



การประมาณค่าความเร็วสำหรับควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ สองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

A speed estimation of sensorless control for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives

ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์*

Nuttapong Muangchan*

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสต์เทิร์นเอเชีย จังหวัดปทุมธานี 12110

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Eastern Asia University, Pathum Thani 12110, Thailand.

Received May 2014

Accepted September 2014

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแนวคิดของการประมาณค่าความเร็วสำหรับควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรโดยใช้ระบบตัวสังเกตแบบปรับตัว ซึ่งพิจารณาการประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์เพื่อความสะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้ และได้เสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วในขณะมอเตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็ว ผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองของกระแสแรงบิด และความเร็วที่สภาวะเงื่อนไขต่างๆ มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

คำสำคัญ : มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส การประมาณค่าความเร็ว ระบบตัวสังเกตแบบปรับตัว

Abstract

This paper presents the concept of a speed estimation of sensorless control for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive, by using the adaptive observer system. The motor speed is estimated on the rotor-flux reference frame to simplicity for application. The design guideline of the gain of speed estimate system for a motor has speed change. The experimental results for all test conditions show that the responses of current, torque and speed are stable for the entire operating region.

Keywords : Two-phase induction motor, Speed estimation, Adaptive observer system

1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิด Capacitor-run เพื่อใช้ในงานควบคุมความเร็วเนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดนี้ จะเกิดปัญหา

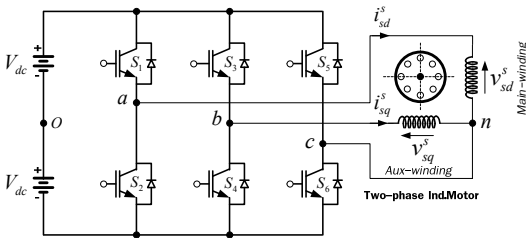
การควบคุมความเร็วในย่านความเร็วต่ำ คือ มอเตอร์จะร้อนขึ้น แรงบิดลดลงและเกิดการกระเพื่อมสูง [1] ทำได้ด้วยการถอดตัวเก็บประจุที่ขดลวดช่วยออก แล้วประยุกต์ต่อวงจรให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM) จ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองให้มีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง [2] ดังรูปที่ 1

* Corresponding author. Tel.: +66-2577-1028 Ext. 451

Email address: nuttapong@eau.ac.th* (Muangchan, N.)

doi: 10.14456/kkuengj.2015.22

การควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ จำเป็นต้องใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว แต่อุปกรณ์ดังกล่าวมีราคาแพงและติดตั้งยากในกรณีที่มีพื้นที่จำกัดจากบทความ [3-4] ได้นำเสนอการควบคุมเวกเตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการประมาณค่าความเร็วจากความถี่สลิปและความถี่โรเตอร์แทนการติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็ว แต่วิธีดังกล่าวมีปัญหาเกี่ยวกับการใช้ตัวอินทิเกรตหา สเตเตอร์ฟลักซ์หรือโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้นบทความนี้จะนำเสนอระบบตัวสังเกตแบบปรับตัวเพื่อแก้ปัญหานี้ โดยพิจารณาประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์เพื่อง่ายต่อการนำไปใช้ ดังที่จะได้กล่าวต่อไป



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM)

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรโดยอ้างอิงบนแกนสเตเตอร์ (d^s-q^s) เป็นดังสมการ (1) และ (2) [5]

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

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

ตัวแปรดังกล่าวมีความหมายดังนี้

$$A_{11} = -\frac{1}{\sigma_{dq}L_{sdq}} \left(R_{sdq} + \frac{R_{rdq}M_{dq}^2}{L_{rdq}^2} \right) \cdot I$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma_{dq}L_{sdq}} \cdot I$$

$$A_{12} = \frac{R_{rdq}}{L_{rdq}\epsilon_{dq}} \cdot I - \frac{p\omega_m}{\epsilon_{dq}} \cdot J \cdot N$$

$$A_{21} = \frac{M_{dq}R_{rdq}}{L_{rdq}} \cdot I \quad A_{22} = -\epsilon_{dq} \cdot A_{12}$$

$$\sigma_{dq} = 1 - \frac{M_{dq}^2}{L_{sdq}L_{rdq}} \quad \epsilon_{dq} = \frac{\sigma_{dq}L_{sdq}L_{rdq}}{M_{dq}}$$

