณ PWM เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์แรงดันคำสั่งและเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์เป็น (โสภณ สมัยรัฐ, 2538)

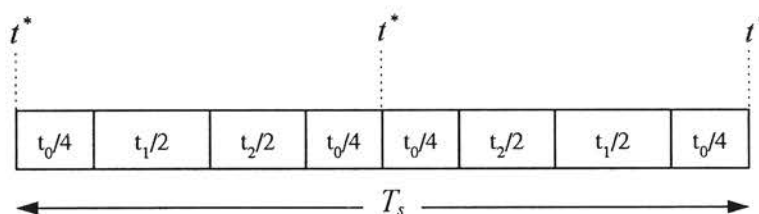
$$\vec{u}^* = \frac{t_1}{T_s} \vec{u}_1 + \frac{t_2}{T_s} \vec{u}_2 + \frac{t_0}{T_s} \vec{u}_0 \quad (\text{ง.1})$$

$t_1 + t_2 + t_0 = T_s$ , โดยที่  $T_s$  คือคาบของการสวิตช์ และ  $t_1, t_2, t_3$  เป็นเวลาที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน

ในรูปแบบการสวิตซิงที่สร้างแรงดันแวกเตอร์เป็น  $\bar{u}_1, \bar{u}_2$  และ  $\bar{u}_0$  ตามลำดับ สมการที่ (ง.1) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

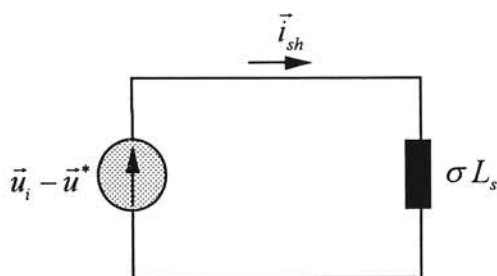
$$\frac{t_1}{2}(\bar{u}_1 - \bar{u}^*) + \frac{t_2}{2}(\bar{u}_2 - \bar{u}^*) + \frac{t_0}{2}(\bar{u}_0 - \bar{u}^*) = 0 \quad (\text{ง.2})$$

สมการที่ (ง.2) แสดงถึงค่าแรงดันที่ผิดพลาดไปจากค่าแรงดันคำสั่งในแต่ละช่วงเวลาคือ  $\bar{u}_1 - \bar{u}^*$ ,  $\bar{u}_2 - \bar{u}^*$  และ  $\bar{u}_0 - \bar{u}^*$  ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขี้อยู่บนกระแสในส่วนองค์ประกอบหลักมูลที่เกิดจาก  $\bar{u}^*$  และลักษณะการสร้างสัญญาณ PWM แบบแวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีรูปแบบการใช้แวกเตอร์แรงดันดังแสดงในรูปที่ ง.2



รูปที่ ง.2 แผนผังเวลารูปแบบการสวิตซ์

โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีวงจรสมมูลสำหรับความถี่ฮาร์มอนิกเป็นความเหนี่ยวนำรั่วไหล ( $\sigma L_s$ ) เท่านั้น เราจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลสำหรับองค์ประกอบฮาร์มอนิกได้เป็น



รูปที่ ง.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับความถี่ฮาร์มอนิก

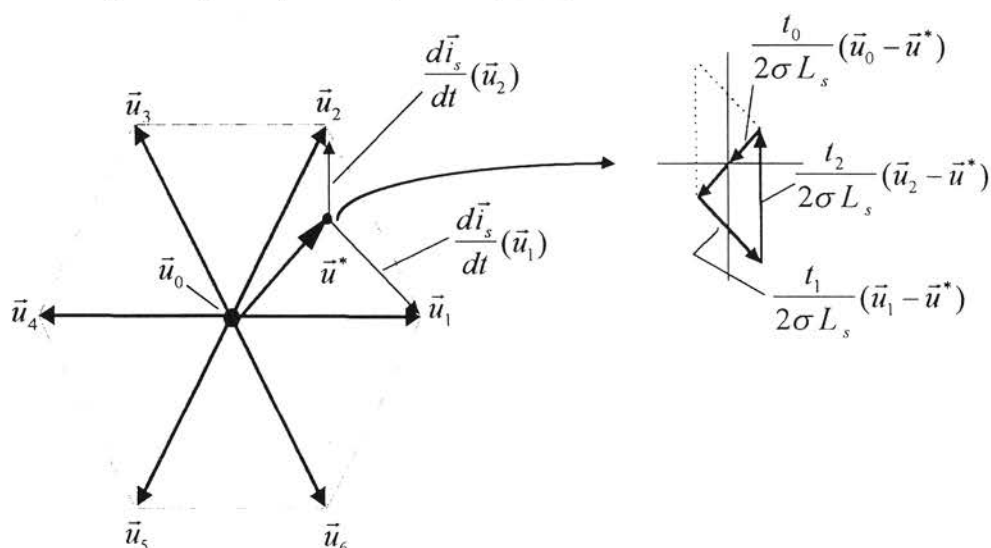
จากวงจรสมมูล เราสามารถเขียนสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{d\vec{i}_{sh}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}(\vec{u}_i - \vec{u}^*) \quad (\text{ง.3})$$

โดยที่

- $\vec{u}_i$  : เวกเตอร์แรงดันสวิตชิงจริง (actual switching space vector)  
 $\vec{u}^*$  : เวกเตอร์แรงดันคำสั่ง (commanded voltage vector)  
 $\vec{i}_{sh}$  : เวกเตอร์กระแสฮาร์มอนิก (harmonic current space vector)

จากสมการ (ง.2) และ (ง.3) เราสามารถเขียนทางเดินของจุดปลายของเวกเตอร์กระแสฮาร์มอนิกเป็นรูปแบบปิด (closed pattern) ได้ดังนี้ (J. Holtz, 1994)



รูปที่ ง.4 ทางเดินของจุดปลายของเวกเตอร์กระแสฮาร์มอนิกสำหรับแรงดันคำสั่ง  $\vec{u}^*$

เมื่อพิจารณารูปที่ ง.4 ประกอบกับแผนผังเวลาในการสวิตช์ (รูปที่ ง.2) จะเห็นได้ว่าขนาดของเวกเตอร์กระแสฮาร์มอนิกจะมีค่าเป็นศูนย์ที่เวลา  $t^*$  ดังนั้นเราจึงตรวจจับกระแส ณ เวลาดังกล่าวซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลเท่านั้น

### ประวัติผู้เขียน

นายสุรพงศ์ สุวรรณกวิน เกิดเมื่อวันที่ 20 มิถุนายน พ.ศ. 2516 ที่เขตคลองเตย กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (กำลัง) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2537 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2537

