

รายการอ้างอิง

- [1] N. Ertugrul, and P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 30, pp. 126-133, 1994.
- [2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 4, pp. 2637-2644, 2001.
- [3] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force," Proc. of 2000 IEEE IAS Ann. Meet., pp. 1814-1819, 2000.
- [4] P.C. Parks, V. Hahn. "Stability Theory", Prentice Hall, 1993.
- [5] สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนเหนี่ยวนำไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.
- [6] โสภณ สมัยรัฐ, ระบบควบคุมเวกเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538.
- [7] สาคร โพธิ์งาม, การขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งแบบใหม่โดยอ้างอิงแบบจำลองเชิงเส้น, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

1. ฮาร์ดแวร์ของระบบ

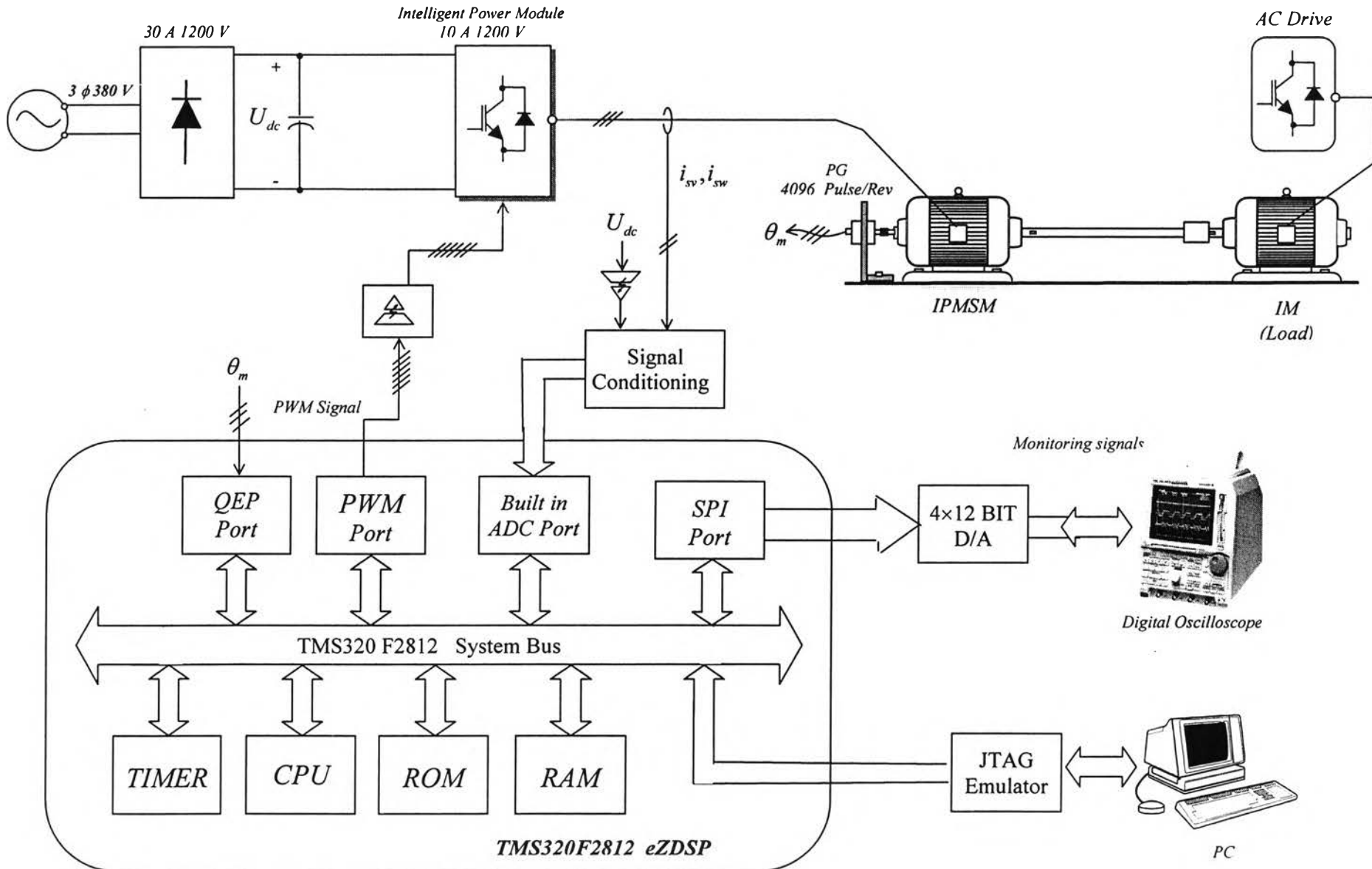
รูป ก.1 แสดงให้เห็นถึงภาพรวมของฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่พัฒนาขึ้น ในส่วนการคำนวณและประมวลผลเราได้ใช้บอร์ด DSP TMS320F2812 สำเร็จรูป ของบริษัท Texas Instrument และซอฟต์แวร์ที่ทำการพัฒนาบนคอมพิวเตอร์จะถูกถ่ายโอนมาที่ RAM บนบอร์ดสำเร็จรูป

ฮาร์ดแวร์ในส่วนของภาคกำลังนั้นจะมีโครงสร้างเหมือนอินเวอร์เตอร์พื้นฐานทั่วไปที่ประกอบด้วย ส่วนเรียงกระแสไฟตรง, ตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงและวงจรมอเตอร์ซิงโครนัสที่เราใช้ IPM (Intelligent Power Module) เป็นอุปกรณ์กำลัง สำหรับระบบขับเคลื่อนทางกลจะประกอบด้วยมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน ซึ่งค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้แสดงไว้ในตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในที่ใช้ในงานวิจัย

1HP, 50 Hz, 3A, 1500 rpm, 4 Poles

$i_q = 3 \text{ A (rated)}$	$L_d = 20.3 \text{ mH}$
$R = 2.703 \ \Omega$	$L_q = 65 \text{ mH}$
$J = 0.01 \text{ kg} - \text{m}^2$	$\Psi = 0.15 \text{ Wb}$



รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ

2. ซอฟต์แวร์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 5.2 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิดคำสั่ง (i_q^*) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่งกับความเร็วประมาณ ผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดค่ากระแสคำสั่ง ไม่ให้เกินค่าพิกัด กระแสคำสั่ง i_q^* ที่คำนวณได้ จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสประมาณกับกระแสเดเตอร์ที่ตรวจจับได้ เพื่อใช้ในวงรอบควบคุมความเร็วด้านนอก และคำนวณค่าแรงดันสำหรับการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมในส่วนจากระบบควบคุมเวกเตอร์ โดยมีการชดเชยแรงดันเนื่องมาจากผลของการประวิงเวลาสวิตช์ด้วย ค่าแรงดันคำสั่งที่ได้จะถูกนำไปสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) สำหรับขับนำเกตของอินเวอร์เตอร์โดยอาศัยหลักการทางสเปซเวกเตอร์(voltage space vector PWM)[6] ซึ่งใช้แรงดันบัสไฟตรงที่ตรวจจับได้เป็นแรงดันฐานซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนได้ดังแสดงใน PDL (Program Development Language) ต่อไปนี้ และสามารถแสดงไคอะแกรมเวลาได้ดังรูปที่ ก.2 ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์รัปต์ทุกๆ 100 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการการอินเทอร์รัปต์จะใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 11.2 ไมโครวินาที เราจะทำการอ่านกระแสก่อนเป็นอันดับแรก ทั้งนี้เพื่อให้กระแสที่อ่านได้ใกล้เคียงกับกระแสที่ความถี่หลักมูลมากที่สุด

POSITION-SENSORLESS VECTOR CONTROL PROGRAM
FOR INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR (MAIN
PROGRAM)

MODULE : MAIN PROGRAM

Initialize

- Disable global interrupt
- Initialize all variables
- Initialize all timers
- Clear all variables
- Enable global interrupt

Loop here and wait for interrupt only**Switching frequency Interrupt Service Routine**

Read motor currents

Input i_v, i_w from A/D

Convert to rotating $\hat{d} - \hat{q}$ axis ($i_{\hat{d}}, i_{\hat{q}}$)

Get speed command

Get estimated speed from previous interrupt service routine

Speed regulator

Calculate speed error

Calculate Speed Controller output ($i_{\hat{q}}^*$)

Stator dynamics

Calculate estimated currents ($\hat{i}_{\hat{d}}, \hat{i}_{\hat{q}}$)

Adaptive Controller

Calculate current error ($\hat{i}_{\hat{q}} - i_{\hat{q}}$)