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

v_s^s : แรงดันสเตเตอร์บนแกนสเตเตอร์

i_s^s : กระแสสเตเตอร์บนแกนสเตเตอร์

λ_r^s : ฟลักซ์โรเตอร์บนแกนสเตเตอร์

เมื่อ $v_s^s = [v_{sd}^s \ v_{sq}^s]^T$, $i_s^s = [i_{sd}^s \ i_{sq}^s]^T$ และ

$$\lambda_r^s = [\lambda_{rd}^s \ \lambda_{rq}^s]^T$$

R_{sdq}, R_{rdq} : ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกน d และ q ตามลำดับ

L_{sdq}, L_{rdq} : ความเหนี่ยวนำขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกน d และ q ตามลำดับ

M_{dq} : ความเหนี่ยวนำร่วมบนแกน d และ q

σ_{dq} : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลบนแกน d และ q

ω_m : ความเร็วโรเตอร์

p : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก

n : อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด

โดยที่แรงบิดของมอเตอร์เป็นดังสมการ (3)

$$T_m = \frac{p}{L_{rd}} (M_q i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - M_d i_{sd}^s \lambda_{rq}^s) \quad (3)$$

3. ระบบตัวสังเกตแบบปรับตัว

เนื่องจากระบบตัวสังเกตแบบปรับตัวจะกระทำอยู่บนแกนสเตเตอร์โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบควบคุมแรงดัน (voltage-source controlled) ดังนั้นจากสมการ (1) และ (2) ทำการปรับปรุงแล้วจะได้เป็นดังสมการ (4) และ (5)

$$\frac{d\hat{i}_s^s}{dt} = A_{11}\hat{i}_s^s + \hat{A}_{12}\hat{\lambda}_r^s + B_1v_s^s - H_1'(\hat{i}_s^s - i_s^s) \quad (4)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}_r^s}{dt} = A_{21}\hat{i}_s^s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r^s - H_2'(\hat{i}_s^s - i_s^s) \quad (5)$$

สัญลักษณ์ $\wedge$ หมายถึงค่าที่ได้จากการประมาณ ส่วนตัวแปร H_1' และ H_2' เป็นอัตราขยายป้อนกลับเพื่อชดเชยระบบให้มีเสถียรภาพมากขึ้นซึ่งจะได้เป็นสมการ (6)

$$H_1' = \begin{bmatrix} h_1' & -h_2'' \\ h_2' & h_1'' \end{bmatrix}, H_2' = \begin{bmatrix} h_3' & -h_4'' \\ h_4' & h_3'' \end{bmatrix} \quad (6)$$

ในการประมาณค่าความเร็วได้ใช้สมการ (7) ดังนี้

$$\hat{\omega}_m = (k_p + \int k_i dt)[(pJ\hat{\lambda}_r^s)^T(\hat{i}_s^s - i_s^s)] \quad (7)$$

จากสมการ (4) และ (5) หาค่าผิดพลาดกระแสจะได้

$$(\hat{i}_s^s - i_s^s) = G(s)pJ\hat{\lambda}_r^s(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (8)$$

โดยที่

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{S}{\varepsilon_{dq}} \left[s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ \right]^{-1} \quad (9)$$

ซึ่งตัวแปร $mI + nJ = \begin{bmatrix} m_d & -n_q \\ n_d & m_q \end{bmatrix}$ จะได้เป็นดังนี้

$$m_d = \left[\frac{R_{rd}}{L_{rd}} \left(h_1' + \frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{h_3'}{\varepsilon_d} \right) + p\omega_m \left(h_2' + \frac{h_4'}{\varepsilon_d} \right) \right]$$

$$m_q = \left[\frac{R_{rq}}{L_{rq}} \left(h_1'' + \frac{R_{sq}}{\sigma_q L_{sq}} + \frac{h_3''}{\varepsilon_q} \right) + p\omega_m \left(h_2'' + \frac{h_4''}{\varepsilon_q} \right) \right]$$

$$n_d = \left[\frac{R_{rq}}{L_{rq}} \left(h_2' + \frac{h_4'}{\varepsilon_d} \right) - p\omega_m \left(h_1' + \frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{h_3'}{\varepsilon_d} \right) \right]$$

