Engng.J.CMU.[2010] 17 (1),1-8

วารสารวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Engineering Journal
Chiang Mai University

การวิเคราะห์เสถียรภาพระบบประมาณค่าความเร็วของการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

Stability Analysis Estimated Speed System of Sensorless Control for Induction Motor Drive

ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์* และ วิจิตร กิณเรศ**

Nuttapong Muangchan and Vijit Kinnares

*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเชีย

**ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วบนระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว โดยนำความแตกต่างของสถานะฟลักซ์โรเตอร์ที่ได้จากแบบจำลองแรงดันและที่ได้จากแบบจำลองกระแสนำไปปรับเอาต์พุตของค่าประมาณความเร็วรอบโดยผ่านกระบวนการควบคุมแบบพีไอ โดยแนวทางวิเคราะห์เสถียรภาพได้อาศัยการออกแบบอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็ว โดยพิจารณาถึงความเร็วประมาณติดตามความเร็วจริงในช่วงมอเตอร์เปลี่ยนความเร็วรอบ ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของการออกแบบอัตราขยายนี้ได้นำไปทดสอบระบบจริงกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยควบคุมผ่านชุดประมวลผลสัญญาณดิจิตอล ซึ่งจากการทดสอบพบว่าเป็นไปตามแนวคิดที่ได้นำเสนอและให้สมรรถนะการตอบสนองทางพลวัตที่ดี

ABSTRACT

This paper describes the stability analysis of a speed sensorless vector control system based on a 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 stability analysis guidline based on design of the estimate gain considers the estimated speed for a motor speed change. The stability analysis of a gain design to experimental test with a 3-phase induction motor by digital signal processor controller. The experimental results show that the proposed concept can be used for drive applications with satified results and good dynamic performance is demonstrated.

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© by Faculty of Engineering Chiang Mai University All Rights Reserved

1. บทนำ

การควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วเป็นข้อดีของระบบการควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถลดค่าใช้จ่ายในการจัดซื้ออุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็ว อีกทั้งอุปกรณ์ดังกล่าวนี้ยังมีข้อจำกัดบางประการ เช่น ราคาแพง ติดตั้งยากในกรณีที่มีพื้นที่จำกัด การควบคุมแบบไร้เซนเซอร์นี้ มีหลายวิธีด้วยกัน เช่น การคำนวณโดยตรงจากความถี่สลิป[1] การประมาณจากตัวสังเกตแบบเต็มอันดับ[6] การประมาณด้วยระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว[2][5] ซึ่งในแต่ละวิธีการดังที่กล่าวมาจะมีหลักการและวิธีการประมาณที่แตกต่างกันออกไป สิ่งสำคัญคือ

ความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วนั้นๆ จะให้ผลการตอบสนองของระบบโดยรวมที่มีเสถียรภาพอย่างไร ซึ่งจากบทความ [4,5] ได้วิเคราะห์การออกแบบอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็ว โดยอาศัยทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วซึ่งการวิเคราะห์สรุปได้ว่าสามารถใช้อัตราขยายที่มีค่ามากได้ โดยแบนด์วิดธ์ของระบบประมาณค่าความเร็วถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวน แต่ยังไม่ได้แสดงการวิเคราะห์อัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็วว่ามีเสถียรภาพมากน้อยเพียงใด และบทความ [6]ได้นำเสนอการเลือกอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็วเฉพาะบนตัวสังเกตเต็มอันดับ(Full-order observer) เท่านั้นและยังไม่ได้แสดงการวิเคราะห์ความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วให้เห็นอย่างชัดเจน

บทความนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วบนระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว(MRAS) โดยพิจารณาถึงความเร็วจากการประมาณติดตามความเร็วรอบจริงในช่วงมอเตอร์เปลี่ยนความเร็วโดยเงื่อนไขการออกแบบจะถูกกำหนดด้วยค่าความเร็วผิดพลาดและนำไปสู่การหาค่าอัตราขยายแบบอินทิเกรตโดยที่อัตราขยายแบบสัดส่วนจะถูกพิจารณาจากความถี่ของฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งเป็นผลทำให้สามารถเลือกค่าอัตราขยายปรับตัวที่เหมาะสมกับระบบประมาณค่าความเร็วได้ซึ่งการออกแบบจะแสดงได้ในหัวข้อต่อไป

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกโดยการต่อขดลวดแบบสตาร์(Y) ที่อยู่บนแกนนิ่งเป็นดังสมการ (1) และ (2) [3]

$$\frac{di_s}{dt} = A_{11} i_s + A_{12} \lambda_r + B_1 v_s \qquad (1)$$

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

เมื่อ

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

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

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

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

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

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. ระบบประมาณค่าความเร็ว

จากสมการ (1) และ (2) สามารถคำนวณหาค่า ฟลักซ์โรเตอร์ที่ได้จากแบบจำลองแรงดันและที่ได้จากแบบจำลองกระแสได้ดังสมการ (3) และ (4) [2]

แบบจำลองแรงดัน(Voltage Model) :

$$\lambda_r = \frac{L_r}{M} \left[\frac{1}{s} (v_s - R_s i_s) - \sigma L_s i_s \right] \qquad (3)$$

แบบจำลองกระแส(Current Model) :

$$\hat{\lambda}_r = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_s + J \frac{p\omega_m}{1 + s\tau_r} \tau_r \hat{\lambda}_r \qquad (4)$$

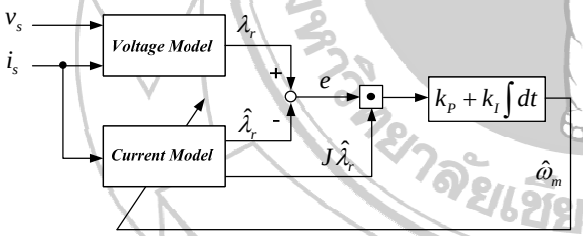
เมื่อ s แทนตัวดำเนินการอนุพันธ์ (d/dt)

ลิขสิทธิ์และวิทยานิพนธ์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© by Faculty of Engineering Chiang Mai University All Rights Reserved

ผลต่างระหว่างฟลักซ์โรเตอร์ทั้งสองจะไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอดังรูปที่ 1 เพื่อประมาณความเร็วดังสมการ (5)

$$\hat{\omega}_m = \left(k_P + k_I/s\right) e^T J \hat{\lambda}_r \qquad (5)$$

เราสามารถหาค่าความผิดพลาดของฟลักซ์โรเตอร์ได้ดังสมการ(6) และแสดงบล็อกไดอะแกรมวงรอบปิดซึ่งจะประกอบไปด้วยฟังก์ชั่นการโอนย้ายของค่าผิดพลาดฟลักซ์โรเตอร์และตัวควบคุมพีไอได้ดังรูปที่ 2



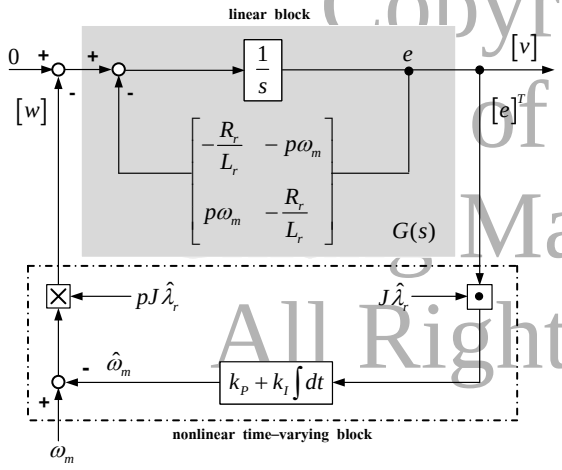
รูปที่ 1 ระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (MRAS)

$$e = \lambda_r - \hat{\lambda}_r = G(s)\, pJ \hat{\lambda}_r \left(\omega_m - \hat{\omega}_m\right) \qquad (6)$$