Calculate estimated speed $\hat{\omega}$

Calculate estimated flux $\hat{\Psi}$ and angle $\hat{\rho}$

Decoupling control

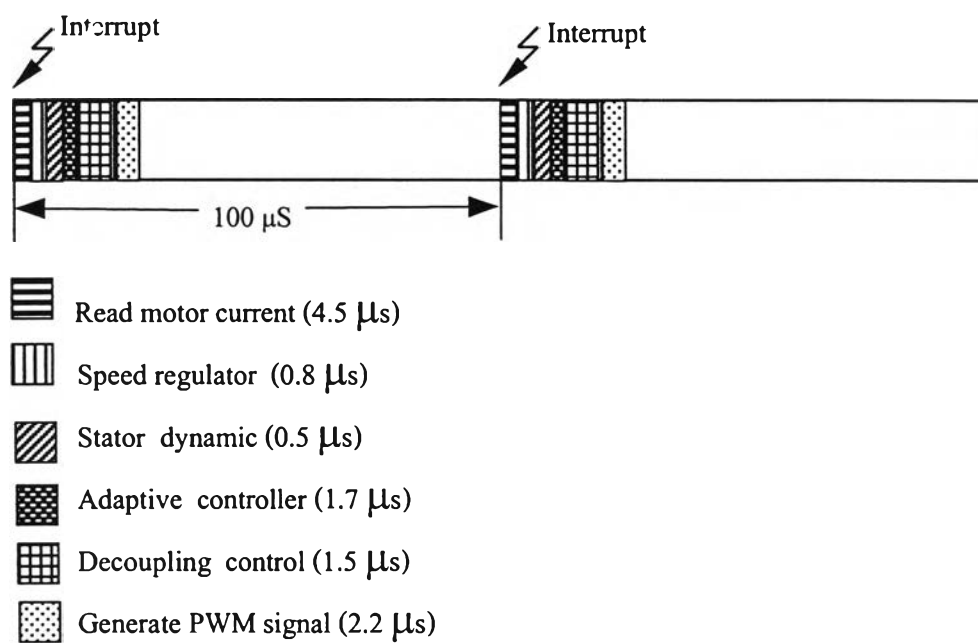
Calculate $u_{\hat{d}}^*, u_{\hat{q}}^*$

Calculate dead-time compensated voltage

Generate PWM signal

Return

END MAIN PROGRAM



รูปที่ ก.2 ไคอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โมดูล

ภาคผนวก ข

ฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ บนแกนอ้างอิงหมุนของฟลักซ์ประมาณ

จากนิยามของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ในสมการ (5.13) ของบทที่ 5 ที่แสดงซ้ำในสมการ (ข.1)

$$G(s) = \frac{s}{L_q} [s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ]^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{ข.1})$$

เราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ บนแกนอ้างอิงของฟลักซ์ประมาณซึ่งหมุนด้วยความเร็ว $\frac{d\hat{p}}{dt}$ ได้ดังนี้คือ

$$G'(s) = e^{-J\hat{p}} G(s) e^{J\hat{p}} = G(s') \Big|_{s' = s + J \frac{d\hat{p}}{dt}}$$

$$= \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{L_q} \left[sI + J \frac{d\hat{p}}{dt} \right] \left[\left(sI + J \frac{d\hat{p}}{dt} \right) \left(sI + J \frac{d\hat{p}}{dt} \right) + \left(sI + J \frac{d\hat{p}}{dt} \right) (xI + yJ) + mI + nJ \right]^{-1}$$

$$= \frac{1}{\varepsilon} \left[sI + J \frac{d\hat{p}}{dt} \right] \left[s^2 I + sJ \frac{d\hat{p}}{dt} + J \frac{d\hat{p}}{dt} sJ - \left(\frac{d\hat{p}}{dt} \right)^2 I + \right. \\ \left. sxI + syJ + J \frac{d\hat{p}}{dt} xJ - J \frac{d\hat{p}}{dt} yJ + mI + nJ \right]^{-1}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{L_q} \left[sI + J \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right] * \\
& * \left[\begin{array}{cc} s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m & - \left(s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right) \\ s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n & s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \end{array} \right]^{-1} \\
&= \frac{1}{L_q} \frac{\left[sI + J \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right]}{\left(s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)^2 + \left(s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right)^2} * \\
& * \left[\begin{array}{cc} s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m & s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \\ - \left(s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right) & s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \end{array} \right] \quad (ข.2)
\end{aligned}$$

โดยที่

$$e^{-J\hat{\rho}} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} & \sin \hat{\rho} \\ -\sin \hat{\rho} & \cos \hat{\rho} \end{bmatrix} \quad (ข.3)$$

$\hat{\rho}$: คือมุมของฟลักซ์ประมาณเทียบกับแกนอ้างอิงสเตเตอร์

จากสมการ (ข.2) เราจะได้

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{L_q} \frac{\left(s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right) + s \left(s^2 - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + sx - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)}{\left(s^2 + sx - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)^2 + \left(s \frac{d\hat{\rho}}{dt} + \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + sy + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right)^2} \quad (ข.4)$$

โดยที่ m, n และ y ขึ้นอยู่กับ ω ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา $\frac{d\hat{\rho}}{dt}$, m, n และ y จึงเป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับเวลาดังนั้นตัวปฏิบัติการ $s \frac{d\hat{\rho}}{dt}$ จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (ข.5)

$$s \frac{d\hat{\rho}}{dt} = \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle \quad (\text{ข.5})$$

โดยที่ $\left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle = \frac{d}{dt} \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของฟลักซ์ประมาณ และเราจะ
 ได้ความสัมพันธ์ในทำนองเดียวกันสำหรับตัวปฏิบัติการ sm, sn และ sy ด้วยเช่นกัน ดังนั้นเราจึง
 เขียนสมการ (ข.4) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} G'_{22}(s) &= \frac{1}{L_q} \frac{1}{\left(s^2 + xs - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)^2 + \left(2 \frac{d\hat{\rho}}{dt} s + \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle + ys + \langle sy \rangle + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right)^2} * \\ & * \left[2 \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 s + \frac{d\hat{\rho}}{dt} \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle + \frac{d\hat{\rho}}{dt} ys + \frac{d\hat{\rho}}{dt} \langle sy \rangle + \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 x + \frac{d\hat{\rho}}{dt} n + \right. \\ & \left. s^3 + s^2 x - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 s - 2 \frac{d\hat{\rho}}{dt} \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle - \frac{d\hat{\rho}}{dt} ys - \frac{d\hat{\rho}}{dt} \langle sy \rangle - y \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle + ms + \langle sm \rangle \right] \\ & = \frac{s^3 + xs^2 + \left(\left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + m \right) s + \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 x + \frac{d\hat{\rho}}{dt} n - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} + y \right) \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle + \langle sm \rangle}{L_q \left[\left(s^2 + xs - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)^2 + \left(\left(2 \frac{d\hat{\rho}}{dt} + y \right) s + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n + \left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle + \langle sy \rangle \right)^2 \right]} \end{aligned} \quad (\text{ข.6})$$

ในกรณีที่จุดทำงานเปลี่ยนแปลงช้าและละเอียดได้เมื่อเทียบกับพจน์อื่น $\left[\left\langle s \frac{d\hat{\rho}}{dt} \right\rangle \approx \langle sm \rangle \approx \langle sn \rangle \approx \langle sy \rangle \approx 0 \right]$ จะได้ว่า

$$G'_{22}(s) \cong \frac{1}{L_q} \left[\frac{s^3 + xs^2 + \left(\left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 + m \right) s + \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 x + \frac{d\hat{\rho}}{dt} n}{\left(s^2 + xs - \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} \right)^2 - \frac{d\hat{\rho}}{dt} y + m \right)^2 + \left(\left(2 \frac{d\hat{\rho}}{dt} + y \right) s + \frac{d\hat{\rho}}{dt} x + n \right)^2} \right] \quad (\text{ข.7})$$

ภาคผนวก ค

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพ
(สุรพงศ์ สุวรรณกวิน 2544)

ขั้วของตัวสังเกตที่เราจะพิจารณาจะเท่ากับขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ ในสมการ (5.13) ซึ่งนำเขียนใหม่ได้ดังสมการ (ค.1)

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

เนื่องจากสเปซเวกเตอร์สามารถแสดงเป็นเวกเตอร์หรือจำนวนเชิงซ้อนก็ได้แล้วแต่ความสะดวก เพราะว่าปริภูมิเวกเตอร์และปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนมีคุณสมบัติ Isomorphism ระหว่างกัน ในที่นี้เพื่อให้การคำนวณขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ ง่ายและชัดเจน เราจะแสดงฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ บนปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนแทนได้เป็นสมการ (ค.2)

$$G(s) = \frac{s}{L_q} [s^2 + (x + jy)s + m + jn]^{-1} \quad (\text{ค.2})$$

ดังนั้นเราสามารถพิจารณาขั้วของตัวสังเกตได้จากพหุนาม

$$s^2 + (x + jy)s + m + jn \quad (\text{ค.3})$$

จะเห็นว่าพหุนามในสมการ (ค.3) จะมีสัมประสิทธิ์เป็นจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้นเราจะใช้ Routh-like scheme [4] ในการหาเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอของขั้วที่มีเสถียรภาพ สำหรับพหุนามที่มีรูปแบบทั่วไปดังในสมการ (ค.4)

$$f(s) = s^2 + (a_{r1} + ja_{i1})s + (a_{r0} + ja_{i0}) = 0 \quad (\text{ค.4})$$

เราสามารถเขียน Routh Array ได้ดังนี้

$$\begin{array}{ccc} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & \\ r_{41} & & \end{array}$$

โดยที่

$$r_j = \frac{r_{i-1,1}r_{i-2,j+1} - r_{i-2,1}r_{i-1,j+1}}{r_{i-1,1}} \quad \begin{array}{l} i = 1, 2, \dots \\ j = 1, 2, \dots \end{array} \quad (\text{ค.5})$$

และเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับพหุนามในสมการ (ค.4) ที่มีรากทั้งหมดอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบจำนวนเชิงซ้อนก็คือ

$$D_1 = r_{21} > 0 \quad (\text{ค.6})$$

$$D_2 = r_{21} \cdot r_{31} \cdot r_{41} > 0 \quad (\text{ค.7})$$

จากสมการ (ค.3) และ (ค.4) เราจะได้ว่า

$$\begin{array}{lll} r_{11} = 1 & r_{12} = a_{i1} = y & r_{13} = -a_{r0} = -m \\ r_{21} = a_{r1} = x & r_{22} = a_{i0} = n & r_{23} = 0 \\ r_{31} = \frac{a_{r1}a_{i1} - a_{i0}}{a_{r1}} = \frac{xy - n}{x} & r_{32} = \frac{-a_{r0}a_{r1} + 0}{a_{r1}} = -m & \\ r_{41} = \frac{r_{31}r_{22} - r_{21}r_{32}}{r_{31}} = \frac{\frac{xy-n}{x}n - x(-m)}{\frac{xy-n}{x}} & & \end{array} \quad (\text{ค.8})$$

