

การวิเคราะห์เสถียรภาพอัตราขยายป้อนกลับของระบบ ประมาณค่าความเร็วขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

A Stability Analysis Feedback Gain Of Speed Estimate System For Two-Phase Induction Motor Drives

ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพอัตราขยายป้อนกลับระบบประมาณค่าความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยอาศัยการพิจารณาระบบประมาณค่าความเร็วบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์เพื่ออำนวยความสะดวกนำไปใช้งาน ในการวิเคราะห์เสถียรภาพอัตราขยายป้อนกลับได้ใช้ routh-like scheme เป็นตัวกำหนดการเลือกอัตราขยายป้อนกลับ เพื่อให้มั่นใจว่าอัตราขยายป้อนกลับมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานและเหมาะสมกับการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ ผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอัตราขยายป้อนกลับให้ผลการตอบสนองทางพลวัตที่ดีและมีเสถียรภาพ

คำสำคัญ : มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส, อัตราขยายป้อนกลับ, ระบบประมาณค่าความเร็ว, กรอบอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

Abstract

This paper presents a stability analysis of feedback gain of speed estimate system for two-phase induction motor drives. The speed estimate system which considers based on the rotor-flux reference frame in order to be easy the implementation. The stability analysis of feedback gain uses the routh-like scheme which is defined for selection a feedback gain, to ensure that the feedback gain has stability over the entire operating range and be appropriate the practical. The experimental results show that the feedback gain has the good dynamic response and stability.

Keywords : Two-phase induction motor, Feedback gain, Routh-like scheme, Rotor-flux reference frame

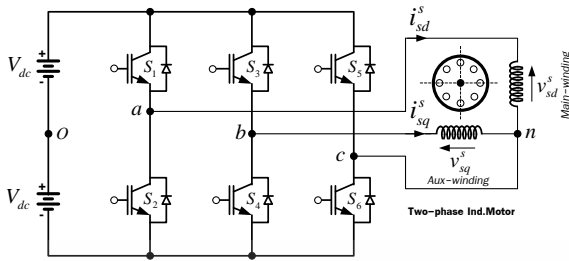
1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิด capacitor run มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในย่านพลังงานต่ำทั้งในที่อยู่อาศัยและในอุตสาหกรรม โดยปกติมอเตอร์ชนิดนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟสลับเฟสเดียวที่แรงดันและความถี่คงที่และได้เข้าไปมีบทบาทกับเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน เช่น พัดลม ตู้เย็น เครื่องปรับอากาศ เป็นต้น[1] แต่ถ้านำไปใช้ในงานปรับ

ความเร็วรอบจะเกิดปัญหาในย่านความถี่ต่ำ คือ มอเตอร์จะร้อนมากขึ้น แรงบิดลดลงและเกิดการกระเพื่อมสูง[2] เป็นผลเนื่องจากตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมกับขดลวดช่วย (auxiliary winding) ดังนั้นจึงแก้ปัญหาด้วยการถอดตัวเก็บประจุออกและแยกขดลวดหลัก (main winding) กับขดลวดช่วยออกจากกัน จึงเรียกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM) และใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง[3] จ่ายแรงดันให้ขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งสองมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา เพื่อให้มอเตอร์หมุนได้ แสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งสำหรับจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส(TPIM)

ในการควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด(close loop)[4] มีความจำเป็นต้องใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว แต่เนื่องจากอุปกรณ์นี้มีราคาแพงและติดตั้งยากในกรณีที่มีพื้นที่ติดตั้งจำกัด ดังนั้นวิธีการประมาณค่าความเร็วจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถทดแทนการใช้งานอุปกรณ์เช่นเซนเซอร์วัดความเร็วได้ จากบทความ[5]ได้นำเสนอการประมาณค่าความเร็วจากแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำร่วมกับ Kalman Filter ซึ่งระบบโดยรวมมีความซับซ้อนและยังไม่ได้ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพย่านความเร็วต่ำ บทความนี้จะนำเสนอระบบตัวสั่งเกิดแบบปรับตัว โดยทำการวิเคราะห์เสถียรภาพอัตราขยายป้อนกลับในขณะมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ เพื่อให้ระบบทำงานได้ตลอดย่านการทำงาน