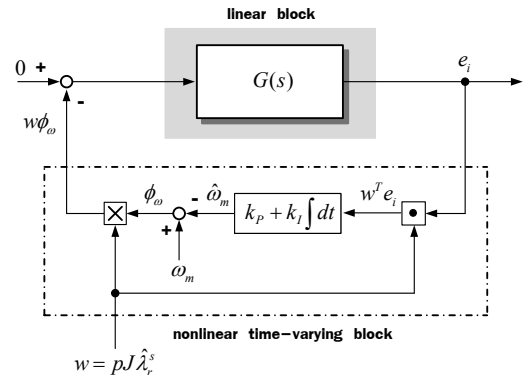
$$n_q = \left[\frac{R_{rd}}{L_{rd}} \left(h_2'' + \frac{h_4''}{\varepsilon_q} \right) - p\omega_m \left(h_1'' + \frac{R_{sq}}{\sigma_q L_{sq}} + \frac{h_3''}{\varepsilon_q} \right) \right]$$

และตัวแปร $xI + yJ = \begin{bmatrix} x_d & -y_q \\ y_d & x_q \end{bmatrix}$ จะได้เป็นดังนี้

$$x_d = h_1' + \frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{R_{rd}}{\sigma_d L_{rd}}, y_d = h_2' - p\omega_m$$

$$x_q = h_1'' + \frac{R_{sq}}{\sigma_q L_{sq}} + \frac{R_{rq}}{\sigma_q L_{rq}}, y_q = h_2'' - p\omega_m$$

จากสมการ (8) ค่าผิดพลาดความเร็วจะสะท้อนไปยังค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ และค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์นำไปใช้ในการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (7) แสดงบล็อกไดอะแกรมวงรอบปิดซึ่งจะประกอบไปด้วยฟังก์ชันโอนย้ายของค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์พร้อมกับตัวควบคุมแบบ PI ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดระบบ ประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

4. ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิง โรเตอร์ฟลักซ์

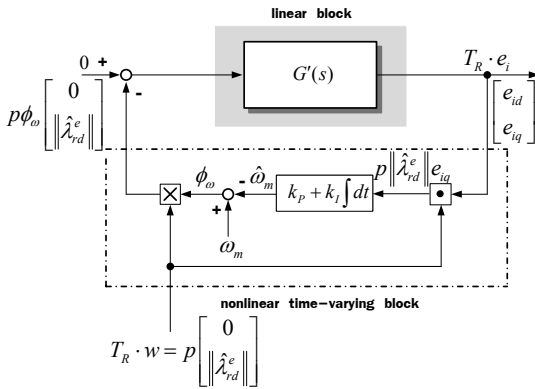
การวิเคราะห์ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์นั้นค่อนข้างยุ่งยาก เนื่องจากมีสัญญาณเข้าออกหลายสัญญาณ ดังนั้นจึงแปลงระบบประมาณค่าความเร็วจากแกนอ้างอิงสเตเตอร์ไปอยู่บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ดังรูปที่ 3 โดยฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ จะถูกแปลงเป็น $G'(s)$ โดยใช้สมการ (10)

$$T_R = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \quad (10)$$

เมื่อ θ_{mr} คือมุมโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้น ω_{mr} จึงเป็นความเร็วโรเตอร์ฟลักซ์ จากรูปที่ 3 สมการผิดพลาดกระแสบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p\|\hat{\lambda}_{rd}^e\| \end{bmatrix} p(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (11)$$

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



รูปที่ 3 ระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดระบบ ประเมินค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

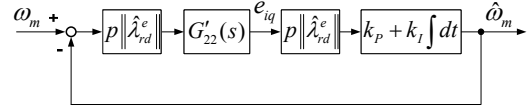
จากสมการ (11) เนื่องจากสัญญาณขาเข้า $G'(s)$ มีเฉพาะองค์ประกอบในแกน q เท่านั้น คือ $G'_{12}(s)$ และ $G'_{22}(s)$ และผลคูณสเกลาร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์จะได้ตามสมการ (12)

$$\hat{\omega}_m = (k_p + \int k_i dt) \cdot p\|\hat{\lambda}_{rd}^e\| e_{iq} \quad (12)$$

ดังนั้นจากสมการ (12) วงรอบป้อนกลับของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเกิดจากสัญญาณในแกน q คือ $G'_{22}(s)$ เท่านั้นที่ตอบสนองสัญญาณขาเข้าและถูกใช้ประมาณค่าความเร็วซึ่งจะได้เป็นดังสมการ (13)