แทนสมการ (ค.8) ลงในสมการ (ค.6) และ (ค.7) เราจะได้ว่า

$$D_1 = r_{21} = x > 0 \quad (\text{ค.9})$$

$$\begin{aligned}
 D_2 &= r_{21} \cdot r_{31} \cdot r_{41} \\
 &= x \cdot \frac{xy-n}{x} \cdot \frac{\frac{xy-n}{x} n - x(-m)}{\frac{xy-n}{x}} \\
 &= mx + ny - \frac{n^2}{x} > 0
 \end{aligned} \tag{ค.10}$$

จากสมการ (ค.9) และ (ค.10) เราสามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับข้อของตัว
สังเกตที่มีเสถียรภาพคือ

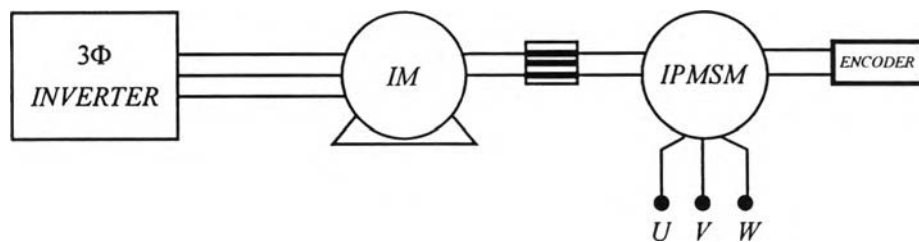
$$x > 0 \tag{ค.11}$$

$$mx + ny - \frac{n^2}{x} > 0 \tag{ค.12}$$

ภาคผนวก ง

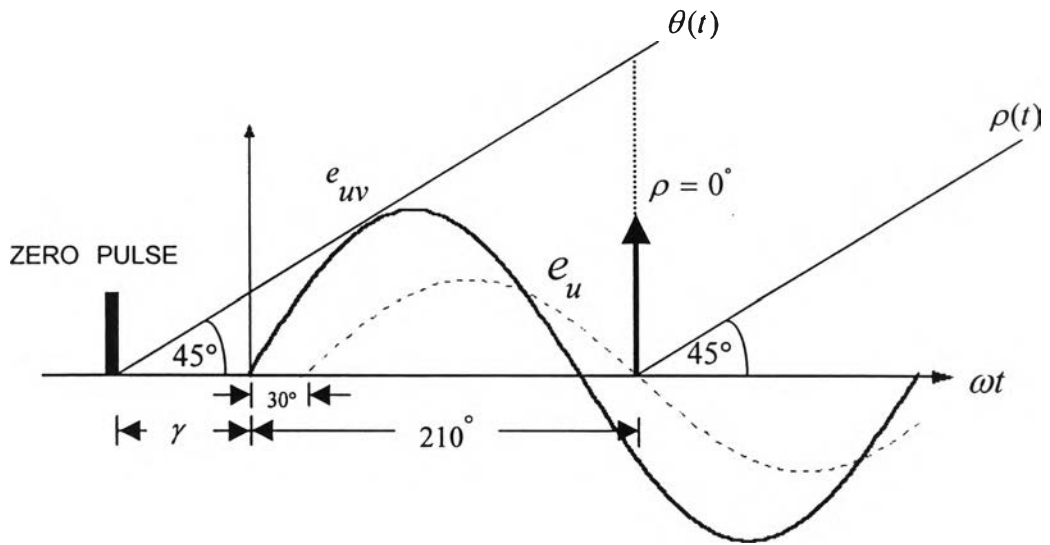
วิธีการตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร

ในการตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร (ρ) ข้อมูลที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ คือ แรงดันเหนี่ยวนำ (EMF) ของมอเตอร์ และข้อมูล Zero pulse ซึ่งสามารถวัดได้จากตัวตรวจจับตำแหน่ง (Encoder) ในขั้นตอนนี้เราจะอาศัยมอเตอร์เหนี่ยวนำมาช่วยหมุนเพื่อให้มอเตอร์ซิงโคร นัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในสามารถสร้างแรงดันเหนี่ยวนำได้ โครงสร้างของระบบทดสอบแสดง ดังรูปที่ ง.1



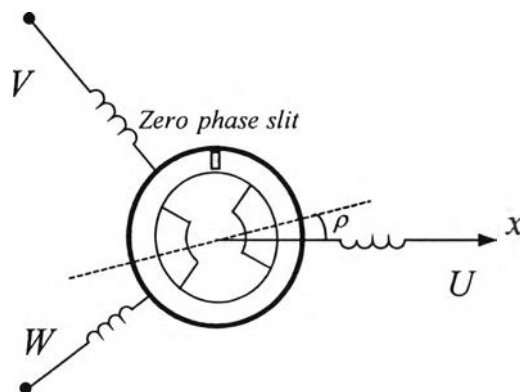
รูปที่ ง.1 โครงสร้างของระบบทดสอบที่ใช้ในการตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร (ρ)

จากความสัมพันธ์ของฟลักซ์แม่เหล็กและแรงดันเหนี่ยวนำ (EMF) เราทราบว่าฟลักซ์แม่เหล็กจะมีเฟสล้ำหลังแรงดันเหนี่ยวนำของเฟส U อยู่ 90° และแรงดันเหนี่ยวนำของเฟส U , e_u , มีเฟสล้ำหลังแรงดันเหนี่ยวนำระหว่างเฟส, e_{uv} , อยู่ 30° เมื่อเราพิจารณาในเชิงสเปซเวกเตอร์ ตำแหน่งมุมศูนย์ของแม่เหล็กถาวรจะเกิดขึ้นเมื่อตำแหน่งค่าสูงสุดของรูปคลื่นการกระจายฟลักซ์แม่เหล็กผ่านขดลวดเฟส U จึงเป็นตำแหน่งที่แรงดันเฟส U , $e_u = 0$ ดังนั้นเราจึงสรุปได้ว่า ตำแหน่งมุมศูนย์ของแม่เหล็กถาวรจะอยู่ล้ำหลังแรงดันเหนี่ยวนำระหว่างเฟส e_{uv} อยู่ 210° โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ในเชิงเวลาได้ดังรูปที่ ง.2



รูปที่ ง.2 ความสัมพันธ์เชิงตำแหน่งระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กและแรงดันเหนี่ยวนำของเฟส U

จากความสัมพันธ์เชิงตำแหน่งระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กและแรงดันเหนี่ยวนำของเฟส U ในรูปที่ ง.2 เราจึงทราบว่าตำแหน่งมุมศูนย์ของแม่เหล็กถาวร ($\rho = 0^\circ$) จะมีมุมต่างเฟสกับตำแหน่งของ Zero pulse เป็นมุม $\gamma + 210^\circ$ นั่นเอง



รูปที่ ง.3 โครงสร้างของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในที่มีการติดตั้งตัวตรวจจับตำแหน่ง

เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ของมุมในรูปที่ ง.2 และสอดคล้องกับรูปที่ ง.3 ได้ดังสมการ (ง.1)

$$\rho(t) = \theta(t) - \gamma - 210^\circ \quad (\text{ง.1})$$

โดยที่ γ : มุมต่างเฟสระหว่าง Zero pulse กับ แรงดันระหว่างเฟส e_{uv}

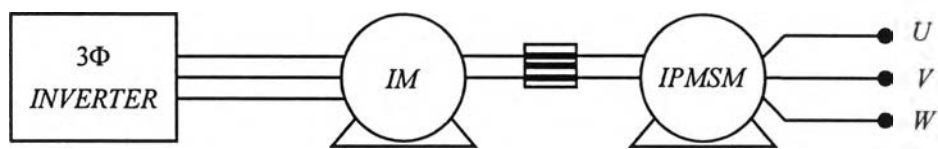
θ : มุมที่อ่านได้จากตัวตรวจจับตำแหน่ง (Encoder)

ภาคผนวก จ

วิธีการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน

1. การทดสอบหาขนาดฟลักซ์แม่เหล็ก (Ψ)

เราสามารถหาขนาดฟลักซ์แม่เหล็กได้ โดยการคำนวณจากค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (EMF) ต่อความถี่ทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ในการทดสอบ เราจะใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำช่วยหมุนเพื่อให้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในสร้างแรงดันเหนี่ยวนำ แล้วทำการวัดแรงดันระหว่างสาย (V_{L-L}) พร้อมทั้งใช้ Tachogenerator ในการวัดความเร็วรอบมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดสอบแสดงในรูปที่ จ.1 และสมการใช้ในการคำนวณแสดงได้สมการ (จ.1)-(จ.2)

รูปที่ จ.1 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการหาขนาดฟลักซ์แม่เหล็ก (Ψ)

$$Emf \text{ per phase } (E) = \left[\frac{V_{uv} + V_{vw}}{2} \right] * \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (\text{จ.1})$$

$$\Psi = \frac{\sqrt{2} * E}{2\pi f} \quad (\text{จ.2})$$

โดยที่ V_{uv}, V_{vw} คือค่า RMS ของแรงดันระหว่างเฟส U-V และ V-W ตามลำดับ

2. การหาค่าความต้านทานต่อเฟส (R)