เมื่อ

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = [(s+x)I - yJ]^{-1} \qquad (7)$$

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



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมความผิดพลาดระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนนิ่ง

จากรูปที่ 2 แปลงระบบประมาณค่าความเร็วไปอยู่บนแกนหมุน ดังนั้นฟังก์ชั่นการโอนย้าย $G(s)$ จะถูกแปลงเป็น $G(sI + \omega_{mr} J)$ ดังสมการ (8) และ (9)

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = G(sI + \omega_{mr} J) \begin{bmatrix} 0 \\ \left|\hat{\lambda}_r\right| \end{bmatrix} p(\omega_m - \hat{\omega}_m) \qquad (8)$$

เมื่อ

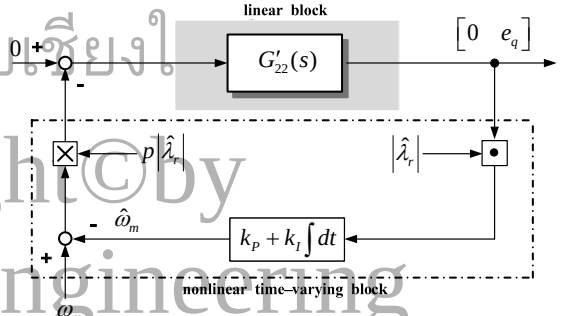
$$G(sI + \omega_{mr} J) = G'(s) = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \qquad (9)$$

และ $\left|\hat{\lambda}_r\right|$ คือขนาดของฟลักซ์โรเตอร์

จากสมการ (9) ฟังก์ชั่นการโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เท่านั้นที่ถูกใช้ประมาณค่าความเร็วจะได้

$$G'_{22}(s) = \frac{s+x}{(s+x)^2 + (\omega_{mr} - y)^2} \qquad (10)$$

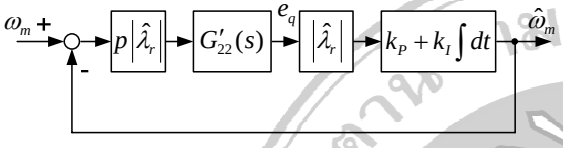
เราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมความผิดพลาดระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนของฟังก์ชั่นการโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมความผิดพลาดระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนที่ใช้ฟังก์ชั่นการโอนย้าย $G'_{22}(s)$

จากรูปที่ 3 ทำการลดรูปและจัดระบบวงรอบปิดค่าผิดพลาดระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนในลักษณะสัญญาณเข้าออกเดี่ยวได้ดังรูปที่ 4

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© by Faculty of Engineering Chiang Mai University
All Rights Reserved



รูปที่ 4 วงรอบปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนในลักษณะสัญญาณเข้าออกเดี่ยว (SISO)

4. การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

ในทางปฏิบัตินั้นการเปลี่ยนแปลงความเร็วจริงของมอเตอร์มีลักษณะเป็นแรมป์อยู่เป็นประจำ ในขณะที่มอเตอร์เปลี่ยนความเร็วนั้นแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น (T_m) จะมีค่าคงที่ทำให้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นเชิงเส้นโดยมีค่าความชันเท่ากับ $R = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_L}{J_m}$ จึงทำให้ตัวควบคุมพีไอของระบบประมาณค่าความเร็วไม่สามารถขจัดค่าความเร็วผิดพลาดให้มีค่าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นจึงทำการออกแบบโดยพิจารณาถึงผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วโดยกำหนดความเร็วจริงมีลักษณะเป็นฟังก์ชั่นแรมป์[6] จากรูปที่ 4 สามารถแสดงฟังก์ชั่นการโอนย้ายระหว่างความเร็วผิดพลาด $(\omega_m - \hat{\omega}_m)$ เทียบกับความเร็วจริง (ω_m) ได้ดังสมการ (11)