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + x_d s^2 + (\omega_{mr}^2 + m_d)s + \omega_{mr}^2 x_d + \omega_{mr} n_d}{\varepsilon_q \left[(s^2 - \omega_{mr}^2 + s x_d - \omega_{mr} y_d + m_q)(s^2 - \omega_{mr}^2 + s x_q - \omega_{mr} y_q + m_q) + ((2\omega_{mr} + y_d)s + \omega_{mr} x_d + n_d)((2\omega_{mr} + y_q)s + \omega_{mr} x_q + n_q) \right]} \quad (13)$$

สามารถจัดระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดได้ใหม่ในลักษณะของสัญญาณเข้าออกทางเดียวได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 ระบบประมาณค่าความเร็วในลักษณะ สัญญาณเข้าออกทางเดียว (SISO)

5. การประมาณค่าความเร็ว

ในทางปฏิบัติการเปลี่ยนแปลงความเร็วจริงของมอเตอร์มีลักษณะเป็นแรมปอยู่เสมอ ขณะที่มอเตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็ว นั้น แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น (T_m) จะมีค่าคงที่ โดยจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นเชิงเส้นมีค่าความชันเท่ากับ $R = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_L}{J_m}$

ตัวควบคุมแบบ PI ของระบบประมาณค่าความเร็วไม่สามารถขจัดค่าความเร็วผิดพลาดให้มีค่าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นจึงออกแบบโดยพิจารณาถึงผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความเร็วจริงเป็นฟังก์ชันแรมป์ [6] จากรูปที่ 4 แสดงฟังก์ชันอินทรีย์ระหว่างความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) เทียบกับความเร็วจริง (ω_m) ได้ดังสมการ (14)

$$\frac{\omega_m(s) - \hat{\omega}_m(s)}{\omega_m(s)} = \frac{1}{1 + CG'_{22}(s) \cdot (k_p + k_i/s)} \quad (14)$$

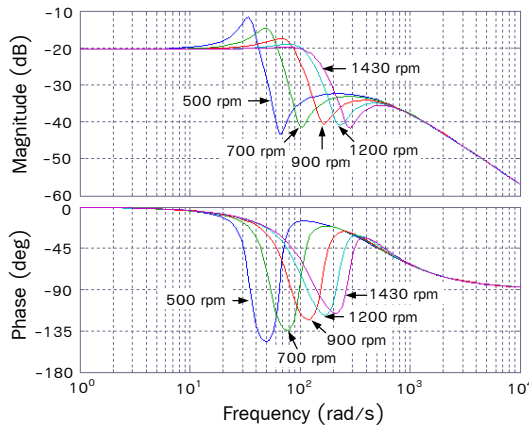
$$\text{เมื่อ } C = (p\|\hat{\lambda}_r\|)^2$$

จากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) หาค่าความเร็วผิดพลาด (e_{ss}) ในขณะที่เปลี่ยนแปลงความเร็วจะได้ดังสมการ (15)

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \cdot \frac{s}{s + CG'_{22}(s) \cdot (sk_p + k_I)} \right] \left[\frac{T_m - T_L}{J_m s^2} \right] \quad (15)$$

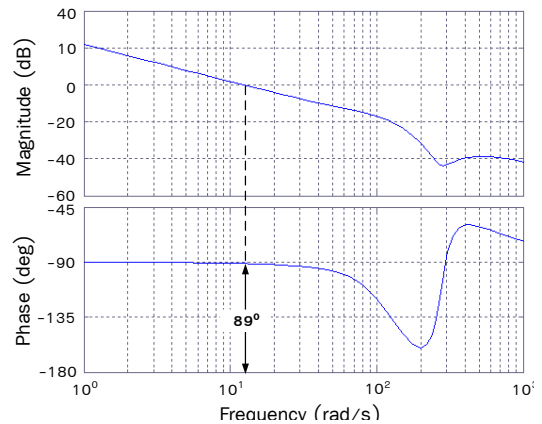
$$= \frac{T_m - T_L}{J_m CG'_{22}(s)|_{s=0} \cdot k_I}$$

จากสมการ (15) ค่า k_I มากจะลดค่าความผิดพลาดของความเร็วได้ บทความนี้ได้กำหนดอัตราขยายป้อนกลับ $H'_1 = H'_2 = 0$ และเลือกค่า $e_{ss} = 2 \text{ rpm}$ แทนค่าพารามิเตอร์แล้วจะได้ $k_I = 61900$ ในขณะที่ไม่มีโหลด ($T_L = 0$) สำหรับการเลือกค่า k_p จะพิจารณาเลือกความถี่หักมุม ($\omega_c = k_I/k_p$) ได้จากรูปที่ 5



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

จากรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่ามุมเฟสของฟังก์ชันโอน ย้าย $G'_{22}(s)$ มีค่าเข้าใกล้ -180 องศา ที่ความถี่ของสัญญาณ ω ซึ่งมีค่าเกือบเท่ากับความถี่ของจุดทำงาน $\omega_{mr} \cong 300 \text{ rad/s}$ (1430 rpm) ถ้าออกแบบให้ความถี่ $\omega_c > \omega_{mr}$ จะทำให้ช่วงเผื่อเฟส (phase margin) ลดลง ส่งผลให้ระบบประมาณค่าความเร็วแกว่งได้ แต่ถ้าเลือกความถี่ ω_c น้อยเกินไปจะทำให้ k_p มีค่ามากและเกิดการขยายสัญญาณรบกวนได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นบทความนี้เลือก $\omega_c = 200 \text{ rad/s}$ จะได้ $k_p = 310$ แสดงแผนภาพโบดของระบบประมาณค่าความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ออกแบบไว้ ดังรูปที่ 6 พบว่ามีส่วนเผื่อเฟส 89 องศา ซึ่งมีค่ามากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพระบบควบคุม

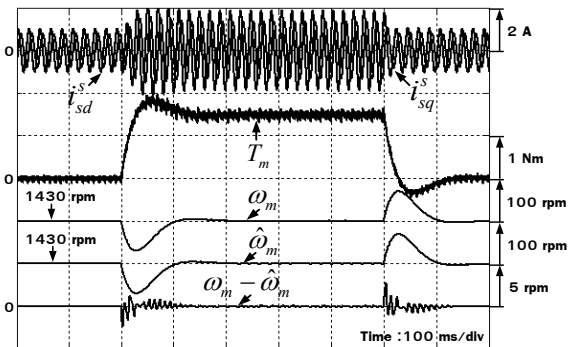


รูปที่ 6 แผนภาพโบดของระบบประมาณค่าความเร็วจากการออกแบบ ($k_p = 310, k_I = 61900$ ในขณะไม่มีโหลด)

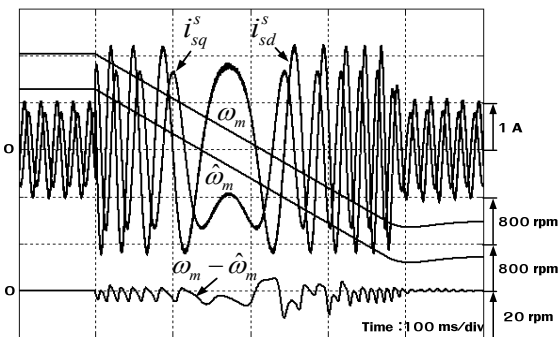
6. ผลการทดสอบ

เพื่อยืนยันความถูกต้องของการประมาณค่าความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนาสองเฟส บทความนี้ได้ทดสอบกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ใช้แรงดันบัลล์ไฟตรง 310 V ความถี่สวิตชิง 10 kHz และจำลองระบบไว้ดังรูปที่ 7 ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบไม่คิดขณะอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 8 และ 9 ทดสอบขณะมอเตอร์เริ่มทำงานจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 150 rpm และที่ความเร็วพิกัด 1430 rpm ซึ่งมอเตอร์ทำงานได้อย่างถูกต้อง ความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) เกิดขึ้นขณะเริ่มทำงานโดยมีกระแสขณะเริ่มทำงานเท่ากับ 2.2 A และกระแสขณะอยู่ตัวเท่ากับ 1 A รูปที่ 10 และ 11 ทดสอบมอเตอร์ในขณะเพิ่มและลดความเร็วมีช่วงเวลาขาขึ้น 150 ms และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 200 ms ความเร็วจริง (ω_m) และความเร็วประมาณ ($\hat{\omega}_m$) เปลี่ยนแปลงในลักษณะแรมป์ โดยความเร็วผิดพลาดมีค่าใกล้เคียงกับการออกแบบ (คิดจากค่าเฉลี่ย) รูปที่ 12 และ 13 ทดสอบมอเตอร์ขณะป้อนโหลดและปลดโหลดชนิดขึ้นแบบทันทีทันใดขนาด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 150 rpm และ 1430 rpm ตามลำดับ ระบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพและตอบสนองได้ดี ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว 200 ms และรูปที่ 14 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็ว ซึ่งมอเตอร์ทำงานได้อย่างราบเรียบและใช้เวลากลับทิศความเร็วเพียง 400 ms