เราสามารถใช้เครื่องมือวัดที่มีความละเอียด เช่น Digital Multimeter ในการวัดค่าความต้านทานของมอเตอร์ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่มีความถูกต้องมากที่สุด เราจะทำการวัดค่าความต้านทานระหว่างสายทุกคู่ของมอเตอร์ซึ่งได้แก่ R_{uv}, R_{vw} และ R_{uw} แล้วทำการเฉลี่ย โดยค่าความต้านทานต่อเฟส (R) คำนวณได้จากสมการ (จ.3)

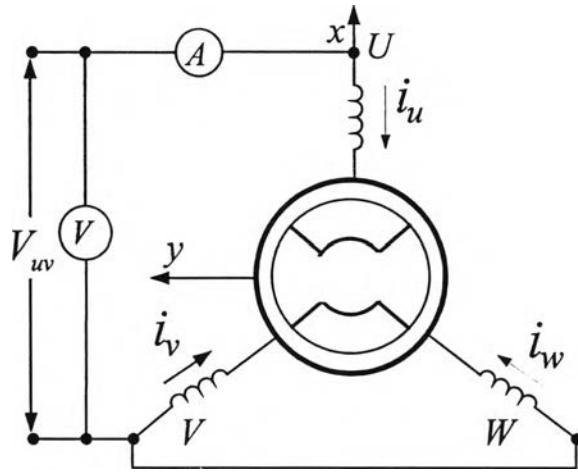
$$R = \left[\frac{(R_{uv} + R_{vw} + R_{uw})}{3} \right] * \frac{1}{2} \quad (\text{จ.3})$$

3. การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d, q (L_d, L_q)

จากบทที่ 1 เราทราบว่ามอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในมีความแตกต่างจากมอเตอร์ชนิดอื่นคือมีค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d, q (L_d, L_q) ไม่เท่ากันและค่าความเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเชิงมุมต่างๆเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งมุมของโรเตอร์ (ρ) ขั้นตอนการทดสอบและแนวทางการวิเคราะห์ที่ได้แสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

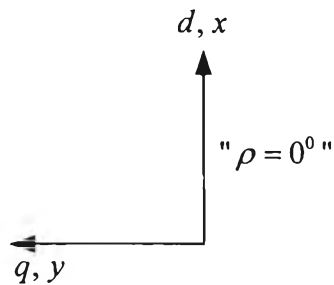
3.1 วิธีการค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d (L_d)

เราสามารถทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d ได้ โดยการยึดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 0^\circ$ และทำการต่อวงจรของมอเตอร์ดังรูปที่ จ.2 ในการทดสอบจะเก็บข้อมูลค่าแรงดัน กระแสและมุมระหว่างแรงดัน-กระแส (τ)



รูปที่ จ.2 วงจรที่ใช้ในการหาค่า L_d โดยการยึดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 0^\circ$

พิจารณาจากรูปที่ จ.2 เราจะแสดงรูปพิกัดอ้างอิง $x-y$ และ $d-q$ ได้ดังรูปที่ (จ.3)



รูปที่ จ.3 รูปอ้างอิงพิกัด $x-y$ และ $d-q$ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 0^\circ$

จากรูปที่ จ.3 เราจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (จ.4)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (จ.4)$$

จากการต่อวงจรในรูปที่ จ.2 จะได้ว่า $i_v = i_w = -\frac{i_u(t)}{2}$

$$v_{vv} = v_{vw} = 0$$

ซึ่งเมื่อพิจารณากระแสและแรงดันในรูปของสเปซเวกเตอร์ จะพบว่า

$$\begin{aligned} \bar{i} &= i_u * e^{j0} + i_v * e^{j120} + i_w * e^{j240} \\ &= \frac{3}{2} * i_u(t) \end{aligned} \quad (จ.5)$$

$$\begin{aligned} \bar{v} &= v_{uv} * e^{j0} + v_{vv} * e^{j120} + v_{vw} * e^{j240} \\ &= v_{uv}(t) \end{aligned} \quad (จ.6)$$

จากสมการ (จ.5) และ (จ.6) เราสามารถสรุปได้ดังนี้

$$\begin{aligned} i_x &= \frac{3}{2} * \sqrt{2} * I_{rms} \cos(\omega t - \tau) , i_y = 0 \\ v_x &= \sqrt{2} * V_{rms} \cos(\omega t) , v_y = 0 \end{aligned} \quad (จ.7)$$

เมื่อ $i_u(t) = \sqrt{2} * I_{rms} \cos(\omega t - \tau)$, $v_{uv}(t) = \sqrt{2} * V_{rms} \cos(\omega t)$

แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในเมื่อยึดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 0^\circ$ แสดงได้ดังสมการ (จ.8)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_d & 0 \\ 0 & R + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (จ.8)$$

ทำการแทนค่าลงในสมการ (จ.8) ด้วยความสัมพันธ์ในสมการ (จ.4) และ (จ.7) จะได้

$$\begin{bmatrix} \sqrt{2} * V_{rms} \cos(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_d & 0 \\ 0 & R + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} * \sqrt{2} * I_{rms} \cos(\omega t - \tau) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (จ.9)$$

แยกพิจารณาเป็นเฟสเซอร์ดังสมการ (จ.10) และ (จ.11)

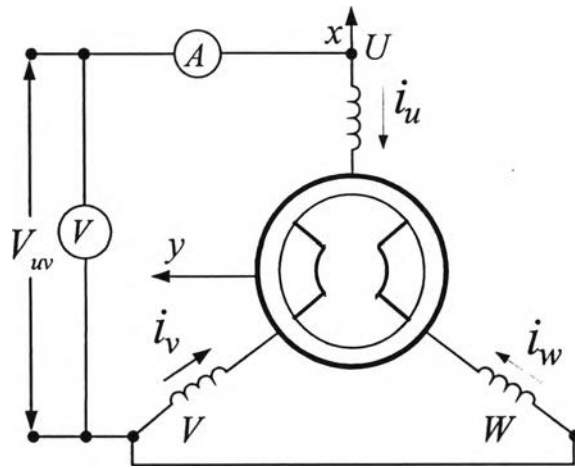
$$\sqrt{2} * V_{rms} \angle 0^\circ = |Z| \angle \theta^\circ * \left(\frac{3\sqrt{2}}{2} * I_{rms} \angle -\tau^\circ \right) \quad (จ.10)$$

$$\text{โดยที่} \begin{cases} |Z| = \frac{2}{3} * \frac{V_{rms}}{I_{rms}} = \sqrt{R^2 + (\omega L_d)^2} \\ \theta = \tan^{-1} \frac{\omega L_d}{R} = \tau \end{cases} \quad (จ.11)$$

แทนค่าข้อมูลแรงดัน กระแส และมุมระหว่างแรงดัน-กระแส (τ) ที่วัดได้จากเครื่องมือวัด ลงในสมการ (จ.11) ผลลัพธ์ที่ได้จากการแก้สมการดังกล่าว ทำให้เราทราบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d (L_d) ได้

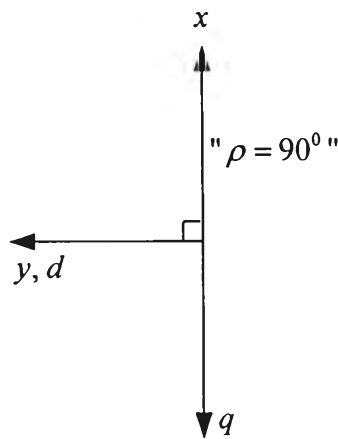
3.2 วิธีการค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q)

วิธีการทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q มีวิธีการทดสอบที่คล้ายคลึงกันกับการทดสอบหา L_d ดังแสดงในหัวข้อย่อที่ 3.3 สำหรับข้อแตกต่างที่ชัดเจนคือ ตำแหน่งของการขิดโรเตอร์ ซึ่งในการหาค่า L_q เราต้องขิดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 90^\circ$ และทำการต่อวงจรของมอเตอร์ดังรูปที่ จ.4 ในการทดสอบจะเก็บข้อมูลค่าแรงดัน กระแสและมุมระหว่างแรงดัน-กระแส (τ)



รูปที่ จ.4 วงจรที่ใช้ในการหาค่า L_q โดยการยึดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 90^\circ$

พิจารณาจาก รูปที่ จ.4 เราสามารถแสดงรูปพิกัดอ้างอิง $x-y$ และ $d-q$ ได้ดังรูปที่ (จ.5)



รูปที่ จ.5 รูปพิกัดอ้างอิง $x-y$ และ $d-q$ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 90^\circ$

จากรูปที่ จ.5 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (จ.12) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_y \\ -u_x \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_y \\ -i_x \end{bmatrix}$$
(จ.12)

แบบจำลองของมอเตอร์เมื่อซัดโรเตอร์ ณ ตำแหน่งมุม $\rho = 90^\circ$ แสดงได้เช่นเดียวกับสมการ (จ.8) เมื่อแทนค่าในสมการ (จ.8) ด้วยความสัมพันธ์ในสมการ (จ.7) และ (จ.12) จะได้

$$\begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{2} * V_{rms} \cos(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_d & 0 \\ 0 & R + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{3}{2} * \sqrt{2} * I_{rms} \cos(\omega t - \tau) \end{bmatrix} \quad (จ.13)$$