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ซึ่งพารามิเตอร์แต่ละขดลวดไม่เท่ากันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (d^s-q^s) เป็นดังสมการ (1) และ (2)[1]

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

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

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 : แรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

i_s^s : กระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

λ_r^s : ฟลักซ์โรเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

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

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

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

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

M_{dq} : ความเหนี่ยวนำร่วมของแกน d และ q

σ_{dq} : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลของแกน d และ q

ω_m : ความเร็วโรเตอร์

p : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก

n : อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด

และแรงบิดของมอเตอร์เป็นดังสมการ (3)

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

3. ระบบประมาณค่าความเร็ว

ระบบตัวสั่งเกิดแบบปรับตัวจะกระทำอยู่บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบควบคุมแรงดัน จากสมการ (1) และ (2) ปรับปรุงแล้วจะได้สมการเป็นดังนี้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ \wedge หมายถึงค่าที่ได้จากการประมาณ และตัวแปร H'_1 และ H'_2 เป็นอัตราขยายป้อนกลับ

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h''_2 \\ h'_2 & h''_1 \end{bmatrix}, \quad H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h''_4 \\ h'_4 & h''_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

และในการประมาณค่าความเร็วใช้สมการ (7)

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

จากสมการ (4) และ (5) จะได้อัตราการเปลี่ยนแปลงดังนี้

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

เมื่อ

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= \frac{s}{\varepsilon_{dq}} \left[s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ \right]^{-1}$$

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

$$x_d = h'_1 + \frac{R_{sd}}{\sigma_d L_{sd}} + \frac{R_{rd}}{\sigma_d L_{rd}}, \quad y_d = h'_2 - p\omega_m$$

$$x_q = h''_1 + \frac{R_{sq}}{\sigma_q L_{sq}} + \frac{R_{rq}}{\sigma_q L_{rq}}, \quad y_q = h''_2 - p\omega_m$$

การวิเคราะห์ระบบประมาณค่าความเร็วแบบกรอบอ้างอิงสเตเตอร์นั้นค่อนข้างยุ่งยาก เพราะมีสัญญาณเข้าออกหลายสัญญาณ ดังนั้นจึงแปลงระบบประมาณค่าความเร็วจากกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ไปอยู่บนกรอบอ้างอิง

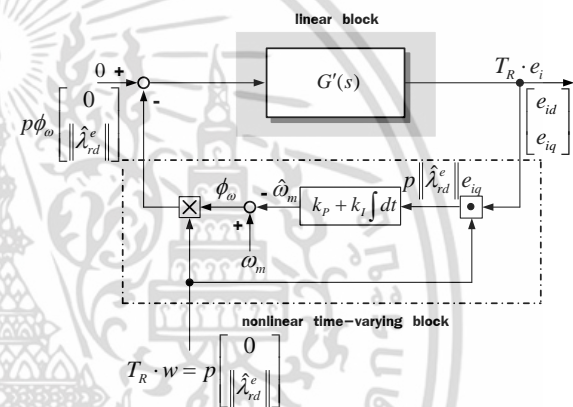
โรเตอร์ฟลักซ์ จากสมการ(8) ฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ จะถูกแปลงเป็น $G'(s)$ โดยใช้สมการ (10)

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

เมื่อ θ_{mr} คือมุมโรเตอร์ฟลักซ์ และกำหนดให้ ω_{mr} คือความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ จากรูปที่ 2 ค่าผิดพลาดกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์จะได้ตามสมการ (11)

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

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

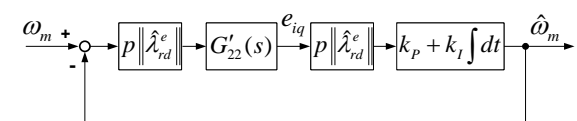


รูปที่ 2 ระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดระบบประมาณค่าความเร็วบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

ดังนั้นวงรอบป้อนกลับของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเกิดจากสัญญาณในแกน q นั่นคือฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เท่านั้นที่ตอบสนองสัญญาณขาเข้าและถูกใช้ประมาณค่าความเร็วเป็นดังสมการ (12)

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + x_d s^2 + (\omega_{mr}^2 + m_d)s + \omega_{mr}^2 x_d + \omega_{mr} n_d}{\varepsilon_q \left[(s^2 - \omega_{mr}^2 + s x_d - \omega_{mr} y_d + m_d)(s^2 - \omega_{mr}^2 + s x_q - \omega_{mr} y_q + m_q) + ((2\omega_{mr} + y_d)s + \omega_{mr} x_d + n_d)((2\omega_{mr} + y_q)s + \omega_{mr} x_q + n_q) \right]} \quad (12)$$

จัดระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดได้ใหม่ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 ระบบประมาณค่าความเร็วในลักษณะสัญญาณเข้าออกทางเดียว(SISO)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. อัตราขยายป้อนกลับ (H'_1, H'_2)

การออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตแบบปรับตัวสำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วนี้ จะอาศัยหลักการวางขั้วของตัวสังเกตให้อยู่ไกลออกไปทางด้านซ้ายมือของระนาบเชิงซ้อน s เพื่อเพิ่มอัตราการลู่เข้าของการประมาณให้เร็วยิ่งขึ้น ในที่นี้ต้องพิจารณาเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วสังเกตที่มีเสถียรภาพด้วยโดยประยุกต์ใช้ routh-like scheme [6] กับสมการ(9) ซึ่งมีสัมประสิทธิ์เป็นจำนวนเชิงซ้อน จะได้เงื่อนไขดังนี้

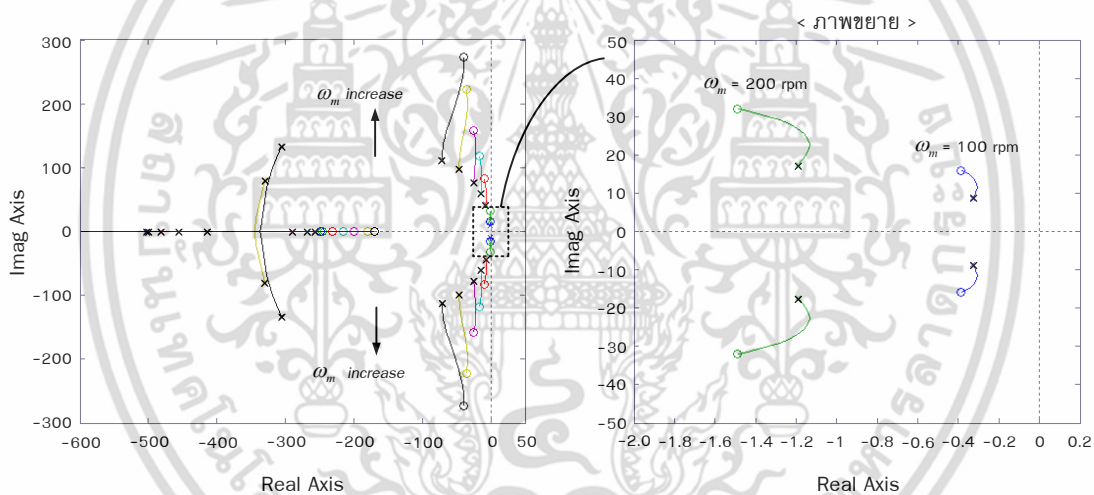
$$\begin{aligned} x &> 0 \\ mx + ny - \frac{n^2}{x} &> 0 \end{aligned} \quad (13)$$

ดังนั้นในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับ H'_1 และ H'_2 จะต้องให้สอดคล้องกับเงื่อนไขดังสมการ(13) บทความนี้จึงเลือกค่า $H'_1 = A_{11}$ และ $H'_2 = A_{21}$ ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขดังกล่าว นั่นคือ

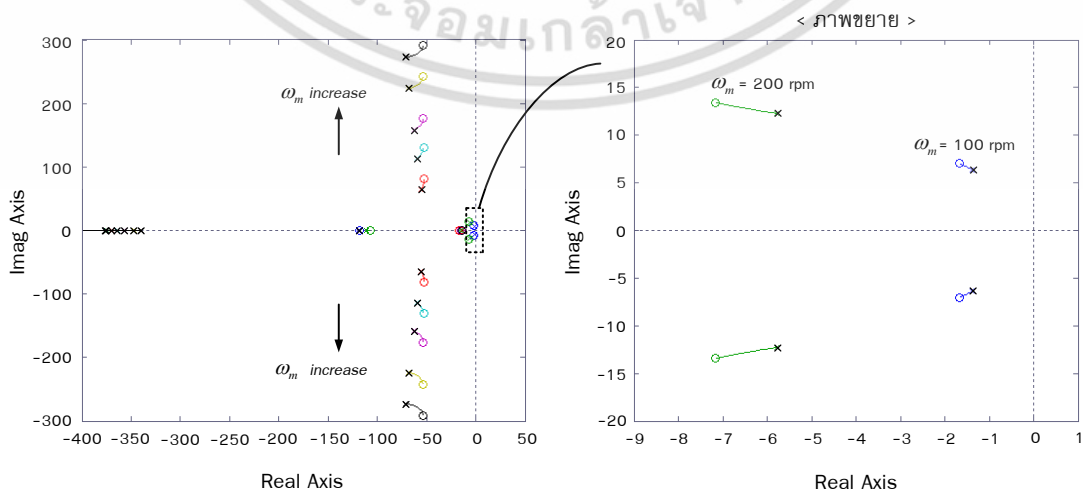
$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h''_2 \\ h'_2 & h''_1 \end{bmatrix} = - \left[\frac{R_{sdq}}{\sigma_{dq} L_{sdq}} + (1 - \sigma_{dq}) \frac{R_{rq}}{\sigma_{dq} L_{rdq}} \right] \cdot I \quad (14)$$

$$H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h''_4 \\ h'_4 & h''_3 \end{bmatrix} = M_{dq} \frac{R_{rdq}}{L_{rdq}} \cdot I \quad (15)$$

จากฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ สามารถหาค่าตำแหน่งขั้ว (pole) และศูนย์ (zero) ที่ความเร็วต่างๆ ขณะที่ยังไม่มีการป้อนกลับอัตราขยาย H'_1 และ H'_2 จะได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 ทางเดินขั้วที่ความเร็วต่างๆ ของ $G'_{22}(s)$ เมื่อ $H'_1 = H'_2 = 0$



รูปที่ 5 ทางเดินขั้วที่ความเร็วต่างๆ ของ $G'_{22}(s)$ เมื่อป้อนกลับ H'_1, H'_2

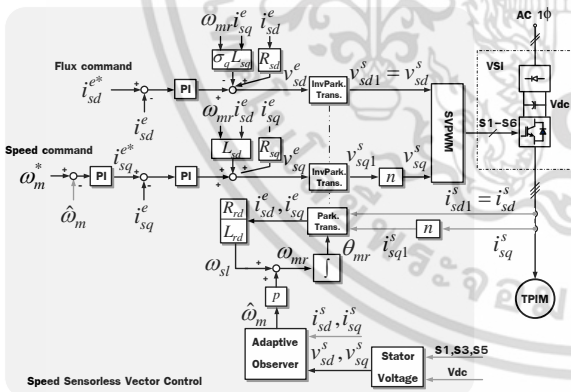
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4 (ภาพขยาย) ที่ความเร็วต่ำ(100 rpm) เกิดคู่สังยุค(complex conjugate) ทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S โดยค่าจินตภาพมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ตำแหน่งขั้วและศูนย์เข้าใกล้แกนจินตภาพ ลักษณะเช่นนี้ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วเกิดการแกว่ง (oscillation) และเป็นผลให้การประมาณค่าความเร็วผิดพลาด ดังนั้นหากทำการป้อนกลับอัตราขยาย H'_1 และ H'_2 โดยแทนพารามิเตอร์ในสมการ(14) และ(15) จะได้ตำแหน่งขั้วและศูนย์ดังรูปที่ 5

จากรูปที่ 5 (ภาพขยาย) ที่ความเร็ว 100 rpm ตำแหน่งขั้วและศูนย์อยู่ห่างจากแกนจินตภาพชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 4 (ภาพขยาย) ระบบจึงไม่เกิดการแกว่ง ทำให้ประมาณค่าความเร็วได้แม่นยำมากยิ่งขึ้น

5. ผลการทดสอบ

เพื่อยืนยันความมีเสถียรภาพของอัตราขยายป้อนกลับสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส บทความนี้ทดสอบกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้แรงดันบัสไฟตรง 310 V ความถี่สวิตชิ่ง 10 kHz จำลองระบบไว้ดังรูปที่ 6 และพารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบไม่คิดขณะอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง



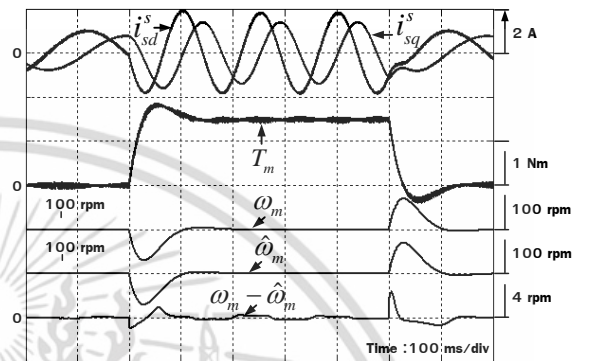
รูปที่ 6 ระบบจำลองการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

จากรูปที่ 7 ทดสอบขณะป้อน โหลด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 100 rpm ซึ่งในขณะที่ไม่มีการป้อนกลับ H'_1 และ H'_2 พบว่าความเร็วผิดพลาด ($\omega_m - \hat{\omega}_m$) มีค่ามาก แต่ในขณะที่มีการป้อนกลับ H'_1 และ H'_2 ดังรูปที่ 8 พบว่าความเร็วผิดพลาดมีค่าลดลง จากรูปที่ 9 ทดสอบขณะป้อน โหลด 1.5 Nm ที่ความเร็วพิกัด 1430 rpm มอเตอร์ตอบสนองต่อ

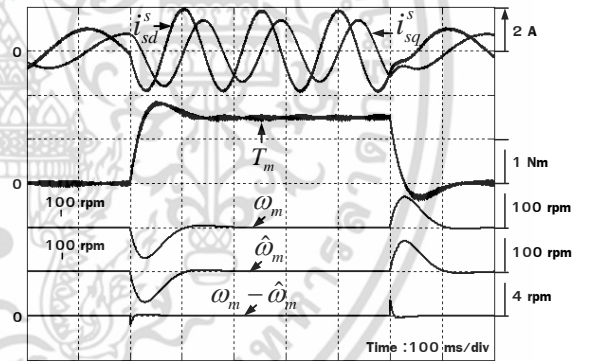
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

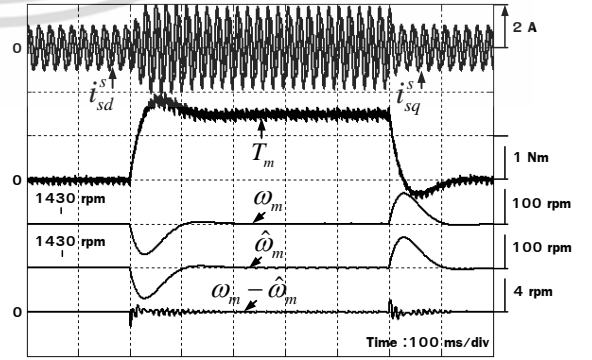
โหลดได้อย่างมีเสถียรภาพและมีความเร็วผิดพลาดเล็กน้อย รูปที่ 10 ทดสอบขณะเพิ่มและลดความเร็ว ซึ่งมีการตอบสนองต่อความเร็วที่เปลี่ยนไปได้ดี มีช่วงเวลาที่ช้าและขาลง 150 ms ตามลำดับ และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 200 ms รูปที่ 11 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็ว ระบบทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ ใช้เวลากลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว 400 ms



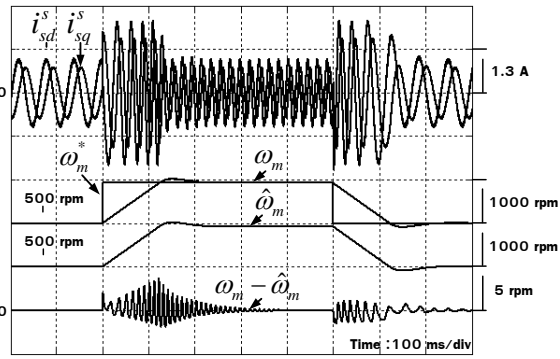
รูปที่ 7 ทดสอบป้อน โหลด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 100 rpm และไม่มีป้อนกลับ ($H'_1 = H'_2 = 0$)



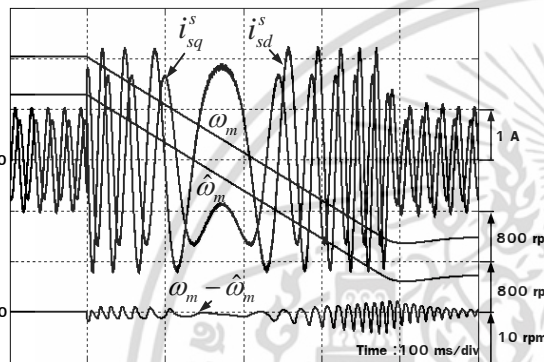
รูปที่ 8 ทดสอบป้อน โหลด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 100 rpm และป้อนกลับ H'_1 และ H'_2



รูปที่ 9 ทดสอบป้อน โหลด 1.5 Nm ที่ความเร็ว 1430 rpm และป้อนกลับ H'_1 และ H'_2



รูปที่ 10 ทดสอบมอเตอร์ที่ความเร็ว 500 ถึง 1430 rpm และจาก 1430 ถึง 500 rpm และป้อนกลับ H'_1 และ H'_2



รูปที่ 11 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็วจาก 1430 ถึง -1430 rpm และป้อนกลับ H'_1 และ H'_2

6. สรุป

จากผลการทดสอบความมีเสถียรภาพของอัตราขยายป้อนกลับสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสพบว่าที่ความเร็วต่ำ(100 rpm) ขณะไม่มีการป้อนกลับ H'_1 และ H'_2 มีความเร็วผิดพลาดมากกว่าในขณะที่มีการป้อนกลับ H'_1 และ H'_2 เนื่องจากตำแหน่งขั้วและศูนย์ของ $G'_{22}(s)$ เข้าใกล้แกนจินตภาพ ดังนั้นในการออกแบบต้องวางตำแหน่งขั้วและศูนย์ให้ห่างจากแกนจินตภาพไปทางซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S ให้สอดคล้องกับเงื่อนไขตามสมการ (13) เพื่อลดความเร็วผิดพลาดในช่วงความเร็วต่ำ และบทความนี้อัตราขยายป้อนกลับที่ใช้ยังให้ผลตอบสนองที่ดีและมีเสถียรภาพที่ความเร็วที่กักในขณะป้อนโหลด ขณะเพิ่มและลดความเร็ว และในขณะที่กลับทิศความเร็ว จึงเป็นสิ่งยืนยันได้ว่าวิธีออกแบบอัตราขยายป้อนกลับสามารถนำมาใช้กับระบบประมาณค่าความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสในทางปฏิบัติได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการ

7. เอกสารอ้างอิง

[1] N. Muangchan, “A Vector Control System for Two-Phase Induction Motor Drives,” KKU Eng J., Vol.39, No.4, pp. 339-345, October-December., 2555.

[2] F. Blaabjerg, F. Lugeanu, K. Skaug, and M. Tonnes, “Two-Phase Induction Motor Drives,” IEEE Trans. Ind. Appl.Mag., Vol. 10, No. 4, pp. 24–32, Jul.-Aug., 2004.

[3] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, A.M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, “A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-phase AC Motor Drive Systems,” IEEE Trans. on Pow. Electron., Vol.17, No.4, pp.517–523, Jul, 2002.

[4] A.M. Trzynadlowski, Control of Induction Motors, Academic Press, 2001.

[5] R.P. Vieira, R.Z. Azzolin, and H.A. Grudling, “ A Sensorless Single-Phase Induction Motor Drive with a MRAC Controller,” Ind. Electron. Conf.(IECON '09), pp.1003-1008, Nov., 2009.

[6] P.C. Parks and V. Hahn, Stability Theory, Prentice-Hall, 1993.

8. ภาคผนวก

ก. พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

1/4HP, 220V, 4.3A, 1430 rpm, 50Hz, 4 Pole	
$R_{sd} = 4.3 \Omega$	$R_{sq} = 23.5 \Omega$
$R_{rd} = 5.91 \Omega$	$R_{rq} = 9.98 \Omega$
$L_{sd} = 0.421 H$	$L_{sq} = 0.711 H$
$L_{rd} = 0.421 H$	$L_{rq} = 0.711 H$
$M_d = 0.4 H$	$M_q = 0.677 H$
$J_m = 0.0024 kg \cdot m^2$	$n = 1.3$

ข. กระแสควบคุมและอัตราขยาย

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

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้