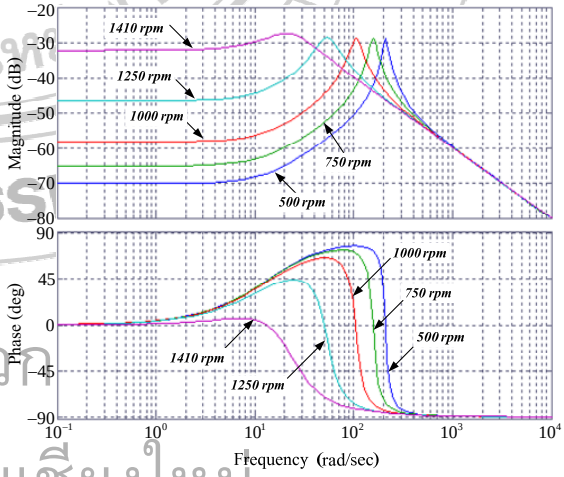
$$\frac{\omega_m(s) - \hat{\omega}_m(s)}{\omega_m(s)} = \frac{1}{1 + CG'_{22}(s)\cdot(k_P + k_I/s)} \quad (11)$$

เมื่อ $C = p|\hat{\lambda}_r|^2$

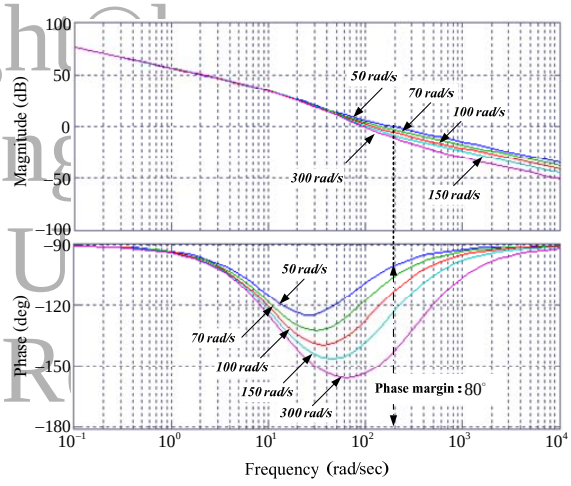
จากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) สามารถหาค่าความเร็วผิดพลาด (e_{ss}) ในขณะเปลี่ยนความเร็วจะได้ดังสมการ (12)

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0}\left[s\cdot\frac{s}{s + CG'_{22}(s)\cdot(sk_P + k_I)}\right]\left[\frac{T_m - T_L}{J_m s^2}\right]$$
$$= \frac{T_m - T_L}{J_m C G'_{22}(s)\big|_{s=0}\cdot k_I} \quad (12)$$

จากสมการ (12) สังเกตจะเห็นว่าค่า k_I มากจะลดค่าความเร็วผิดพลาดได้ บทความนี้ได้เลือกค่า k_I =30000 ในขณะไม่มีโหลด $(T_L = 0)$ และแทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 1 จะได้ค่า $e_{ss} = 5$ rpm ส่วนการเลือกค่า k_P จะพิจารณาส่วนเผื่อเฟส (Phase margin) ของระบบประมาณค่าความเร็วโดยการเลือกค่าความถี่หักมุม จากรูปที่ 5 เลือก $\omega_c = 50$ rad/s จะได้ $k_P = 600$ แสดงแผนภาพโบเดของระบบประมาณค่าความเร็ววงรอบเปิดจากการออกแบบได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งพบว่ามีส่วนเผื่อเฟสอยู่ 80 องศา ซึ่งมากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม



รูปที่ 5 แผนภาพโบเดของ $G'_{22}(s)$ ที่จุดทำงานใดๆ



รูปที่ 6 แผนภาพโบเดของระบบประมาณค่าความเร็วจากการออกแบบ เมื่อ $k_P = 500, k_I = 25000$

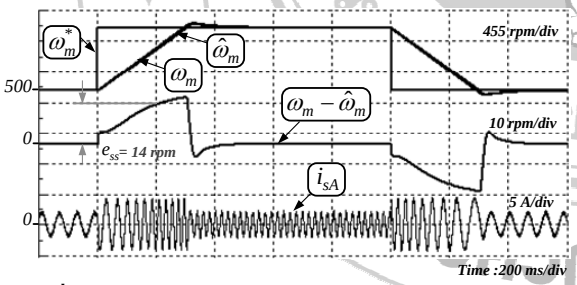
ลิขสิทธิ์มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© Faculty of Engineering Chiang Mai University All Rights Reserved

ตารางที่ 1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

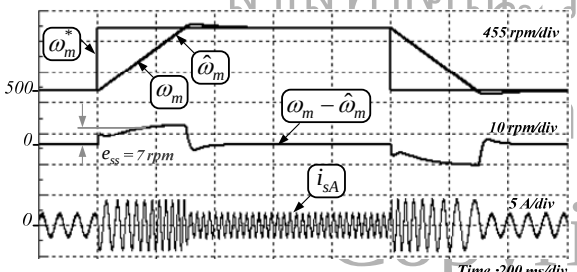
$3HP, 220/380V, 8.9/5.16A, 1410\ rpm, 4\ Pole$	
$i_{sd} = 1.8\ A$	$i_{sq} = 3.56\ A$
$R_s = 3.125\ \Omega$	$R_r = 3.115\ \Omega$
$L_s = 0.224\ H$	$L_r = 0.228\ H$
$M = 0.215\ H$	$J_m = 0.012\ kg - m^2$

ตารางที่ 2 อัตราขยายระบบควบคุมที่ใช้ในการทดสอบ

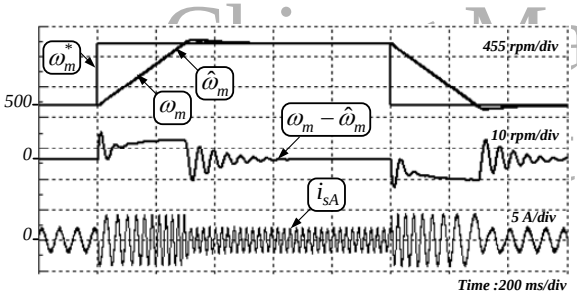
อัตราขยายระบบควบคุมกระแส	$k_{cp} = 20, k_{ci} = 5000$
อัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว	$k_{\omega p} = 0.6, k_{\omega i} = 6$
อัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็ว	$k_P = 600, k_I = 30000$



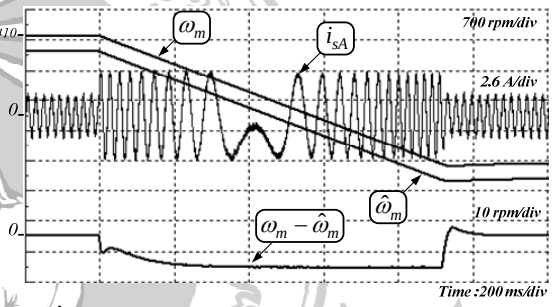
รูปที่ 7 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ เมื่อ $k_P = 600, k_I = 15000$



รูปที่ 8 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ เมื่อ $k_P = 600, k_I = 30000$



รูปที่ 9 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ เมื่อ $k_P = 100, k_I = 30000$



รูปที่ 10 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ เมื่อ $k_P = 600, k_I = 30000$

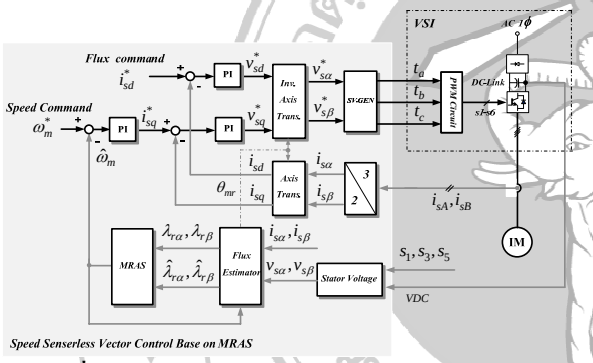
การเลือกค่าความถี่หักมุม(ω_c)ไม่ควรเลือกให้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับความถี่ฟลักซ์โรเตอร์($\omega_{mr} = 295$ rad/s) เพราะว่าจะทำให้ส่วนเผื่อเฟส (Phase magin) ลดลง ส่งผลต่อเสถียรภาพทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วแกว่งในที่สุด ซึ่งแสดงแผนภาพโบเดของระบบประมาณค่าความเร็วที่ค่าความถี่หักมุมใด ๆ ได้ดังรูปที่ 6 ผลจากการจำลองโดยโปรแกรม Matlab/Simulink ในรูปที่ 7 ทดลองเลือกค่า k_I=15000 จะเห็นว่าค่า e_{ss} = 14 rpm แต่เมื่อเพิ่มค่า k_I =30000 (ตามที่ออกแบบ) ดังรูปที่ 8 ค่าของ e_{ss} =7 rpm ซึ่งจะเห็นว่าค่าความเร็วผิดพลาดลงเป็น 2 เท่าของค่า k_I ที่เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า รูปที่ 9 ถ้าเลือก $\omega_c > \omega_{mr}$ จะทำให้ระบบเกิดการแกว่งซึ่งสังเกตได้จาก e_{ss} เกิดการกระเพื่อมเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 8 และจากรูปที่ 10 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็ว ซึ่งมอเตอร์ทำงานได้อย่างราบเรียบที่ค่า $k_P = 600, k_I = 30000$

5. ผลการทดสอบ

เพื่อเป็นยืนยันความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่ได้นำเสนอ บทความนี้จึงได้ทดสอบระบบจริงกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิดกรงกระรอก โดยใช้โมดูลสวิตซ์ IGBT รุ่น PM30CSJ060 ความถี่สวิตซ์ 5 kHz แรงดันบัสไฟตรง 310 V โดยควบคุมผ่านชุดประมวลผลผลสัญญาณดิจิตอล(DSP)รุ่น eZdsp2812 ซึ่งโครงสร้าง

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© by Faculty of Engineering Chiang Mai University All rights reserved

ของระบบทดสอบแสดงได้ดังรูปที่11 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบและอัตราขยายของระบบควบคุมแสดงตามตารางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

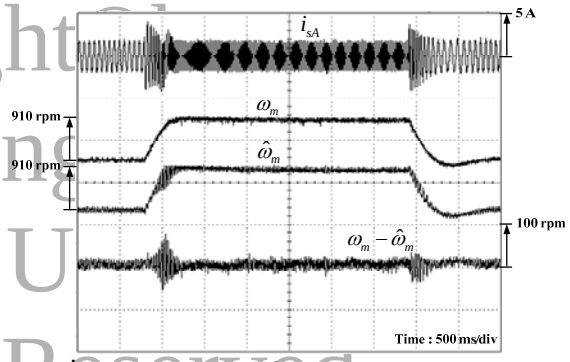


รูปที่ 11 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

เมื่อกำหนดความถี่ $\omega_c > \omega_{mr}$ จะทำให้ระบบแกว่งได้ ในที่นี้ได้ทดลองเลือกค่า $\omega_c = 300$ rad/s ซึ่งจะได้ค่า $k_P = 100$ และนำมาพิจารณาบนแผนภาพโบเดดังรูปที่ 6 จะเห็นว่าส่วนเผื่อเฟสจะเหลืออยู่ประมาณ 15 องศา จากรูปที่ 12 ได้ทำการเลือกค่า k_P ดังที่กล่าวมาสังเกตเห็นได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วเกิดการแกว่ง ความเร็วผิดพลาด($\omega_m - \hat{\omega}_m$) มีค่ามากในขณะที่มอเตอร์เริ่มเปลี่ยนความเร็วและขณะกำลังเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวซึ่งจะเห็นความแตกต่างอย่างชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 13 ซึ่งใช้ค่าความถี่ $\omega_c < \omega_{mr}$ (ω_c =50 rad/s) จากรูปที่ 14 และ 15 เป็นผลการทดสอบของการเปลี่ยนค่า k_I ซึ่งจากรูปที่ 14 ทดสอบในขณะกลับทิศความจาก 1410 ถึง -1410 rpm โดยกำหนด k_I =15000 จะได้ค่า e_{ss} = 40 rpm แต่เมื่อกำหนดค่า k_I =30000 ดังรูปที่ 15 จะได้ค่าของ e_{ss} = 20 rpm (คิดจากค่าเฉลี่ย) จะสังเกตเห็นว่าความเร็วผิดพลาดลดลงเมื่อ k_I มีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นไปตามสมการ (12) จากรูปที่ 16 และ 17 ทดสอบในสภาวะอยู่ตัวและสภาวะการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นตามลำดับ ซึ่งมอเตอร์ทำงานได้อย่างราบเรียบที่ค่า k_P = 600, k_I = 30000

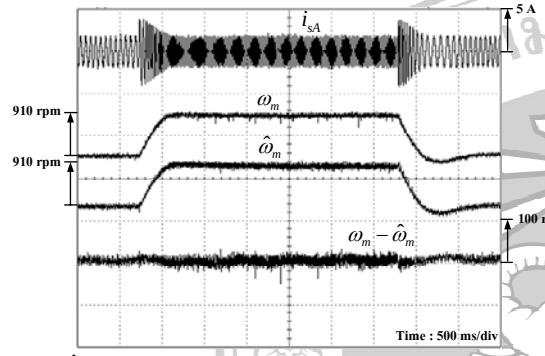
6. บทสรุป

การวิเคราะห์เสถียรภาพของการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ จากการทดสอบกับระบบจริงพบว่าอัตราขยายแบบอินทิเกรตจะเป็นตัวกำหนดค่าความเร็วผิดพลาดของระบบประมาณค่าความเร็วซึ่งมีแนวโน้มเป็นไปตามสมการ(13) และอัตราขยายแบบสัดส่วนจะเป็นตัวกำหนดขนาดของสัญญาณรบกวนและความมีเสถียรภาพของระบบ การเลือกค่าความถี่หักมุมจึงเป็นสิ่งสำคัญเนื่องจากเป็นตัวกำหนดอัตราขยายแบบสัดส่วนเพื่อไม่ให้ส่วนเผื่อเฟสของระบบประมาณค่าความเร็วมีค่าน้อยเกินไปซึ่งจะเป็นผลทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วแกว่งในที่สุด นั่นคือต้องเลือก $\omega_c < \omega_{mr}$ แต่การเลือก ω_c น้อยเกินไปจะทำให้อัตราขยายแบบสัดส่วนมีค่ามากส่งผลต่อการขยายสัญญาณรบกวนในทางปฏิบัติได้ ซึ่งจากแผนภาพโบเดรูปที่ 5 จึงควรเลือกความถี่หักมุมอยู่ในช่วง $50 \le \omega_c <$ 295 rad/s ซึ่งจากการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วทำให้สามารถเลือกค่าอัตราขยายปรับตัวได้อย่างอิสระต่อกันและทำให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติได้จริง

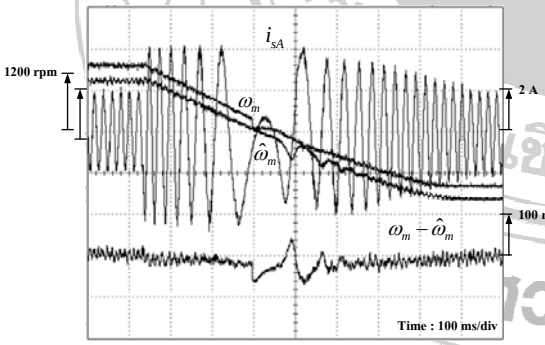


รูปที่ 12 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อ $\omega_c > \omega_{mr}$ (k_P = 100, k_I = 30000)

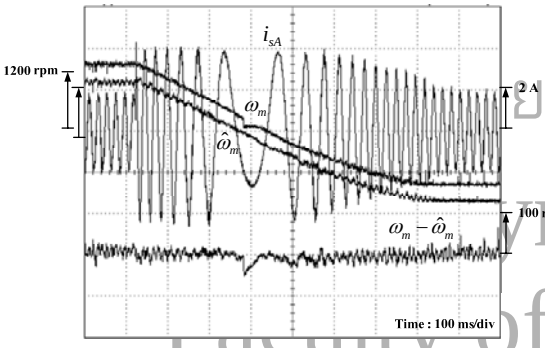
ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright© by Faculty of Engineering Chiang Mai University All Rights Reserved



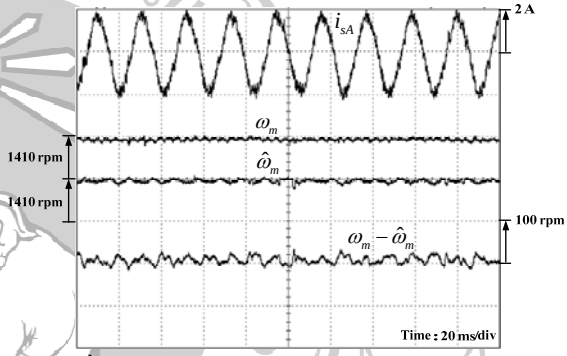
รูปที่ 13 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อ $k_P = 600, k_I = 30000$



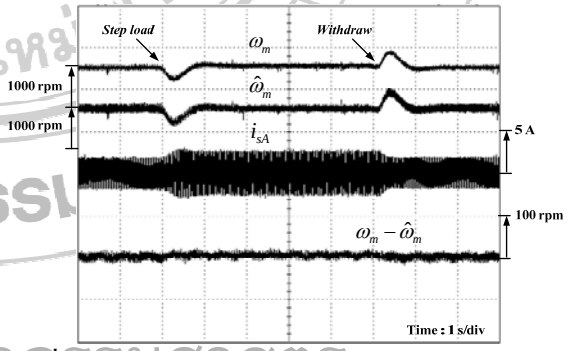
รูปที่ 14 ทดสอบการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1430 ถึง -1430 rpm เมื่อ $k_P = 600, k_I = 15000$



รูปที่ 15 ทดสอบการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1430 ถึง -1430 rpm เมื่อ $k_P = 600, k_I = 30000$



รูปที่ 16 ผลการทดสอบของระบบที่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 1410 rpm



รูปที่ 17 ผลการทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดขนาด 2 Nm. อย่างทันทีทันใดที่ความเร็วคำสั่ง 1000 rpm

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright©by
Faculty of Engineering
Chiang Mai University
All Rights Reserved

เอกสารอ้างอิง

[1] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice - Hall, 2002.
[2] C. Lascu et al. “A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 36, No. 1, 2000, pp. 122-130.
[3] H. Tajima and Y. Hori, “Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 29, No. 1, 1993, pp. 175-180.
[4] 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.
[5] F.Z. Peng and T. Fukao, “Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 5, 1994, pp. 1234–1240.

[6] S.Sangwongwanich and S.Suwankawin , “A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control” ,In Proc.PCC , Vol.1, Nagaoka, Japan, 1997 ,pp. 85-90.

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright©by
Faculty of Engineering
Chiang Mai University
All Rights Reserved