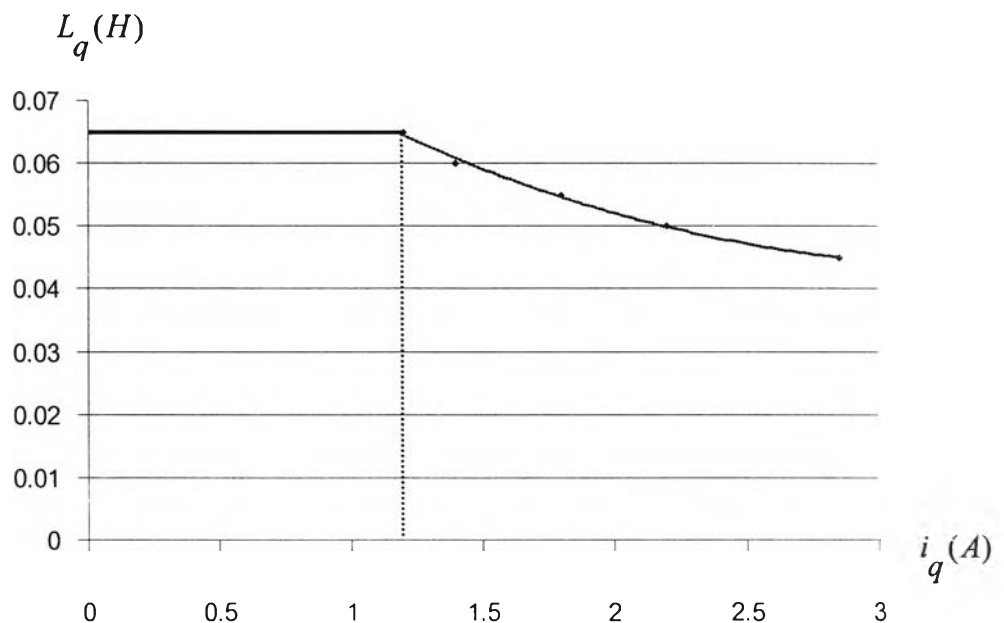
แยกพิจารณาสมการ (จ.13) ในรูปของเฟสเซอร์เช่นเดียวกันกับการทดสอบหา L_d ซึ่งแสดงดังสมการ (จ.10) และ(จ.11) พร้อมทั้งแทนค่าข้อมูลแรงดัน กระแส และมุมระหว่างแรงดัน-กระแส (τ) ที่วัดได้จากเครื่องมือวัดลงในสมการ (จ.13) ผลลัพธ์ที่ได้จากการแก้สมการดังกล่าว ทำให้เราทราบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q) ได้

3.3 การปรับค่าความเหนี่ยวนำ L_q ให้เหมาะสมในแต่ละช่วงการทำงาน

จากการนำค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q) ที่ได้จากการทดสอบมาใช้จริงในการควบคุมมอเตอร์ เราพบว่าในบางช่วงของการทดสอบ เช่นการทดสอบการกลับทางหมุนแบบทันทีทันใด สังเกตได้ว่าเกิดค่าความผิดพลาดของการควบคุมกระแส ซึ่งปรากฏทั้งในแกน d และแกน q นั่นที่ค่อนข้างสูง ส่งผลให้รูปคลื่นกระแสทั้ง 3 เฟส มีขนาดเล็กกว่าค่าที่ควรจะเป็น ทั้งๆที่ค่ากระแสคำสั่งเป็นค่าจำกัดสูงสุดของส่วนตัวควบคุม PI แล้ว เมื่อทำการวิเคราะห์ปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้น เราได้พบว่าสาเหตุที่รูปคลื่นกระแสเกิดความผิดพลาดไปจากที่ควรจะเป็นนั้น เกิดมาจากส่วนควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมจ่ายแรงดันที่ไม่เหมาะสมให้แก่มอเตอร์สำหรับจุดการทำงานนั้นๆ นั่นหมายถึงมีค่าพารามิเตอร์บางตัวที่ไม่เหมาะสม ส่งผลให้ค่าแรงดันคำสั่งเกิดความผิดพลาดซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่มีโอกาสจะเกิดความผิดพลาดมากกว่าตัวอื่นและผลของความผิดพลาดดังกล่าวจะส่งผลต่อแรงดันคำสั่งอย่างชัดเจน คือ ความเหนี่ยวนำแกน q (L_q) นั่นเอง

จากการพิจารณาอย่างละเอียดพบว่าช่วงที่ค่าความผิดพลาดของกระแสในแกน d และ q มีค่ามาก จะเป็นช่วงที่ค่ากระแสคำสั่ง i_q^* มีค่าสูงและมีการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาด้วย สาเหตุหลักของความผิดพลาดนี้เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q) ไม่ได้เป็นค่าคงที่ตลอดย่านการทำงานจริง แต่จะเป็นฟังก์ชันที่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของกระแสแกน q (i_q) สาเหตุเกิดมาจากค่ากระแสแกน q (i_q) จะสร้างฟลักซ์แม่เหล็กไหลผ่านแกนเหล็กตามค่ากระแส i_q และทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว ส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q) โดยมีแนวโน้มที่จะลดลงมากขึ้น เมื่อเราเพิ่มกระแสแกน q (i_q) ให้มีค่ามากขึ้น

ดังนั้นเพื่อที่จะควบคุมกระแสของมอเตอร์ให้มีค่าตามต้องการตลอดช่วงการทำงาน เราจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ที่ใกล้เคียงความเป็นจริงในแต่ละช่วงการทำงานให้ได้มากที่สุด เราจึงได้ทำการทดสอบหาฟังก์ชันของค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสแกน q โดยทำการทดสอบเมื่อควบคุมมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม ซึ่งในการทดสอบ เราจะเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำ L_q โดยลดลงครั้งละ 5 mH และเริ่มจากค่า 0.065 H ซึ่งเป็นค่าความเหนี่ยวนำ L_q ที่ได้จากการหาพารามิเตอร์ในหัวข้อที่ 3.2 ในการลดค่าความเหนี่ยวนำ L_q แต่ละครั้ง เราจะทดสอบหาขนาดของค่ากระแสแกน q (i_q) ที่ส่งผลให้ค่าความผิดพลาดของกระแสทั้งในแกน d และ q มีค่าประมาณศูนย์ ผลจากการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำ L_q แสดงได้ดังกราฟในรูปที่ จ.6



รูปที่ จ.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำในแกน q ของขดลวดสเตเตอร์กับค่ากระแสแกน q (i_q)

จากรูปผลการทดสอบข้างต้น เราจะประมาณเส้นโค้งในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงในรูปของสมการเพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้ในการคำนวณค่าแรงดันคำสั่ง ซึ่งสมการที่ได้คือ

$$L_q = \begin{cases} 0.065 \text{ H} ; & |i_q| \leq 1.2 \text{ A} \\ 0.0043 * i_q^2 - 0.0292 * |i_q| + 0.0933 \text{ H} ; & 1.2 \text{ A} < |i_q| \leq 3 \text{ A} \end{cases} \quad (\text{จ.14})$$

ผลจากการนำค่าความเหนียวในแกน q (L_q) ซึ่งเป็นฟังก์ชันดั่งสมการ (จ.14) ไปใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ทำให้เราสามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ดี โดยเราสามารถควบคุมการจ่ายแรงดันคำสั่งให้มีค่าที่เหมาะสมในทุกย่านการทำงาน ส่งผลให้ค่าความผิดพลาดของกระแสแกน d และ q ลดน้อยลง และรูปคลื่นกระแสเฟสมีขนาดค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงที่มีการกลับทางหมุน โดยพิจารณาได้จากผลการทดลองที่แสดงไว้ในบทที่ 3-5

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวสุรัสวดี กุลบุญ เกิดเมื่อวันที่ 1 พฤษภาคม พ.ศ. 2523 ที่อำเภอเมือง จังหวัดตรัง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2543 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

สุรัสวดี กุลบุญ และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ “การควบคุมมอเตอร์ซึ่งโครนิสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัยแนวคิดฟลักซ์ขยาย” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, พฤศจิกายน 2545 หน้า 137-141.

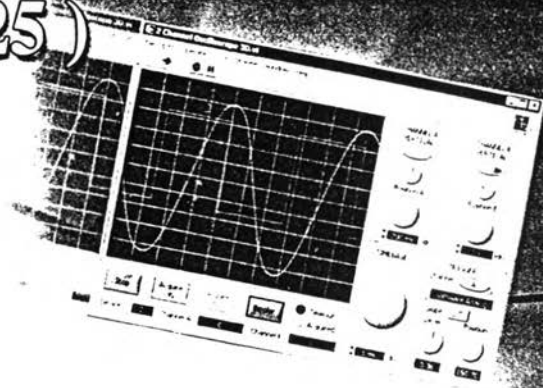
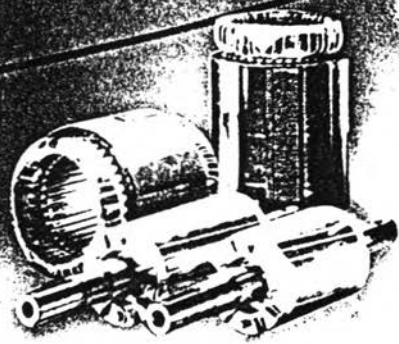


การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25



25th Electrical Engineering Conference

(EECON - 25)



21-22 พฤศจิกายน 2545

ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

Volume I

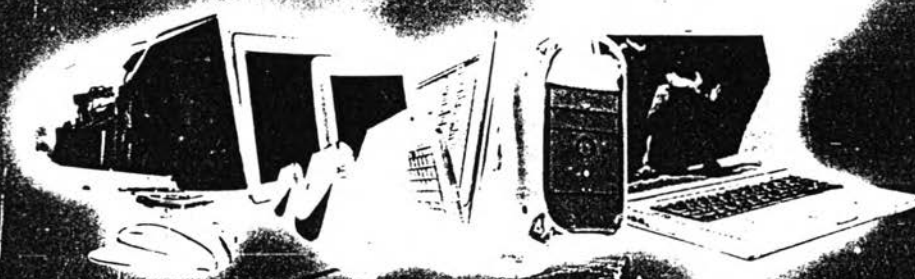
สาขาบทความ

- ◎ ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- ◎ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ◎ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CA)

ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์





EECON-08

แบบตอบรับการตีพิมพ์บทความ EECON-25

24 ตุลาคม 2545

หมายเลขบทความเดิม 149

หมายเลขบทความอ้างอิงใหม่ PE28

เรียน น.ส.สุรัสวดี ฤกษ์บุญ

ตามที่ท่านได้ส่งบทความเพื่อเข้าร่วมการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 ในหัวข้อเรื่อง

(ไทย) การควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัยแนวคิดฟลักซ์ขยาย
(อังกฤษ) A Position-Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Extended Flux
Concept

คณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการ EECON-25 ฝ่ายพิจารณาบทความ ได้รับเอกสารต่าง ๆ ของท่านครบถ้วนเรียบร้อยแล้ว และได้ดำเนินการตีพิมพ์บทความของท่านในหนังสือการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 และ CD-ROM แล้ว พร้อมนี้ได้จัดส่งใบเสร็จรับเงินค่าลงทะเบียนและรายละเอียดกำหนดการประชุม มาด้วยแล้ว

คณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการ EECON-25 ขอขอบคุณท่านที่ได้ให้ความสนใจเข้าร่วมกิจกรรมในครั้งนี้ และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าจะได้รับความร่วมมือจากท่านอีกในอนาคตต่อไป

ขอแสดงความนับถือ

(ดร.ประการ กุลหงษา)

ประธานคณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการ EECON-25

ในการนำเสนอผลงาน คณะกรรมการฯ ได้จัดเตรียมคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์นำเสนอเป็นเครื่องฉายข้ามศีรษะและดิจิตอลโปรเจกเตอร์ (ใช้ควบคู่กับ Powerpoint 2000 โดยกำหนดรูปแบบอักษรภาษาไทยเป็น Angsana New และภาษาอังกฤษเป็น TimesNew Roman) กำหนดให้ใช้เวลาบรรยาย 15 นาที ตอบข้อซักถาม 5 นาที รวม 20 นาที

การควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัยแนวคิดฟลักซ์ขยาย

A Position-Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

Based on Extended Flux Concept

สุรัสวดี ฤกษ์บุญ สมบูรณ์ แสงวงศ์วณิชย์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ถนน พญาไท เขต ปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330 โทร (02) 2186534 E-mail:44706189@student.netserv.chula.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง ผู้วิจัยได้พัฒนาแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ขึ้นใหม่เพื่อให้มีลักษณะเป็นเชิงเส้นโดยนิยามฟลักซ์ขยายเป็นตัวแปรสถานะแทนฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรและเราสามารถประมาณค่าฟลักซ์ขยายรวมทั้งความเร็วและตำแหน่งได้โดยใช้ตัวสังเกตเพิ่มอันดับแบบปรับตัว แนวคิดใหม่ที่ได้นำเสนอช่วยทำให้การวิเคราะห์เสถียรภาพและการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตง่ายและชัดเจนขึ้น ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของแนวคิดที่ได้นำเสนอ

Abstract

This paper presents a position-sensorless control strategy for an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). A new linear dynamic model of IPMSM is proposed, based on an extended flux concept which is newly introduced as a state variable in place of the conventional flux. The extended flux as well as the rotor speed and position are then estimated by an adaptive full-order observer. Owing to the new linear model, the stability analysis of the proposed system and the feedback gain design of the observer are simple and clear. Simulation results are given to show the effectiveness of the proposed sensorless control system.

Keywords : Position-sensorless, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Extended flux

1. บทนำ

ในช่วงระยะเวลาไม่กี่ปีที่ผ่านมา IPMSM ได้รับความนิยมนในการประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมต่างๆมากขึ้น โดยเฉพาะในระบบขับเคลื่อนที่ต้องการประหยัดพลังงาน ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นอันได้แก่ มีประสิทธิภาพสูงเพราะมีความสูญเสียในส่วน โรเตอร์ต่ำ มี

ความสามารถในการทำงานย่านความเร็วสูงได้ดี อย่างไรก็ตามในการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เพื่อให้ได้สมรรถนะสูงตามที่ต้องการเราจำเป็นต้องทราบความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ซึ่งเป็นข้อมูลสำคัญของการควบคุม ด้วยเหตุนี้เราจึงต้องติดตั้งเซ็นเซอร์ตรวจจับความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์เข้ากับเพลลาของมอเตอร์

แต่การติดตั้งเซ็นเซอร์ทำให้เกิดค่าใช้จ่ายที่สูงขึ้น รวมถึงอาจเกิดปัญหาสัญญาณรบกวนในระบบจนทำให้เซ็นเซอร์ขาดความน่าเชื่อถือ ด้วยเหตุนี้เราจึงจำเป็นต้องพัฒนาการควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์ขึ้นเพื่อใช้แก้ปัญหาต่างๆ ที่กล่าวมา

ในช่วงแรก การควบคุม PMSM แบบไร้เซ็นเซอร์ได้เริ่มใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว (Surface permanent magnet synchronous motor ; SPMSM) โดยงานวิจัยต่างๆได้กล่าวถึงแนวทางการควบคุม SPMSM โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ อย่างไรก็ตามวิธีประมาณค่าฟลักซ์และตำแหน่งของโรเตอร์ที่ใช้สำหรับ SPMSM [1] ไม่สามารถนำมาใช้กับ IPMSM ได้โดยตรงเนื่องจากแบบจำลองที่ใช้สำหรับ IPMSM มีความแตกต่างระหว่างค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d, q ($L_d \neq L_q$) นอกจากนี้แบบจำลองยังมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เกิดความยุ่งยากในการวิเคราะห์เสถียรภาพและการออกแบบตัวประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง

เพื่อที่จะแก้ปัญหาที่กล่าวมา บทความนี้จะนำเสนอแบบจำลองใหม่ที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นที่ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดยนิยามฟลักซ์ขยาย(Extended flux)ขึ้นมาใช้เป็นตัวแปรสถานะแทนฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ทั้งนี้ในงานวิจัยที่ผ่านมาที่มีผู้วิจัยที่นำวิธีการปรับแบบจำลองใหม่โดยนิยาม Extended EMF [2]-[3] ขึ้นมาใช้ แต่ในบทความนี้เรานิยามฟลักซ์ขยายขึ้นมาใช้แทนเพื่อที่จะได้สมการแบบจำลองที่ตัวแปรสถานะเป็นฟลักซ์และกระแสแทนที่จะเป็นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำดังใน [2]-[3] โดยอาศัยแบบจำลองใหม่ที่นำเสนอ เราสามารถสร้างระบบควบคุม IPMSM แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่ง่ายและมีความชัดเจนในการวิเคราะห์เสถียรภาพ รวมทั้งการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับและในท้ายที่สุดเราจะทดสอบความถูกต้องของผลทางทฤษฎีที่ใช้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

นิยามสัญลักษณ์

- u_d, u_q : แรงดันสเตเตอร์ในแกน d, q
 - i_d, i_q : กระแสสเตเตอร์ในแกน d, q
 - u_x, u_y : แรงดันสเตเตอร์ในแกน x, y
 - i_x, i_y : กระแสสเตเตอร์ในแกน x, y
 - R : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
 - L_d, L_q : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d, q
 - Ψ : ฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร
 - Ψ' : ฟลักซ์ขยาย
 - ω, ρ : ความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ในทางไฟฟ้า
- $$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ตัวห้อย x, y คือองค์ประกอบในแกน x, y ตามลำดับซึ่งอ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

ตัวห้อย d, q คือองค์ประกอบในแกน d, q ตามลำดับซึ่งอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์, "-" แสดงถึงปริมาณสเปกเวกเตอร์

2. แบบจำลองทางพลวัตของ IPMSM

โดยทั่วไปแบบจำลองของ IPMSM ที่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\rho}{dt} = \omega$$

นำสมการที่(1) มาจัดให้อยู่ในรูปเมทริกซ์สมการได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + \frac{dL_q}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} + J\omega \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) เราสามารถเขียนแบบจำลองที่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ (3)

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_q}{dt} & 0 \\ 0 & R + \frac{dL_d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \cos \rho \\ i_d \sin \rho \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} \quad (3)$$

สมการที่(3)เป็นสมการแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นอันเนื่องมาจากเทอม $(L_d - L_q) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \cos \rho \\ i_d \sin \rho \end{bmatrix}$ ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เราจึงกำหนดนิยามฟลักซ์ขยาย เพื่อช่วยแก้ปัญหาดังนี้

นิยาม ฟลักซ์ขยาย (Extended Flux) Ψ' อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์เป็นดังสมการที่ (4)

$$\begin{bmatrix} \Psi' \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

หรือ $\bar{\Psi}' = (\Psi + (L_d - L_q)i_d) * e^{J\rho}$

ฟลักซ์ขยายแสดงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \Psi'_x \\ \Psi'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \begin{bmatrix} i_d \cos \rho \\ i_d \sin \rho \end{bmatrix} \quad (5)$$

จากการจัดรูปสมการที่ (3) โดยอาศัยนิยามฟลักซ์ขยายที่กล่าวมาข้างต้นจะได้สมการแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นซึ่งมีลักษณะสมมาตรดังแสดงในสมการที่ (6)

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_q}{dt} & 0 \\ 0 & R + \frac{dL_d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_x \\ \Psi'_y \end{bmatrix} \quad (6)$$

