

การออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไรเซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำในระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว

ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์¹⁾ และ วิจิตร กิณเรศ^{*2)}

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอทฤษฎีและแนวคิดของเทคนิคการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไรเซนเซอร์วัดความเร็วในระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว โดยนำความแตกต่างของฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดันและแบบจำลองกระแส นำไปปรับเอาต์พุตของค่าประมาณความเร็วรอบโดยผ่านกระบวนการควบคุมแบบพีไอ ซึ่งประกอบไปด้วยแนวทางการออกแบบอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็ว อัตราขยายระบบควบคุมความเร็วและอัตราขยายระบบควบคุมกระแส เพื่อให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพ จากการออกแบบอัตราขยายทั้งหมดนี้ได้นำไปทดสอบระบบจริงกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยควบคุมผ่านชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าความเร็วจริงและความเร็วประมาณมีค่าใกล้เคียงกันและระบบโดยรวมทั้งหมดมีเสถียรภาพตลอดงานการทำงาน

คำสำคัญ : ระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว, แบบจำลองแรงดัน, แบบจำลองกระแส, ชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

¹⁾ อาจารย์, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย, จังหวัดปทุมธานี 12110, อีเมล: nuttapong@eau.ac.th

^{*2)} รองศาสตราจารย์, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 10520
อีเมล: kkwijit@kmitl.ac.th

Design of a Speed Sensorless Vector Control System for Induction Motor Drive Based on Model Reference Adaptive System

Nuttapong Muangchan¹⁾ and Vijit Kinnares^{*2)}

Abstract

This paper describes the theory and concept of technique design of a speed sensorless vector control system base on model reference adaptive system (MRAS). The estimated speed is derived from the difference of the rotor flux state resulting from voltage and current models which is passed through the PI controller. The design guideline for the estimate speed gain, speed controller and the current controller are also given to assure the system stability. These overall gains design to experimental test with a 3-phase induction motor by digital signal processor controller. The experimental results express actual and estimate speed in the vicinity and the overall system has stability for the entire operating region.

Keywords: Model Reference Adaptive System, Current Model, Digital Signal Processor, PI Controller

¹⁾ Lecturer, Department of Electrical Engineering, Eastern Asia University, Pathum Thani, 12110,
Email: nuttapong@eau.ac.th

^{*2)} Associate professor, Department of Electrical Engineering, King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Bangkok, 10520, E-mail: kkwijit@kmitl.ac.th

1. บทนำ

การควบคุมด้วยวิธีปรับสนามแม่เหล็กหรือการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นเป็นการควบคุมที่ใช้ปริมาณไฟฟ้า 3 เฟส ไปเป็นเวกเตอร์ในระบบ 2 แกน ซึ่งมีพฤติกรรมเดียวกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก คือมีปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดสนาม (Field winding) เพื่อใช้สร้างสนามแม่เหล็กและมีปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาเมเจอร์ที่ใช้ในการสร้างแรงบิด ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์จะต้องทำการแปลงแกนจาก 3 แกน (ABC) ไปเป็นเวกเตอร์แบบ 2 แกน (dq) โดยใช้สมการทางคณิตศาสตร์ โดยที่เวกเตอร์กระแสในแกน d จะมีทิศทางขนานกับสนามแม่เหล็ก และเวกเตอร์กระแสในแกน q จะมีทิศทางตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กตลอดเวลา (Bimal K. Bose, 1986) สามารถควบคุมสนามแม่เหล็กให้คงที่ได้ในปริมาณที่พอเหมาะเพื่อไม่ให้เกิดปัญหาเรื่องการอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก และยังสามารถลดปริมาณสนามแม่เหล็กเพื่อเร่งความเร็วรอบให้เกินพิกัดมอเตอร์ได้ ขณะเดียวกันสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงและเป็นอิสระจากการควบคุมสนามแม่เหล็ก นับว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ให้ผลการตอบสนองทางพลวัตสูง แต่ข้อเสียของระบบนี้ต้องใช้อุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็ว หรือเอ็นโคดเดอร์ (Encoder) ป้อนกลับนำมาเปรียบเทียบกับความเร็วคำสั่งที่ต้องการ ซึ่งอุปกรณ์ชนิดนี้มีราคาแพง มีขีดจำกัดการใช้งานและติดตั้งยาก ดังนั้นการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วจึงถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน เช่น การประมาณโดยใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัว (Bimal K. Bose, 2002 and Somboon and Surapong, 1997) และการประมาณจากระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (Cristian et al, 2000 and Hirokazu and Yoichi, 1993) ซึ่งเป็นการประมาณแบบวงรอบปิดมีความคงทนต่อพารามิเตอร์มาก

บทความนี้จะนำเสนอการประมาณค่าความเร็วด้วยระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (MRAS) ที่ถูกนำมาใช้ทดแทนอุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็ว โดยวิธีใช้ฟลักซ์โรเตอร์ (Bimal K. Bose, 2002) เป็นการประมาณ

ค่าความเร็วแบบวงรอบปิดและเป็นวิธีการที่ง่ายมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ดีและเพื่อให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ บทความความนี้จึงได้เสนอแนวทางการออกแบบระบบควบคุมในแต่ละส่วนของระบบ ดังจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกโดยการต่อขดลวดแบบสตาร์ (Y) ที่อยู่บนแกนหนึ่งเป็นดังสมการ (1) และ (2) (Hirokazu and Yoichi, 1993)

$$\frac{di_s}{dt} = A_{11}i_s + A_{12}\lambda_r + B_1v_s \quad (1)$$

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (2)$$

เมื่อ

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) I$$

$$A_{12} = k \left(\frac{1}{\tau_r} - p\omega_m J \right) \quad A_{21} = \frac{M}{\tau_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + p\omega_m J \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

v_s : สเปซเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$

i_s : สเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$

λ_r : สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์โรเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$

R_s, R_r : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

L_s, L_r : ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

M : ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

σ : สัมประสิทธิ์การรั่วไหล (Leakage coefficient)

ω_m : ความเร็วโรเตอร์ (Rotor speed)

p : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก (Number of pole pairs)

3. การควบคุมแบบเวกเตอร์

จากสมการ (1) และ (2) แปลงไปอยู่บนแกนหมุน (dq) ปริมาณทั้งหมดจะอยู่ในรูปไฟตรงซึ่งสามารถแสดงการแปลงแกนอ้างอิงสเปซเวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนนิ่งและฟลักซ์โรเตอร์ได้ดังรูปที่ 1 ดังนั้นในขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่น (Field Orientation) $\lambda_{rq} = 0$ (Andrzej M.Trzynadlowski, 2000) และเมื่อกำหนดให้ λ_{rd} มีค่าคงที่ จะได้เป็นดังสมการ (3) ถึง(5)

$$v_{sd} = (R_s + \sigma L_s s) i_{sd} - \sigma L_s \omega_m i_{sq} \quad (3)$$

$$v_{sq} = (R_s + \sigma L_s s) i_{sq} + \omega_m L_s i_{sd} \quad (4)$$

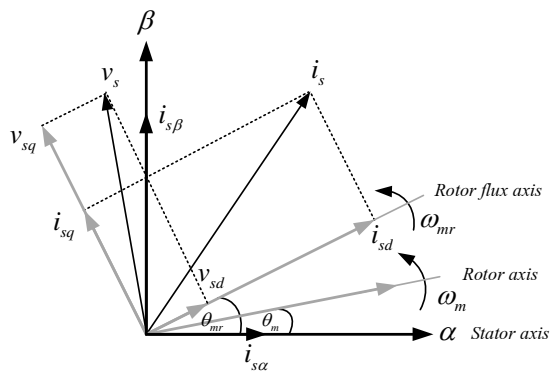
$$\lambda_{rd} = M i_{sd} \quad (5)$$

v_{sd}, v_{sq} : แรงดันสเตเตอร์ที่อยู่บนแกน d และแกน q ตามลำดับ

i_{sd}, i_{sq} : กระแสสเตเตอร์ที่อยู่บนแกน d และแกน q ตามลำดับ

$\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$: ฟลักซ์โรเตอร์ที่อยู่บนแกน d และแกน q ตามลำดับ

ω_{mr} : ความถี่ของฟลักซ์โรเตอร์ (Rotor flux frequency)

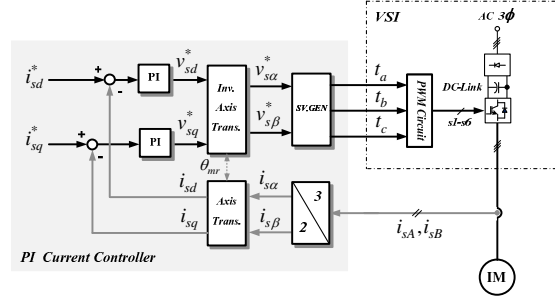


รูปที่ 1 การอ้างอิงสเปซเวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนนิ่งและฟลักซ์โรเตอร์

จากสมการ (6) และ (7) ใช้ตัวควบคุมพีไอเพื่อให้กระแสจริงติดตามกระแสคำสั่งได้อย่างถูกต้องเพื่อควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์และแสดงผังการควบคุมกระแสด้วยพีไอได้ดังรูปที่ 2

$$v_{sd}^* = (k_{cp} + k_{ci}/s)(i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (6)$$

$$v_{sq}^* = (k_{cp} + k_{ci}/s)(i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (7)$$



รูปที่ 2 ผังของระบบควบคุมกระแสด้วยพีไอ

4. โครงสร้างของระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว

จากสมการ (1) และ (2) เราสามารถคำนวณหาค่าฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) และแบบจำลองกระแส (Current model) ได้ดังสมการ (8) และ (9) (Cristian et al, 2000 and Marian P. Kazmierkowski et al,1994)

รูปแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) :

$$\lambda_r = \frac{L_r}{M} \left[\frac{1}{s} (v_s - R_s i_s) - \sigma L_s i_s \right] \quad (8)$$

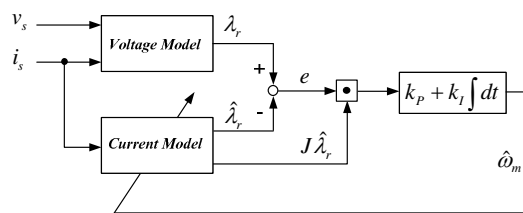
รูปแบบจำลองกระแส (Current model) :

$$\hat{\lambda}_r = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_s + J \frac{p\omega_m}{1 + s\tau_r} \tau_r \hat{\lambda}_r \quad (9)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ใช้ในการปรับความเร็วรอบเป็นดังสมการ (10) จะไปผ่านตัวควบคุมพีไอดังรูปที่ 3 เพื่อประมาณค่าความเร็วดังสมการ (11)

$$\varepsilon_\omega = e^T J \hat{\lambda}_r \quad (10)$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_i/s) \varepsilon_\omega \quad (11)$$



รูปที่ 3 ระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (MRAS)

ดังนั้นสามารถหาค่าความผิดพลาดของฟลักซ์โรเตอร์ได้ดังสมการ(12) และแสดงบล็อกไดอะแกรม

วงรอบปิดซึ่งจะประกอบไปด้วยฟังก์ชันการอินทรีย์ของ
ค่าผิดพลาดฟลักซ์โรเตอร์และตัวควบคุมพีไอได้ดังรูปที่ 4

$$e = \lambda_r - \hat{\lambda}_r = G(s) pJ \hat{\lambda}_r (\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (12)$$

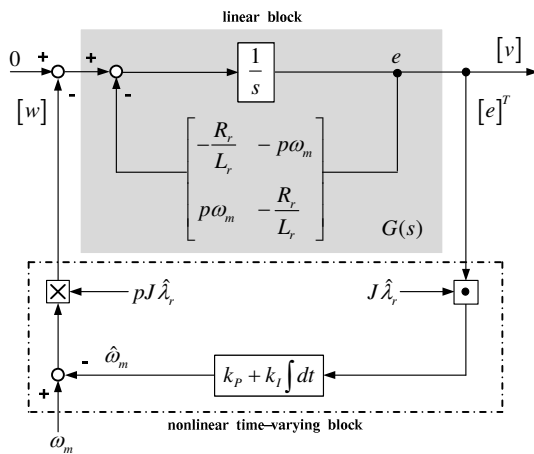
โดยที่

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \\ = [(s+x)I - yJ]^{-1} \quad (13)$$

$$\text{และ } x = \frac{R_r}{L_r}, \quad y = p\omega_m$$

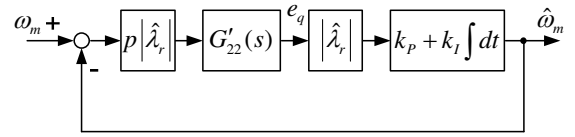
จากรูปที่ 4 แปลงระบบประมาณค่าความเร็วไป
อยู่บนแกนหมุน (dq) ดังนั้นฟังก์ชันการอินทรีย์ $G(s)$
จะถูกแปลงเป็น $G(sI + \omega_{mr}J)$

$$G(sI + \omega_{mr}J) = G'(s) = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (14)$$



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมความผิดพลาดระบบประมาณ
ค่าความเร็วบนแกนนิ่ง

จากสมการ (14) ฟังก์ชันการอินทรีย์ $G'_{22}(s)$
เท่านั้นที่ถูกใช้ประมาณค่าความเร็ว จะได้ระบบวงรอบปิด
ของค่าผิดพลาดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกน
หมุนได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 บล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็ว
บนแกนหมุนในลักษณะสัญญาณเข้าออกทางเดียว
(SISO)

5. การออกแบบระบบควบคุม

5.1 การออกแบบอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็ว

จากรูปที่ 5 พิจารณาในย่านเชิงเส้นสามารถเขียน
ฟังก์ชันการอินทรีย์ $G'_{22}(s)$ ดังสมการ (15)

$$G'_{22}(s) = \frac{(s+x)}{(s+x)^2 + (\omega_{mr} - y)^2} \quad (15)$$

ในขณะมอเตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็วแรงบิดที่
มอเตอร์สร้างขึ้นจะมีค่าคงที่จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์
เพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นเชิงเส้นโดยมีความชัน

$$R = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_L}{J_m} \quad \text{ซึ่งตัวควบคุมพีไอไม่สามารถ}$$

ขจัดค่าความเร็วผิดพลาดของระบบประมาณค่าความเร็ว
ให้มีค่าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นจึงออกแบบโดยพิจารณาถึง
ผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความเร็ว
จริงเป็นฟังก์ชันแรมป์ (Somboon and Surapong, 1997)
และแสดงความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) เทียบกับ
ความเร็วจริง (ω_m) ได้ดังสมการ (16)

$$\frac{\omega_m(s) - \hat{\omega}_m(s)}{\omega_m(s)} = \frac{1}{1 + CG'_{22}(s)(k_p + k_i/s)} \quad (16)$$

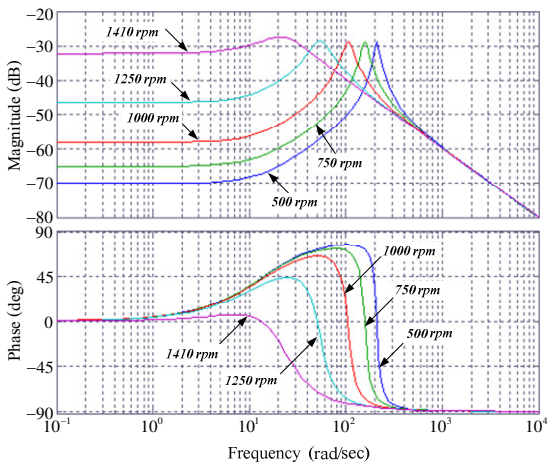
$$\text{เมื่อ } C = p|\hat{\lambda}_r|^2$$

จากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem)
หาค่าผิดพลาด (e_{ss}) ในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วจะได้

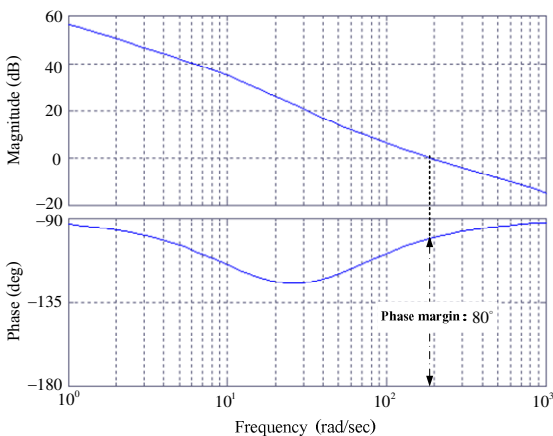
$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \cdot \frac{s}{s + CG'_{22}(s)(sk_p + k_I)} \right] \left[\frac{T_m - T_L}{J_m s^2} \right]$$

$$= \frac{T_m - T_L}{J_m CG'_{22}(s)|_{s=0} \cdot k_I} \quad (17)$$

จากสมการ (17) สังเกตจะเห็นความผิดพลาดของความเร็วลดลงตามค่า k_I ที่เพิ่มขึ้น บทความนี้ได้เลือกค่า $e_{ss} = 5 \text{ rpm}$ ซึ่งน้อยเพียงพอแล้วในขณะไม่มีโหลด ($T_L = 0$) จะได้ $k_I = 30000$ การเลือกค่า k_p จะพิจารณาส่วนเผื่อเฟส (Phase margin) ของระบบประมาณค่าความเร็วโดยเลือกค่าความถี่หักมุม ($\omega_c = k_I/k_p$) จากรูปที่ 6 เลือกความถี่หักมุม $\omega_c = 50 \text{ rad/s}$ (ถ้าเลือกความถี่หักมุมมากกว่าหรือน้อยกว่านี้อาจจะทำให้ระบบแกว่งและเกิดสัญญาณรบกวนมากขึ้นตามลำดับ) จะได้ $k_p = 600$ แสดงแผนภาพโบเดของระบบที่ได้ออกแบบไว้ดังรูปที่ 7 พบว่ามีส่วนเผื่อเฟส 80 องศา ซึ่งมีค่าเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม



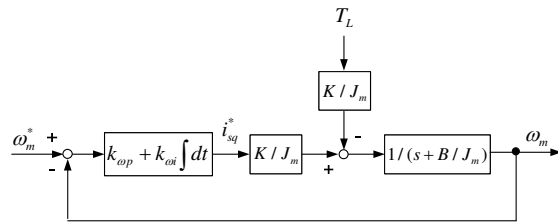
รูปที่ 6 แผนภาพโบเดของ $G'_{22}(s)$ ที่จุดทำงานใดๆ



รูปที่ 7 แผนภาพโบเดของระบบประมาณค่าความเร็วจากการออกแบบ

5.2 การออกแบบอัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว

จากรูปที่ 8 สามารถหาฟังก์ชันการโอนย้าวงรอบเปิดของระบบควบคุมความเร็วได้ดังสมการ (18) โดยแสดงเงื่อนไขอัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่ตัดข้ามมีค่าเท่ากับ 1 และสมการ (19) แสดงค่าความถี่หักมุม (ω_c) ของตัวควบคุมพีไอต้องน้อยกว่าความถี่ตัดข้าม (ω_o) บทความนี้ได้เลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_o = 50 \text{ rad/s}$ ซึ่งใช้งานกันอยู่ทั่วไปในอุตสาหกรรม



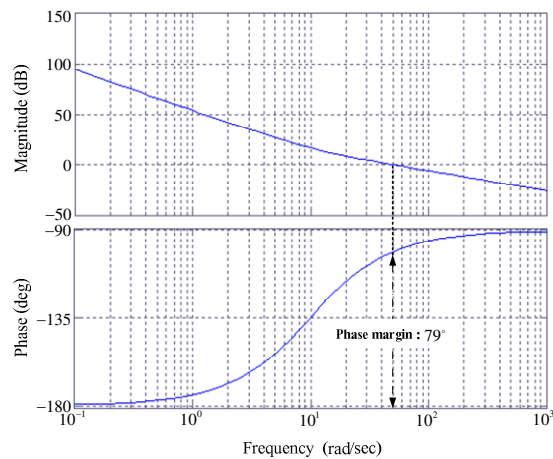
รูปที่ 8 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว

$$\left[\left(k_{op} + \frac{k_{oi}}{s} \right) \frac{K}{J_m s} \right]_{s=j\omega_o} = 1 \quad (18)$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่

$$\omega_c = \frac{k_{oi}}{k_{op}} < \omega_o \quad (19)$$

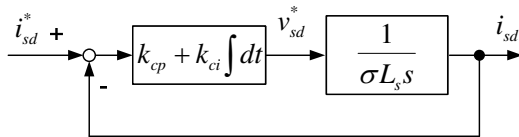
ในการเลือกความถี่หักมุม (ω_c) ต้องมีการเผื่อเฟสให้เพียงพอกับระบบ จึงได้เลือก $\omega_c = k_{oi}/k_{op} = 10 \text{ rad/s}$ แทนค่าพารามิเตอร์จากภาคผนวกจะได้ $k_{op} = 0.6$ และ $k_{oi} = 6$ และแสดงแผนภาพโบเดที่ได้จากการออกแบบไว้ดังรูปที่ 9 ซึ่งมีส่วนเผื่อเฟส 79 องศา



รูปที่ 9 แสดงภาพโบเดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ

5.3 การออกแบบอัตราขยายระบบควบคุมกระแส

จากสมการ (3) และ (4) ได้ละเลยแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตรเตอร์และแรงดันเชื่อมโยงระหว่างแกนซึ่งจะได้บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสที่ใช้ในการออกแบบดังรูปที่ 10 และฟังก์ชันการโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบควบคุมกระแสแสดงดังสมการ (20)

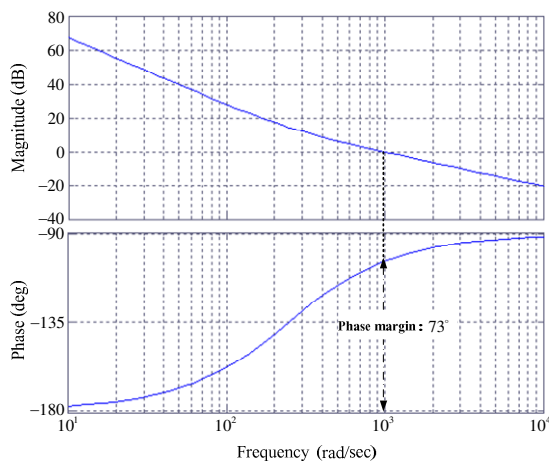


รูปที่ 10 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแส

$$G_C(s) = \frac{1}{\sigma L_s s} \left(k_{cp} + \frac{k_{ci}}{s} \right) \quad (20)$$

$$|G_C(s)|_{s=j\omega_o} = 1 \quad (21)$$

ฟังก์ชันการโอนย้ายของกระแสถือว่าเป็นส่วนในการสร้างสัญญาณ PWM โดยจะกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 ดังสมการ (21) และวงรอบควบคุมกระแสเป็นการควบคุมวงรอบในซึ่งต้องมีการตอบสนองที่เร็วกว่าวงรอบนอก บทความนี้ได้เลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_o = 1000$ rad/s และเลือกความถี่หักมุม $\omega_c = 250$ rad/s แทนค่าพารามิเตอร์จากภาคผนวก จะได้ $k_{cp} = 20$ และ $k_{ci} = 5000$ แสดงแผนภาพโบเดที่ได้จากการออกแบบดังรูปที่ 11 ซึ่งมีสเฟียเฟส 73 องศา



รูปที่ 11 แสดงภาพโบเดของระบบควบคุมกระแสจากการออกแบบ

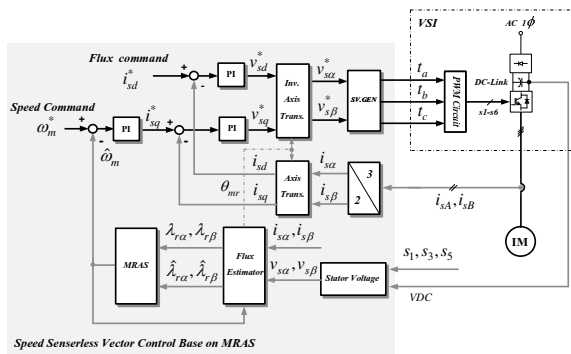
6. ผลการทดสอบ

จากการออกแบบระบบควบคุมข้างต้น บทความนี้ได้ทดสอบระบบจริงกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิดกรงกระรอก โดยใช้โมดูลสวิตช์ IGBT รุ่น PM30CSJ060 ความถี่สวิตช์ 5 kHz แรงดันบัลไฟตรง 310 V โดยควบคุมผ่านชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) รุ่น eZdsp2812 ซึ่งโครงสร้างของระบบแสดงดังรูปที่ 12

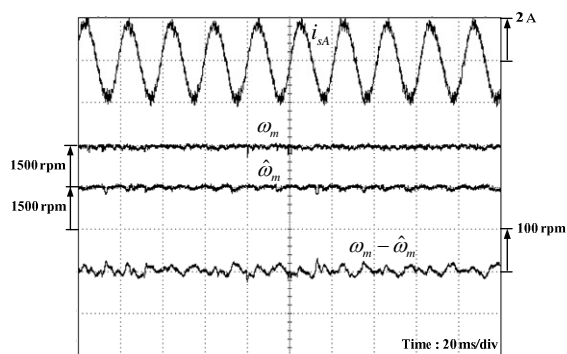
จากรูปที่ 13 ผลการทดสอบที่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง (ω_m^*) 1500 rpm พบว่ามีระลอกความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) เกิดขึ้นเพียงเล็กน้อย รูปที่ 14 และ 15 ได้ทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วซึ่งมีช่วงเวลาขาขึ้น (rise time) เวลา 0.3 วินาที และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว (settling time) ที่เวลา 0.8 วินาที รูปที่ 16 ทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดแบบขั้นทันทีที่ทันใดที่ความเร็ว 1000 rpm ระบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพใช้เวลาในการกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว 0.8 วินาที และรูปที่ 17 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็วพบว่ามอเตอร์ทำงานได้อย่างราบเรียบและใช้เวลากลับทิศความเร็วเพียง 0.8 วินาทีเช่นกัน

7. สรุป

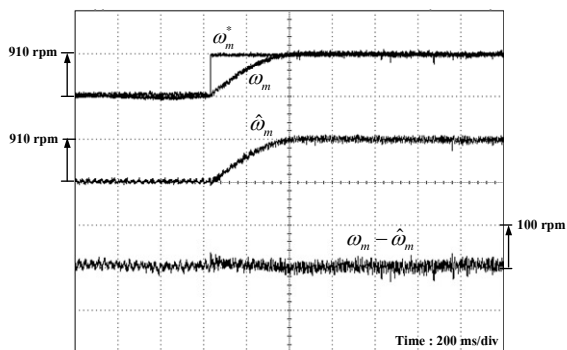
จากการทดสอบระบบจริงของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไรเซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว ผลปรากฏว่าความเร็วจริง (ω_m) และความเร็วประมาณ ($\hat{\omega}_m$) มีค่าใกล้เคียงกันเป็นที่น่าสนใจ ขณะโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดระบบยังสามารถให้ผลการตอบสนองต่อการปรับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้รวดเร็วและไม่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ซึ่งเป็นสิ่งยืนยันได้ว่าระบบควบคุมนั้นได้รับการออกแบบอย่างถูกต้องและสามารถทำงานได้ดีตลอดย่านการทำงาน ดังนั้นการประมาณค่าความเร็วด้วยระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัวโดยวิธีใช้ฟลักซ์โรเตอร์สำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถนำมาใช้ทดแทนอุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้งานในทางปฏิบัติได้



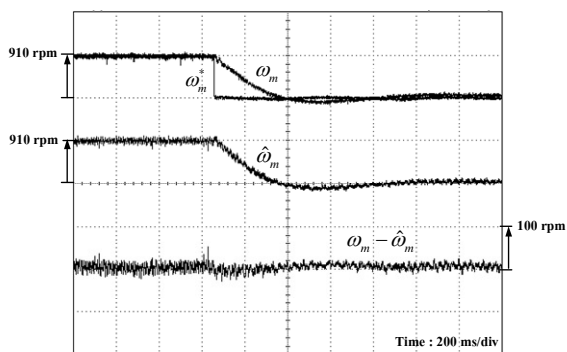
รูปที่ 12 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว



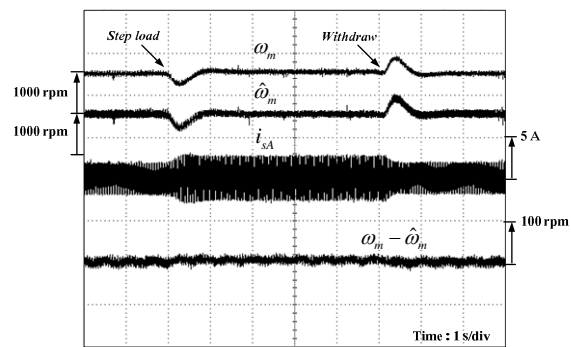
รูปที่ 13 ผลการทดลองของระบบที่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 1500 rpm



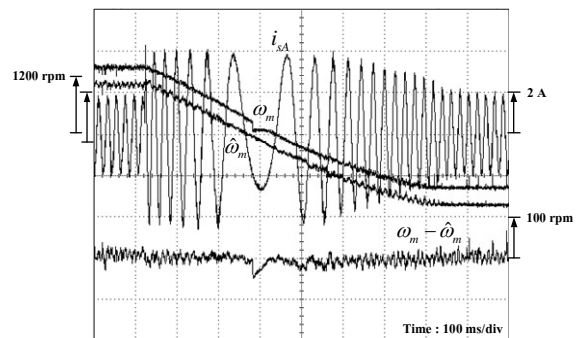
รูปที่ 14 ทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วของมอเตอร์จาก 500 rpm ถึง 1410 rpm



รูปที่ 15 ทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วของมอเตอร์จาก 1410 rpm ถึง 500 rpm



รูปที่ 16 ผลการทดลองขณะป้อนโหลดและปลดโหลดขนาด 2 Nm. อย่างทันทีทันใดที่ความเร็วคำสั่ง 1000 rpm



รูปที่ 17 ทดสอบการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1410 rpm ถึง -1410 rpm

8. เอกสารอ้างอิง

- Andrzej M.Trzynadlowski.(2000). The Field Oriented Principle in Control of Induction Motors, Academic Press.
- Bimal K. Bose. (1986). Power Electronics and AC Drive. Prentice - Hall.
- Bimal K. Bose. (2002). Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice - Hall.
- Colin Schauder. (1989). Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers, Conf.Record of IEEE/IAS Annual Meeting , 493-499.
- Cristian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg. (2000). A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 36, No. 1, 122-130.

Hirokazu Tajima and Yoichi Hori. (1993). Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 29, No. 1, 175-180.

Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frederic Blaabjerg. (1994). Control in Power Electronics, Kluwer Academic Publishers.

Somboon Sangwongwanich and Surapong Suwan-kawin.(1997). A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control, In Proc.PCC , Vol.1, Nagaoka, Japan, 85-90.

9. ภาคผนวก

ก. พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

<i>3HP, 220 / 380V, 8.9 / 5.16A, 1410 rpm, 4 Pole</i>	
$i_{sd} = 1.8 \text{ A}$	$i_{sq} = 3.56 \text{ A}$
$R_s = 3.125 \Omega$	$R_r = 3.115 \Omega$
$L_s = 0.224 \text{ H}$	$L_r = 0.228 \text{ H}$
$M = 0.215 \text{ H}$	$J_m = 0.012 \text{ kg} - m^2$