รูปที่ 13 ทดสอบมอเตอร์ขณะป้อนและปลดโหลดแบบทันทีที่ทันไดขนาด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 1430 rpm



รูปที่ 14 ทดสอบมอเตอร์ขณะกลับทิศความเร็วจาก 1430 rpm ถึง -1430 rpm

7. สรุป

จากการทดสอบการประมาณค่าความเร็วโดยใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส พบว่าความเร็วจริง (ω_m) และความเร็วประมาณ ($\hat{\omega}_m$) มีค่าใกล้เคียงกันและให้ผลการตอบสนองที่ดีและมีเสถียรภาพทั้งความเร็วต่ำและความเร็วพิกัด ในขณะที่เพิ่มและลดความเร็วมีการตอบสนองความเร็วแบบแรมป์ซึ่งมีความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ส่วนด้านการป้อนโหลดแบบทันทีทันใดระบบยังให้การตอบสนองต่อการปรับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้รวดเร็วและไม่ทำให้ระบบโดยรวมขาดเสถียรภาพซึ่งอัตราขยายระบบประมาณค่าความเร็วสามารถทำงานได้ดีตลอดย่านการทำงาน จากการทดสอบที่สภาวะการทำงานต่างๆ พบว่าความเร็วผิดพลาดจะเกิดขึ้นในขณะมอเตอร์

เปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงาน ซึ่งจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับการออกแบบดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเป็นที่ยืนยันได้ว่าการประมาณค่าความเร็วโดยใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวนี้ สามารถนำมาใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสในทางปฏิบัติได้

8. เอกสารอ้างอิง

- [1] Blaabjerg F, Lugeanu F, Skaug K, Tonnes M. Two-phase induction motor drives. IEEE Ind Appl Mag 2004;10(4):24-32.
- [2] Correa MBR, Jacobina CB, Lima AMN, da Silva ERC. A three-Leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems. IEEE Trans on Ind Electron 2002;17(4): 517-23.
- [3] Jemli M, Ben Azza M, Boussak M, Gossa M. Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive. IEEE Trans on Pow Electron 2009;24(6) :1618 - 27.
- [4] Vaez-Zadeh S, Reicy SH. Sensorless vector control of single-phase induction motor drives. Proceedings of the Eighth International Conference Electrical Machines and Systems ; 2005 September 29; Nanjing, China. p.1838 - 42.
- [5] Muangchan N. A vector control system for two-phase induction motor drives. Kku Eng J 2012;39(4):339-45. (In Thai).
- [6] Suwankawin S, Sangwongwanich S. Stability analysis and design guidelines for a speed - sensorless induction motor drive. Proceedings of the Power Conversion Conference - Nagaoka; 1997 August 3-6; Nagaoka, Japan. p. 583-8.

9. ภาคผนวก

ก. กระแสควบคุมและอัตราขยาย

กระแสควบคุม	$i_{sd}^* = 1 \text{ A}, i_{sq}^* = 1.9 \text{ A}$
ระบบควบคุมกระแส d	$k_{p,d} = 343, k_{i,d} = 85000$
ระบบควบคุมกระแส q	$k_{p,q} = 373, k_{i,q} = 93400$
ระบบควบคุมความเร็ว	$k_{p,w} = 0.13, k_{i,w} = 3.8$
ระบบประมาณค่าความเร็ว	$k_p = 310, k_I = 61900$

ข. พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

1/4 HP, 220V, 4.3A, 1430 rpm, 50Hz, 4 Pole

$R_{sd} = 4.3 \Omega$	$R_{sq} = 23.5 \Omega$
$R_{rd} = 5.91 \Omega$	$R_{rq} = 9.98 \Omega$
$L_{sd} = 0.421 \text{ H}$	$L_{sq} = 0.711 \text{ H}$
$L_{rd} = 0.421 \text{ H}$	$L_{rq} = 0.711 \text{ H}$
$M_d = 0.4 \text{ H}$	$M_q = 0.677 \text{ H}$
$J_m = 0.0024 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$n = 1.3$