โดยที่ $\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_x \\ \Psi'_y \end{bmatrix} = J\omega \begin{bmatrix} \Psi'_x \\ \Psi'_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix}$

จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น(สมการที่ (6)) เราสามารถเขียนสมการสถานะได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i} \\ \bar{\Psi}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/L_q & -J\omega/L_q \\ 0 & J\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i} \\ \bar{\Psi}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_q \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u} + \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \cos \rho \\ L_q \frac{di_d}{dt} \sin \rho \\ (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \cos \rho \\ (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \sin \rho \end{bmatrix} \quad (7)$$

โดยที่ ตัวแปรสถานะคือ $[\bar{i} \ \bar{\Psi}']^T$

ถึงแม้ว่าจะยังคงมีเทอมไม่เชิงเส้นในสมการที่(6) แต่เนื่องจากโดยทั่วไปแล้ว $\frac{di_d}{dt}$ จะมีค่าน้อยหรือเป็นศูนย์ ดังนั้นเทอมไม่เชิงเส้นนี้จึงมีผลน้อยต่อลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์

3. ตัวสังเกตเต็มอันดับ(Full-Order Observer) สำหรับ IPMSM

จากแบบจำลองในสมการที่ (7) เราสามารถนำค่าแรงดันสเตเตอร์และความเร็วโรเตอร์ มาใช้ในการประมาณค่ากระแสกับมุมของโรเตอร์ได้โดยอาศัยตัวสังเกตเต็มอันดับดังแสดงในสมการที่ (8)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\Psi}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/L_q & -J\omega/L_q \\ 0 & J\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\Psi}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_q \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u} + \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \frac{d\hat{i}_d}{dt} \cos \hat{\rho} \\ L_q \frac{d\hat{i}_d}{dt} \sin \hat{\rho} \\ (L_d - L_q) \frac{d\hat{i}_d}{dt} \cos \hat{\rho} \\ (L_d - L_q) \frac{d\hat{i}_d}{dt} \sin \hat{\rho} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ H1 * I + H2 * J \end{bmatrix} [\hat{i} - \bar{i}] \quad (8)$$

โดยที่ " $\hat{\cdot}$ " หมายถึง ค่าประมาณ

จากสมมุติฐาน $\frac{di_d}{dt} \approx 0$ และ $\frac{d\hat{i}_d}{dt} \approx 0$ เราสามารถ

เขียนสมการค่าผิดพลาดได้เป็น

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i} - \hat{i} \\ \bar{\Psi} - \hat{\Psi} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} I & -J \frac{\omega}{L_q} \\ H1 * I + H2 * J & J \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i} - \hat{i} \\ \bar{\Psi} - \hat{\Psi} \end{bmatrix} \quad (9)$$

โดยที่ $H1, H2$ คืออัตราขยายป้อนกลับที่เราจะต้องออกแบบ เพื่อให้ตัวสังเกตรมีเสถียรภาพตลอดการทำงาน จากการวิเคราะห์เสถียรภาพของสมการที่ (9) จะได้ว่า

เงื่อนไขขั้วที่มีเสถียรภาพ (Stable poles condition) สำหรับตัวสังเกตรคือ

$$\omega * \left[\omega * \left(\frac{(H1-R)^2}{R} + (H1-R) \right) + H2 * \frac{R}{L_q} \right] < 0 \quad (10)$$

4. ตัวสังเกตรเต็มอันดับแบบปรับตัว (Adaptive Full-Order Observer)

เราสามารถประมาณค่าความเร็วโรเตอร์แทนการใช้ค่าความเร็วจริงได้ด้วยตัวสังเกตรเต็มอันดับแบบปรับตัวดังต่อไปนี้

ตัวสังเกตรเต็มอันดับแบบปรับตัว :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i} \\ \bar{\Psi}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} I & -J \frac{\hat{\omega}}{L_q} \\ 0 & J \hat{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i} \\ \bar{\Psi}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u} + \begin{bmatrix} -\frac{(L_d - L_q)}{L_q} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} \\ \sin \hat{\rho} \end{bmatrix} \\ \frac{(L_d - L_q)}{L_q} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} \\ \sin \hat{\rho} \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ H1 * I + H2 * J \end{bmatrix} [\bar{i} - \hat{i}] \quad (11)$$

ตัวประมาณค่าความเร็ว (Speed estimation):

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= (K_p + K_I \int dt) e_1^T \cdot J \bar{\Psi}' \quad \text{with } K_p, K_I > 0 \\ &= (K_p + K_I \int dt) e_q \cdot \bar{\Psi}' \end{aligned} \quad (12)$$

สมการค่าผิดพลาด (Error equation):

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i} - \hat{i} \\ \bar{\Psi} - \hat{\Psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} I & -J \frac{\omega}{L_q} \\ H1 * I + H2 * J & J \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i} - \hat{i} \\ \bar{\Psi} - \hat{\Psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{1}{L_q} J \bar{\Psi}' (\hat{\omega} - \omega) \quad (13)$$

ค่าผิดพลาดของกระแส: $e_1 = \hat{i} - i = [e_d \ e_q]^T$ มีความสัมพันธ์กับ $\hat{\omega} - \omega$ ดังสมการที่ (14)

$$\begin{aligned} e_1 &= -\frac{1}{L_q} \left[s^2 I + s \left(\frac{R}{L_q} I - J \omega \right) - \frac{\omega}{L_q} H2 * I + J \frac{\omega}{L_q} (H1 - R) \right]^{-1} s * J \bar{\Psi}' (\hat{\omega} - \omega) \\ &= G(s) * J \bar{\Psi}' (\hat{\omega} - \omega) \end{aligned} \quad (14)$$

จากการวิเคราะห์ระบบประมาณค่าความเร็วข้างต้น เรพบว่าเงื่อนไขเพียงพอสำหรับการมีเสถียรภาพคือการมีศูนย์ที่เสถียร (Stable zeros condition) ซึ่งแสดงดังสมการที่ (15)

$$\frac{d\hat{\rho}}{dt} * \left(\frac{d\hat{\rho}}{dt} + \omega \left(\frac{H1-R}{R} \right) \right) > 0$$

$$\frac{d\hat{\rho}}{dt} * \omega (H1 - R) + \omega H2 * \frac{R}{L_q} < 0 \quad (15)$$

5. การออกแบบอัตรายายป้อนกลับ ($H1, H2$)

จากผลการวิเคราะห์ในข้อ 3 และ 4 เราได้ข้อสรุปว่าเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการออกแบบอัตรายายป้อนกลับได้แก่เงื่อนไขของกรณีขั้วที่เสถียร(10) และเงื่อนไขของกรณีศูนย์ที่เสถียร(15) นอกจากเงื่อนไขทั้งสองแล้ว เราขังต้องพิจารณาตำแหน่งของขั้วที่เกิดขึ้นด้วยเพื่อให้ตัวสังเกตรมีความเร็วในการตอบสนองเร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงของความเร็วโรเตอร์ที่เราถือว่าเป็นค่าคงที่ในสมการแบบจำลอง

ค่ารากของสมการคุณลักษณะจากสมการค่าผิดพลาด(สมการที่ (13))คือ

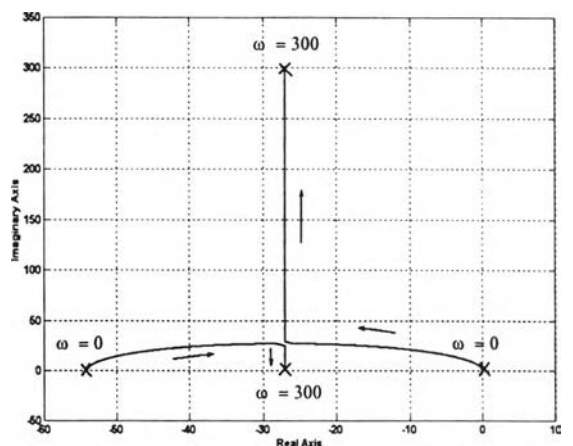
$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{-R}{2L_q} + j \frac{\omega}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L_q} \right)^2 - \omega^2 + j \omega \left(\frac{2R-4H1}{L_q} \right) + \frac{4\omega H2}{L_q}} \\ p_2 &= \frac{-R}{2L_q} + j \frac{\omega}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L_q} \right)^2 - \omega^2 + j \omega \left(\frac{2R-4H1}{L_q} \right) + \frac{4\omega H2}{L_q}} \end{aligned} \quad (16)$$

โดยที่ p_1, p_1^*, p_2, p_2^* คือค่ารากที่เป็นคู่สังยุคเชิงซ้อน

ตัวอย่างของการเลือกค่า ($H1, H2$) ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขข้างต้นคือ

$$\begin{aligned} H1 &= 0.5 * R \\ H2 &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

เมื่อเรานำค่า ($H1, H2$) จากสมการที่ (17) ไปแทนในสมการที่ (16) แล้วนำไปคำนวณหาเส้นทางเดินราก ณ. ความเร็ว ω ต่างๆ ได้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 เส้นทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็ว เมื่อความเร็วเปลี่ยนแปลงในช่วง 0 ถึง 300 rad/sec

จากเส้นทางการเคลื่อนที่ในรูปที่ 1 จะเห็นว่าไม่มีตำแหน่งขั้วเกิดขึ้นทางฝั่งขวาของแกนจินตภาพ เราจึงสรุปได้ว่าอัตราการขยายป้อนกลับที่ได้ออกแบบไว้มีผลทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงาน รวมถึงการทำงานแบบกลับทิศทางหมุนด้วย

6. การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (Decoupling Control)

สมการพลวัตทางด้านสเตเตอร์ของตัวสังเกตแสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (18)

สมการสเตเตอร์ :

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - R^* \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\hat{\omega} L_q i_q \\ \hat{\omega} L_q i_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega} \Psi' \end{bmatrix} \quad (18)$$

จากแบบจำลองบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ เราสามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ผ่านทางแรงดันสเตเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมได้ดังสมการที่ (19)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\omega} L_q i_q \\ \hat{\omega} L_q i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega} \Psi' \end{bmatrix} \quad (19)$$

โดยที่ " " คือค่าคำสั่ง

เมื่อแทนค่าสมการที่ (19) ลงในสมการที่ (18) จะได้

สมการสเตเตอร์เมื่อควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม :

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = -R^* \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R^* \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

จากสมการที่(8) เราสามารถเขียนสมการทางพลวัตของฟลักซ์อ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ (21)

$$\frac{d\Psi'}{dt} = J\hat{\omega}\Psi' + (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} \\ \sin \hat{\rho} \end{bmatrix} + [H1^*I + H2^*J][i - i^*] \quad (21)$$

ในการคำนวณหาฟลักซ์ขยาย Ψ' จากสมการที่ (21) เราสังเกตได้ว่าเทอม $(L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} \\ \sin \hat{\rho} \end{bmatrix}$ มีผลทำให้การประมาณค่าฟลักซ์ซับซ้อนมากขึ้น ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณเราจึงเขียนสมการที่ (21) ใหม่ในรูปสมการที่ (22) - (23) ดังนี้

$$\Psi' = \hat{\Psi} + (L_d - L_q) i_d \quad (22)$$

$$\frac{d\Psi'}{dt} = J\hat{\omega}\hat{\Psi} + [H1^*I + H2^*J][i - i^*] \quad (23)$$

เราสามารถแสดงสมการทางพลวัตของฟลักซ์ขยาย (22) - (23)

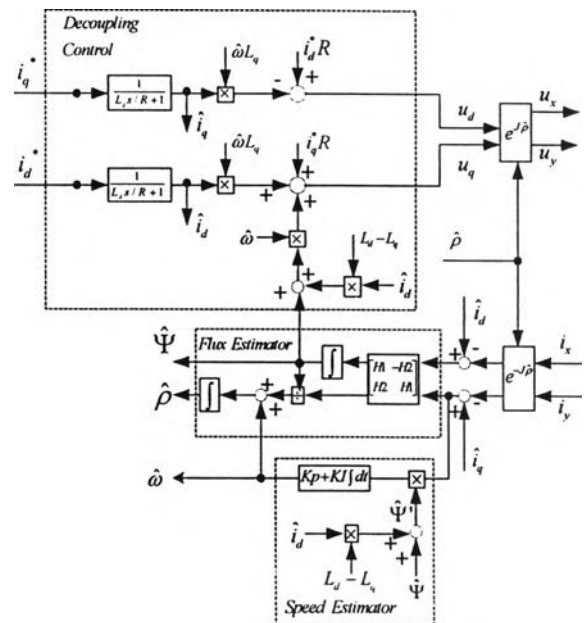
บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (24) - (25)

$$\frac{d\Psi'}{dt} = H1(i_d - i_d^*) - H2(i_q - i_q^*) \quad (24)$$

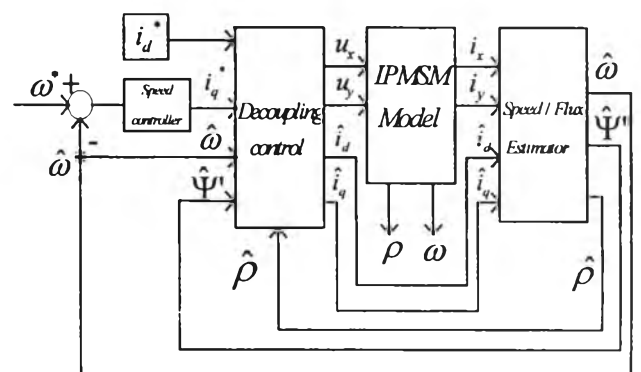
$$\frac{d\hat{\rho}}{dt} = \hat{\omega} + \frac{1}{\hat{\Psi}} [H2(i_d - i_d^*) + H1(i_q - i_q^*)] \quad (25)$$

7. บล็อกไดอะแกรมของระบบโดยรวมและผลการจำลองการทำงาน

เราสามารถรวมส่วนควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเข้ากับตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 2 และ รูปที่ 3 แสดงภาพระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็วกับระบบการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้จำลองการทำงานโดย Matlab/Simulink



8. บทสรุป

บทความฉบับนี้ได้นำเสนอแบบจำลองใหม่ที่เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยนิยามฟลักซ์ขั้วขายที่กำหนดคขึ้นใหม่เป็นตัวแปรสถานะแทนฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร เมื่อเรานำแบบจำลองเชิงเส้นใหม่มาใช้ในการสร้างและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรภายในแบบโร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งจะช่วยทำให้การวิเคราะห์เสถียรภาพมีความชัดเจนมากขึ้นรวมทั้งสามารถออกแบบอัตราขยายป้อนกลับได้ง่ายขึ้น ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าระบบสามารถทำงานได้ถูกต้องตามทฤษฎีและเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องตามแนวคิดที่ได้นำเสนอ

ภาคผนวก

พารามิเตอร์ของมอเตอร์และค่าอัตราขยายของตัวควบคุม

$$R = 0.513 \Omega ; L_d = 4.74 \text{ mH} ; L_q = 9.51 \text{ mH} ; \Psi = 0.6388 \text{ Wb}$$

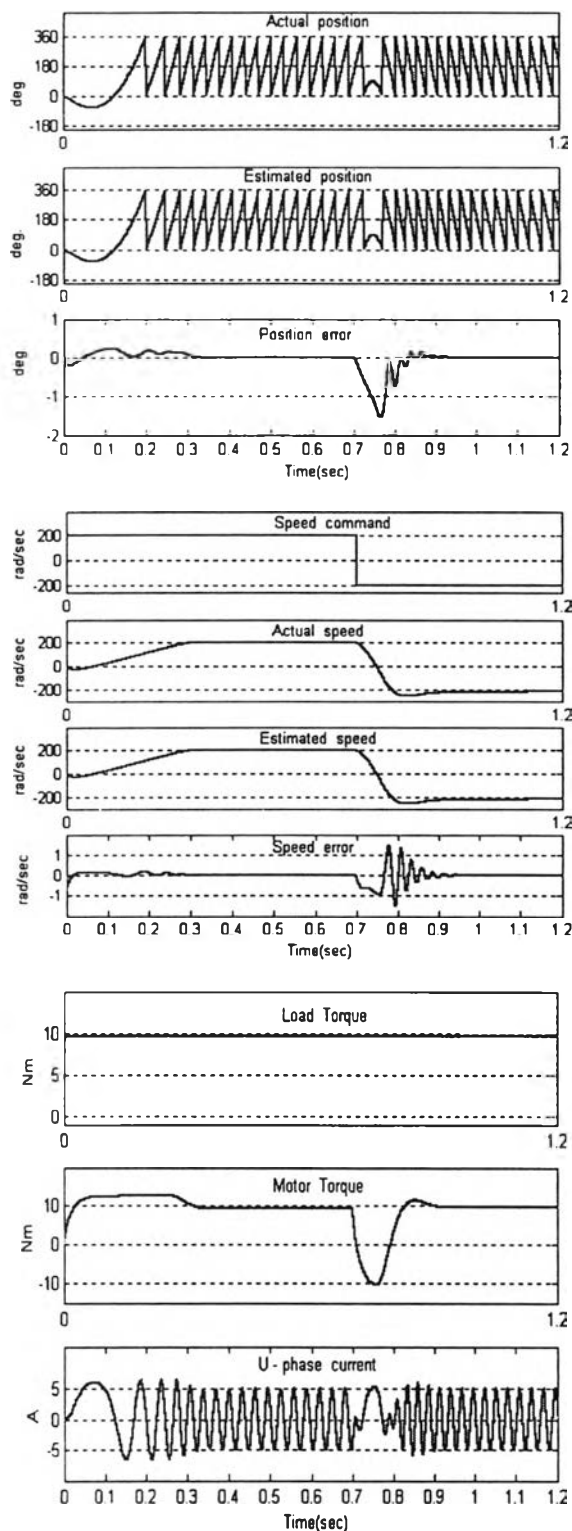
$$J = 0.01 \text{ kg-m}^2 ; p = 6 \text{ poles} ; T_{rated} = 9.55 \text{ Nm}$$

$$\text{Speed controller : } K_p = 0.1, K_I = 0.2$$

$$\text{ระบบประมาณค่าความเร็ว : } K_p = 90 ; K_I = 9,000$$

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Ertugrul, and P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 30, pp. 126-133, 1994.
- [2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 4, pp. 2637-2644, 2001.
- [3] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force," *Proc. of 2000 IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 1814-1819, 2000.



รูปที่ 4 ผลทดสอบขณะกลับทางหมุนอย่างทันทีทันใดที่แรงบิดกัก

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็ว สามารถประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งจริงของมอเตอร์ได้อย่างถูกต้องและเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว ค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ผลดังกล่าวยืนยันความถูกต้องของระบบขับเคลื่อนแบบโร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่พัฒนาขึ้น



สุรวดี กุลบุญ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปี พ.ศ.2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



สมบูรณ์ แสงวงศ์วามิชย์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี โท และเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัย NAGOYA ประเทศญี่ปุ่น ในปี พ.ศ. 2528, 2530 และ 2533 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย