

การจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วย
วิธีควบคุมการกำหนดทิศทางและตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์

**Simulation of Unsymmetrical Parameters Two-Phase Induction Motor Drive
Based on Rotor Field Orientation Control Strategy**

จักรพงษ์ จารุมิตร^{1,*} ธวัชชัย จิตต์สนธิ² และ ยงยุทธ์ พัฒนพงศ์¹

¹สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน

²สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน

เลขที่ 833 ถนนพระราม 1 แขวงวังใหม่ เขตปทุมวัน กรุงเทพมหานคร E-mail: c.charumit@gmail.com

Chakrapong Charumit^{1,*}, Tawatchai Jitson² and Yongyut Pattanapong¹

¹Department of Instrumentation and Control Engineering, Pathumwan Institute of Technology

²Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Pathumwan Institute of Technology

833 Rama 1 Rd. Pathumwan, Bangkok 10330, THAILAND. E-mail: c.charumit@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ด้วยวิธีควบคุมการกำหนดทิศทางและตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์แบบทางอ้อม มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสที่ใช้ในการจำลองนี้ คัดแปลงจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ ขนาดพิกัดกำลัง 1 แรงม้า 4 ขั้วแม่เหล็ก 220 โวลต์ กระแส 5.2 แอมป์ ความเร็ว 1430 รอบต่อนาที โดยนำเสนอการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์แบบทางอ้อมเช่นการคำนวณตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ ความเร็วสลิป และการคำนวณกระแสสร้างฟลักซ์ และแรงบิดแม่เหล็กในกรอบอ้างอิงแกนหมุน อินเวอร์เตอร์ 2 เฟสจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง ที่นำเสนอใช้เทคนิคควบคุมกระแสแบบแถบฮิสเตอร์รีชีสลงที่ ผลการจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส นี้เน้นการแสดงผลสมรรถนะของการตอบสนองในสภาวะพลวัตและในสภาวะคงตัวในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลด ซึ่งผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรนี้ ให้ผลของสมรรถนะการตอบสนองที่ดี

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร การกำหนดทิศทางและตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์แบบทางอ้อม แถบฮิสเตอร์รีชีสลงที่

Abstract

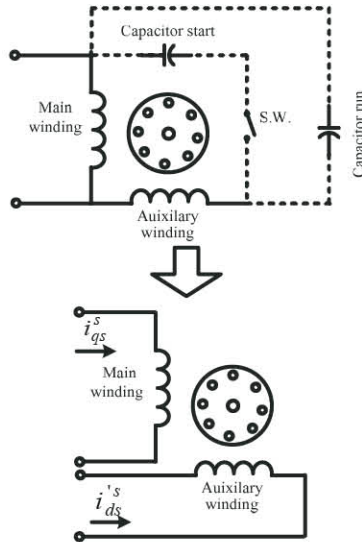
This paper presents a simulation of unsymmetrical parameter two-phase induction motor control using indirect rotor field orientation control (IFOC) strategy. The proposed two-phase induction motor simulation is modified from the single-phase induction motor in type of capacitor start and run motor with the operating parameters including 1 hp, 4 pole, 220V, 5.2A and 1430 rpm. The calculation of parameters for IFOC such as rotor flux orientation, slip speed, current for flux and torque producing in rotating reference frame is proposed. The two-phase three-leg voltage source inverter using current control technique or constant hysteresis band control technique is used. The simulation results of the proposed method emphasize the static and dynamic performance improving while the load torque is changed. The simulation results of unbalanced parameter two-phase induction motor can be achieved for high motor performance.

Keywords: Unsymmetrical parameter two-phase induction motor, indirect field orientation control, constant hysteresis band.

1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายตามสถานที่อยู่อาศัยหรือตามแหล่งงานอุตสาหกรรมภาคครัวเรือน ตัวอย่างเช่น ปั้มน้ำ ปั้มลม เครื่องซักผ้า พัดลม เครื่องเจาะขนาดเล็ก และอื่นๆอีกมากมาย ซึ่งพบว่ามอเตอร์ 1 เฟสนั้นไม่สามารถควบคุมความเร็วรอบ และแรงบิด เป็นสาเหตุหนึ่งทำให้ไม่มีความยืดหยุ่นในการใช้เช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ดังนั้นความต้องการในการควบคุมความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง โดยโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ทำหน้าที่ช่วยสตาร์ทและเพิ่มแรงบิด ในการควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมความถี่จึงเป็นไปได้ยากเนื่องจากมีผลกระทบจากอิมพีแดนซ์ภายในของขดลวดทั้งสองของมอเตอร์ ทำให้การควบคุมทำได้ยากและสมรรถนะของมอเตอร์ลดต่ำลง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรัน โดยการดัดแปลงด้วยการถอดคาปาซิเตอร์ทั้งสองออก เรียกมอเตอร์ที่ถูกดัดแปลงนี้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร[1] และ [2] ดังแสดงตามรูปที่ 1 ซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดหลัก (Main winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) โดยขดลวดทั้ง 2 นี้มีขนาดและจำนวนรอบและค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันจากรูปที่ 1 เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้า 2 เฟส ที่มีขนาดเท่ากันและมีมุมต่างเฟส 90 องศาทางไฟฟ้าให้กับขดลวดทั้งสอง มอเตอร์สามารถเริ่มหมุนด้วยตัวมันเอง ซึ่งเป็นไปตามหลักทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส[3] แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากมอเตอร์มีพารามิเตอร์ของขดลวดทั้งสองไม่เท่ากันทำให้เกิดแรงบิดถอยหลัง (Backwards torque) ดังนั้นเพื่อเพิ่มแรงบิดของมอเตอร์จึงต้องลดผลของแรงบิดถอยหลังด้วยการ

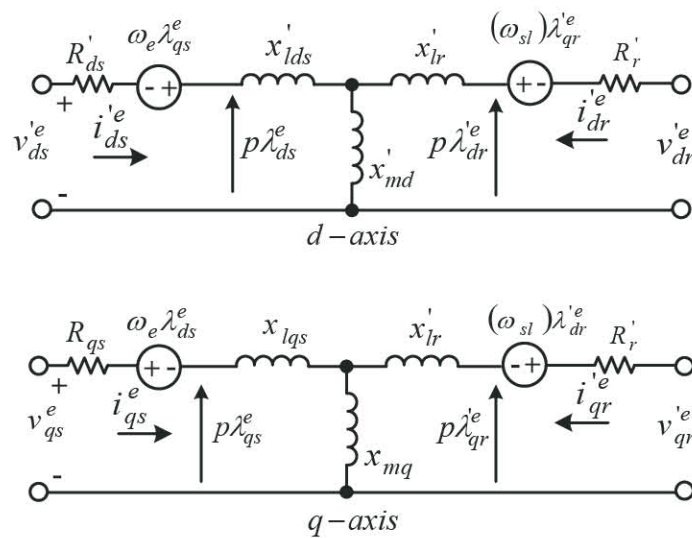
จ่ายแรงดันเข้าขดลวดช่วยให้สูงกว่าขดลวดหลักเป็นอัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง เพื่อชดเชยความสมดุลให้กับฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์ของขดลวดทั้งสอง [2] และ[3]



รูปที่ 1 การดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

ในบทความนี้นำเสนอการจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยหลักการควบคุม โรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ ซึ่งเป็นการพัฒนาการควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสนี้มีสมรรถนะสูงขึ้น โดยการจำลองนี้จะเน้นถึงการคำนวณและการทดสอบสมรรถนะในสถานะทางพลวัตและสถานะคงตัว

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของมอเตอร์ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในกรอบอ้างอิงแกนหมุน

บทความนี้แนะนำเสนอแบบจำลองทางพลวัตสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยมีหลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกับแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน [3] และ [4] แบบจำลองทางพลวัตสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรแสดงตามรูปที่ 2 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรมวลของขดลวดช่วยที่ถูกถ่ายโอนพารามิเตอร์ไปยังขดลวดหลักในแนวแกนอ้างอิง d (d-axis) และวงจรมวลของขดลวดหลักในแนวแกนอ้างอิง q (q-axis) [5]-[7] สมการแรงดันด้านสเตเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยในกรอบอ้างอิงแกนหมุนมีค่าเท่ากับ

$$v_{ds}^e = -\omega_e \lambda_{qs}^e + p \lambda_{ds}^e + R_{ds}^e i_{ds}^e \quad (1)$$

$$v_{qs}^e = \omega_e \lambda_{ds}^e + p \lambda_{qs}^e + R_{qs}^e i_{qs}^e \quad (2)$$

สมการแรงดันด้านโรเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยในกรอบอ้างอิงแกนหมุนมีค่าเท่ากับ

$$v_{dr}^e = p \lambda_{dr}^e - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e + R_r^e i_{dr}^e \quad (3)$$

$$v_{qr}^e = p \lambda_{qr}^e + \omega_{sl} \lambda_{dr}^e + R_r^e i_{qr}^e \quad (4)$$

และแรงบิดแม่เหล็กในเทอมของโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์และกระแสสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนคือ

$$T_{em} = \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) \quad (5)$$

3. การควบคุมการกำหนดทิศทางและตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบทางอ้อม (Indirect Field Orientation Control)

หลักการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์แบบทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสนี้ถูกดัดแปลงมาจากการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส [8] ซึ่งการควบคุมแบบทางอ้อมนั้นไม่มีอุปกรณ์ตรวจจับ Hall sensor แต่จะอาศัยชุดตรวจจับความเร็ว (Encoder) โดยการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ที่ถูกต้องแม้ยังจากการคำนวณกระแส แรงดัน และความเร็วสลลิป (Slip speed) ด้วยการแปลงแกนในกรอบอ้างอิงแกนหมุนที่ต้องการ การคำนวณหาความสัมพันธ์ของโรเตอร์ฟลักซ์และความเร็วสลลิปที่ใช้ในการกำหนดตำแหน่งการวางโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ตามแนวกรอบอ้างอิงแกนหมุน พิจารณาได้จากสมการแรงดันด้านโรเตอร์ตามสมการ (3) และ (4) เนื่องจากโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอกกำหนดให้แรงดันโรเตอร์ v_{dr}^e และ v_{qr}^e มีค่าเป็นศูนย์เขียนสมการแรงดันด้านโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนดังต่อไปนี้[5]

$$0 = (p + \omega_{sl}) \lambda_r^e + R_r^e i_r^e \quad (6)$$

โดยสมการโรเตอร์ฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนมีค่าเท่ากับ

$$\lambda_r^e = L_m i_s^e + L_r i_r^e \quad (7)$$

จากสมการ (7) กระแสโรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$i_r^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_r^e - L_m i_s^e) \quad (8)$$

แทนค่าสมการกระแส (8) ลงในสมการ (6) เพื่อหาความสัมพันธ์ของโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์กับความเร็วสลลิป มีค่าเท่ากับ

$$p \lambda_r^e = \frac{1}{\tau_r} [L_m i_s^e - (1 + \omega_{sl} \tau_r) \lambda_r^e] \quad (9)$$

โรเตอร์ฟลักซ์ (λ_r^e) จากสมการ(9) เกิดจากผลรวมของ λ_{dr}^e และ λ_{qr}^e ดังนั้นการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ด้วยหลักการ decoupling กำหนดให้ $\lambda_{qr}^e = 0$ เขียนสมการ โรเตอร์ฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนใหม่ดังนี้

$$\lambda_{dr}^e (1 + \tau_r (p + \omega_{sl})) = L_m i_s^e \quad (10)$$

แทนค่าขนาดเวกเตอร์กระแสในกรอบอ้างอิงแกนหมุน $i_s^e = i_{ds}^e + j i_{qs}^e$ ลงในสมการ(10)และแยกองค์ประกอบออกเป็นสองส่วนคือจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ โดยองค์ประกอบของจำนวนจริงมีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{dr}^e (1 + \tau_r p) = L_m i_{ds}^e \quad (11)$$

และองค์ประกอบของจำนวนจินตภาพมีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{dr}^e \tau_r \omega_{sl} = L_m i_{qs}^e \quad (12)$$

สมการ (12) ความเร็วสลลิปมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}^e}{\tau_r \lambda_{dr}^e} \quad (13)$$

จากสมการ (11) เมื่อให้ปริมาณของ τ_r มีค่าคงที่ดังนั้นสมการ โรเตอร์ ฟลักซ์เวกเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_r^e = \lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (14)$$

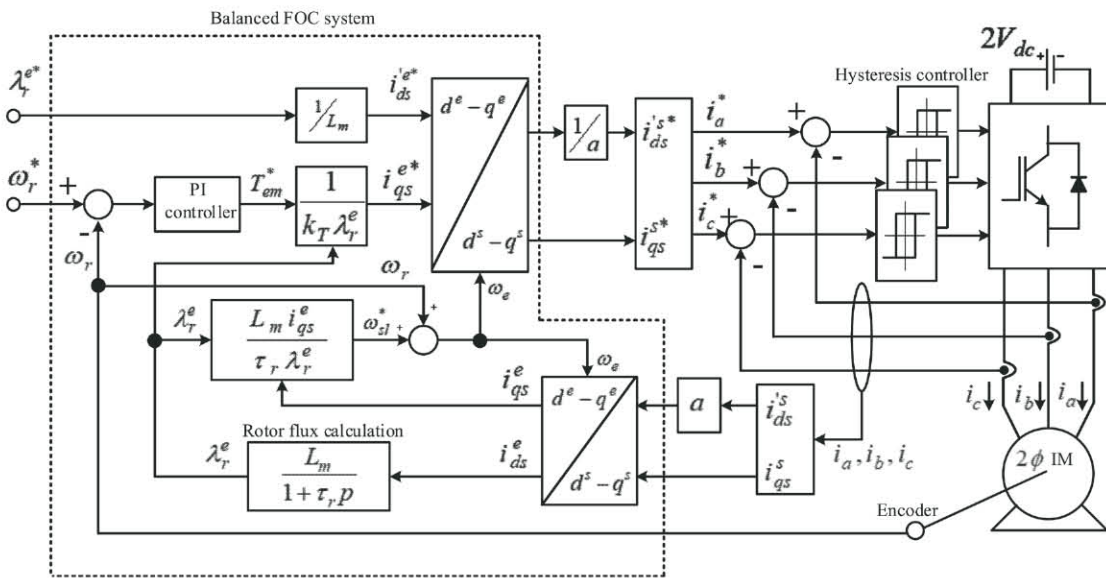
จากสมการ (11) โรเตอร์ฟลักซ์ถูกสร้างจากกระแส i_{ds}^e มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{(1 + \tau_r p)} i_{ds}^e \quad (15)$$

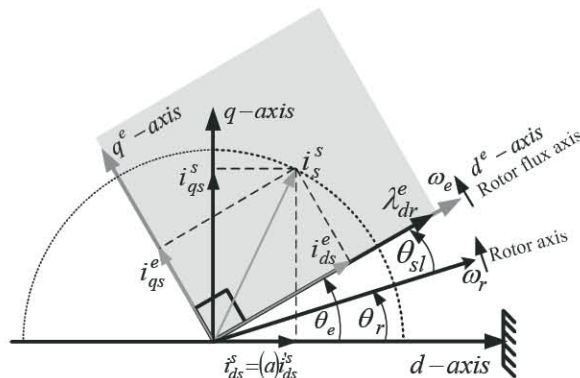
และจากสมการแรงบิด (5) เมื่อกำหนดให้ λ_{qr}^e มีค่าเท่ากับศูนย์ และ $\lambda_{dr}^e = \lambda_r^e$ ดังนั้นกระแสสร้างแรงบิดมีค่าเท่ากับ

$$i_{qs}^e = \frac{T_{em}}{K_T \lambda_r^e} \quad (16)$$

จากสมการ (11) ถึงสมการ (16) นำมาเขียนบล็อกไดอะแกรมการควบคุมได้ตามรูปที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกการควบคุม IFOC คำนวณกระแสคำสั่งในกรอบอ้างอิงแกนหมุนและความเร็วสลลิป และชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง ควบคุมกระแสแบบแถบฮิสเตอร์รีชีสคองที่ โดยในขณะที่มอเตอร์หมุนมีขนาดกระแสไหลในขดลวดทั้ง 2 ไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องชดเชยขนาดกระแสของขดลวดช่วยด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยและขดลวดหลัก (a) จากนั้นนำกระแสที่ไหลในขดลวดทั้ง 2 แปลงให้อยู่ในเทอมของกรอบอ้างอิงแกนหมุน เพื่อทำการคำนวณหาขนาดโรเตอร์ฟลักซ์และตำแหน่งการวางของโรเตอร์ฟลักซ์ได้จากการคำนวณผลรวมระหว่างความเร็วสลลิป (ω_{sl}) และความเร็วของโรเตอร์ (ω_r) หลังจากหาคำนวณค่ากระแสอ้างอิง i_{ds}^* , i_{qs}^* และ ω_r^* ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนให้ทำการแปลงกระแสทั้ง 2 ให้อยู่ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง เพื่อเป็นการกำหนดกระแส i_{ds}^* และ i_{qs}^* ซึ่งเป็นกระแสอ้างอิงที่ใช้ในการกำหนดขนาดและความถี่ของกระแสของขดลวดช่วยและขดลวดหลักด้วยการควบคุมกระแสแบบแถบฮิสเตอร์รีชีสคองที่ต่อไป



รูปที่ 3 ระบบรวมของการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส



รูปที่ 4 เวกเตอร์ไดอะแกรมของการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

เวกเตอร์กระแสและตำแหน่งการวางโรเตอร์ฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนในระบบ balanced FOC แสดงในรูปที่ 4 ขนาดกระแส i_{ds}^e เป็นการกำหนดขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งวางอยู่ในตำแหน่งเดียวกันกับแนวแกนโรเตอร์ฟลักซ์ λ_{dr}^e ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ในขณะที่ขนาดกระแส i_{qs}^e เป็นกระแสสร้างแรงบิดแม่เหล็ก โดยมีผลรวมของกระแส i_{ds}^e และ i_{qs}^e มีค่าเท่ากับกระแส i_s^s ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง ในขณะที่กระแสไหลเข้าขดลวดหลักคือกระแส i_{qs}^s และกระแสที่ไหลเข้าขดลวดช่วยคือกระแส i_{ds}^s ซึ่งมีขนาดที่แตกต่างกัน

4. การจำลองทางพลวัต

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันที่ใช้ในการจำลอง ถูกดัดแปลงเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์มีพารามิเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งที่ได้จากการทดสอบจริงตามตารางที่ 1 จากวงจรสมมูลตามที่แสดงในรูปที่ 2 เมื่อกำหนดให้ความเร็วเชิงมุม $\omega_e = 0$ เพื่อให้วงจรสมมูลอยู่ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง นำค่าพารามิเตอร์ต่างๆมาคำนวณกระแสและโรเตอร์ฟลักซ์ชั่วขณะได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส 1 แรงม้า ความเร็ว 1430 รอบต่อนาที 220 โวลต์ และกระแส 5.2 แอมป์ ที่ถูกดัดแปลงเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบมาสมมาตรทางอิมพีแดนซ์

รายการพารามิเตอร์	พารามิเตอร์ขดลวดช่วย ($d - axis$)		พารามิเตอร์ขดลวดหลัก ($q - axis$)	
Stator winding resistance	R'_{ds}	4.83 Ω	R'_{qs}	3.1 Ω
Stator leakage reactance	x'_{lds}	3.72 Ω	x'_{lqs}	4.08 Ω
Magnetizing reactance	x'_{md}	93.76 Ω	x'_{mq}	93.76 Ω
Rotor leakage reactance	x'_{lr}	4.08 Ω	x'_{lr}	4.08 Ω
Rotor winding resistance	R'_r	4.02 Ω	R'_r	4.02 Ω
Slip	0.0489			
Rotor inertia	0.04 kg.m ²			

$i_{qs}^s = 3.31A$, $i_{qr}^s = -3.34A$, $i_{ds}^s = 3.13A$, $i_{dr}^s = -0.13A$ $\lambda_{dr}^s = 0.894$ Wb และ $\lambda_{qr}^s = -8.94e^{-3}$ Wb ดังนั้นขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งมีค่าเท่ากับ

$$\lambda_r^e = \lambda_{dr}^e = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} = 0.89 \text{ Wb}$$

เมื่อกำหนดให้ $L_m = 0.298H$, $L_r = 0.31H$, $R_r = 4.02$ และ $T_{em} = 5$ N.m. ในการควบคุมแบบ Decoupling สมการแรงบิดแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ

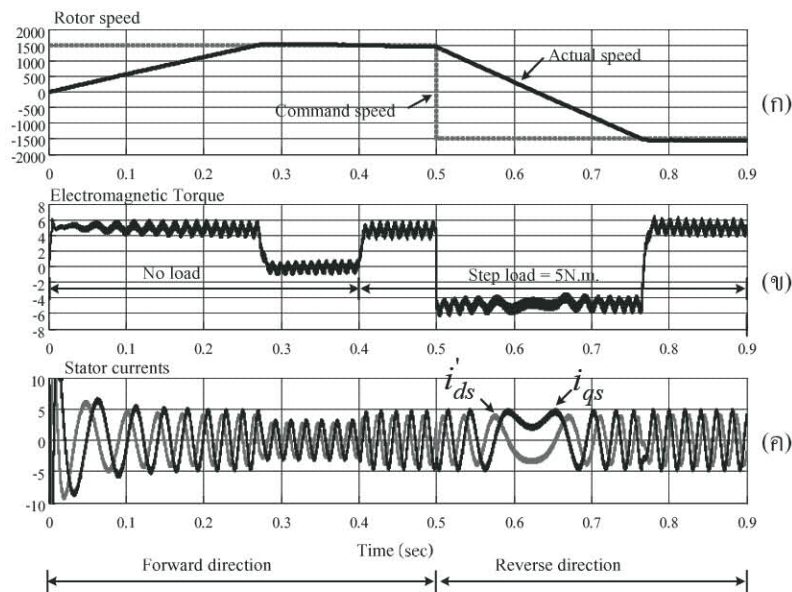
$$T_{em} = \frac{P}{2} \left(\frac{L_m}{R_r \tau_r} \right) (\lambda_r^e i_{qs}^e) \quad \text{เมื่อ} \quad T_{em} = K_T (\lambda_r^e i_{qs}^e) \quad \text{และ} \quad K_T = 1.85$$

จากสมการ (14) และ (16) กระแส i_{qs}^e และ i_{ds}^e ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนมีค่าเท่ากับ

$$i_{qs}^e = \frac{T_{em}}{K_T(\lambda_r^e)} = 3A \text{ และ } i_{ds}^e = \frac{\lambda_r^e}{L_m} = 2.98A$$

จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆข้างต้นสำหรับการควบคุมแบบ IFOC ซึ่งเป็นการกำหนดตำแหน่งการวางของโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ โดยกระแส i_{ds}^e เป็นกระแสควบคุมขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ และกระแส i_{qs}^e เป็นกระแสควบคุมแรงบิดแม่เหล็ก โดยตำแหน่งการวางโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ขึ้นอยู่กับความเร็วเชิงมุมสลิป ω_{sl} ตามที่แสดงในสมการ (13) เพื่อให้เห็นภาพเชิงพฤติกรรมและสมรรถนะของระบบการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์แบบทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส จึงได้นำเสนอการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ดังแสดงตามรูปที่ 5 และ 6 ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ช่วงเวลาดังนี้

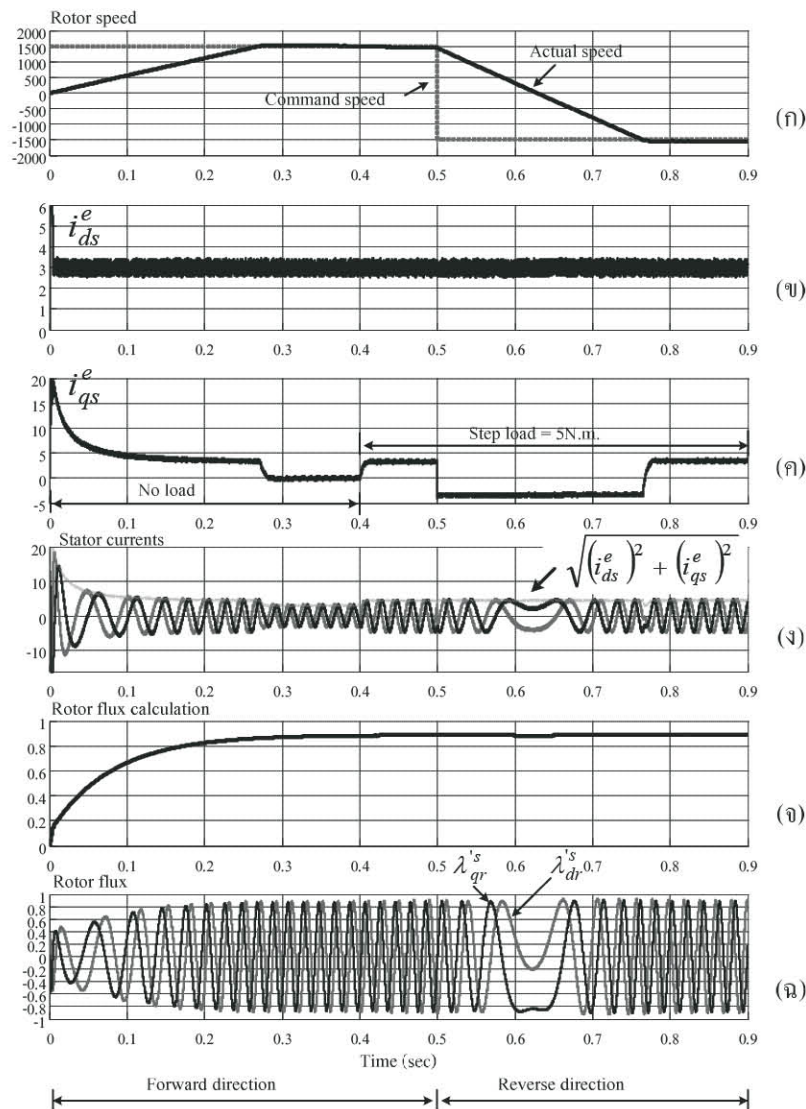
ในช่วงเวลาที่ 0-0.4ms เป็นการหมุนมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด โดยกำหนดความเร็วรอบที่ 1500รอบต่อนาที เพื่อดูผลตอบสนองความเร็วแสดงในรูปที่ 5 (ก) แรงบิดแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 5 (ข) และกระแสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งแสดงในรูปที่ 5 (ค) กระแสในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแสดงในรูปที่ 6 (ข) และ (ค) โรเตอร์ฟลักซ์ที่ถูกสร้างจากกระแส i_{ds}^e แสดงในรูปที่ 6 (จ) และ โรเตอร์ฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งแสดงในรูปที่ 6 (ฉ)



รูปที่ 5 ผลการจำลองความเร็วรอบ แรงบิดแม่เหล็ก และกระแสสเตเตอร์

- (ก) ความเร็วคำสั่งและความเร็วโรเตอร์ (rpm)
- (ข) แรงบิดแม่เหล็ก (Nm.)
- (ค) กระแสขดลวดหลัก (i_{qs}) และขดลวดช่วย (i_{ds}) (A)

และช่วงเวลาต่อไปอยู่ในช่วง 0.4-0.9ms เป็นช่วงเวลาที่ใส่แรงบิดโหลด 5 N.m และกลับทางหมุนที่เวลา 0.5ms เพื่อทดสอบของโรเตอร์ฟลักซ์ ความเร็ว แรงบิด กระแสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งและแกนหมุน โดยความเร็วแสดงในรูปที่ 6 (ก) กระแสในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแสดงในรูปที่ 6 (ข) และ (ค) กระแสที่ขดลวดสเตเตอร์แสดงในรูปที่ 6 (ง) โรเตอร์ฟลักซ์แสดงในรูปที่ 6 (จ) และกระแสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งแสดงในรูปที่ 6 (ฉ)



รูปที่ 6 ผลการจำลองเวกเตอร์กระแสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง แกนหมุน และ โรเตอร์ฟลักซ์

- (ก) ความเร็วคำสั่งและความเร็วโรเตอร์ (rpm)
- (ข) กระแสขดลวดช่วย (i_{ds}^e) ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน (A)
- (ค) กระแสขดลวดหลัก (i_{qs}^e) ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน (A)
- (ง) กระแสที่ไหลเข้าในขดทั้งสองในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (A)
- (จ) โรเตอร์ฟลักซ์ (Wb)
- (ฉ) โรเตอร์ฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Wb)

5. บทสรุป

จากผลการจำลองขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร พบว่าผลการตอบสนองความเร็วรอบขณะไม่มีโหลดและขณะมีภาระโหลดทางกลมีผลการตอบสนองที่ดี เป็นผลมาจากการตอบสนองที่รวดเร็วของกระแส i_{ds}^e และกระแส i_{qs}^e ที่ไปกำหนดขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดแม่เหล็กตามลำดับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการควบคุมกระแสด้วยหลักการแถบฮิสเตอร์รีซีตองที่นั่น ให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว และยิ่งไปกว่านั้นการชดเชยขนาดกระแสในขดลวดช่วยตามอัตราส่วนของขดลวดยังสามารถลดผลของแรงบิดกระเพื่อมและเป็นผลทำให้ขนาดของ MMF ที่เกิดขึ้นกับขดลวดทั้งสองของสเตเตอร์มีความสมดุลอีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. H. Jang, "Novel PWM Techniques for Two-Leg, Four-Leg and Three-Leg two-phase Inverters," Fourtieth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Hong Kong, China, October 2005, pp. 1363-1368.
- [2] M. B. Naser Abdel-Rahim and A. Shaltout, "An Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drive with Slip-Frequency Control," IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 24, No. 3, 2009, pp. 608-616.
- [3] P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2nd edition, IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.
- [4] C. M. Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/simulink, Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1998.
- [5] A. M. Trzynadlowski, Control of Induction Motors, Academic Press, California, 2001.
- [6] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, "Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 5, 2004, pp. 1073-1080.
- [7] S. Vaez-Zadeh and Sh. Reicy Harooni, "Decoupling Vector Control of Single-Phase Induction Motor Drives," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife Brazil, June 2005, pp.733-738.
- [8] จักรพงษ์ จารุมิตรี และ เสถียร ชัญญุศิริรัตน์, "การดำเนินงานด้วยดีสเปซสำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม," วารสารวิชาการปทุมวัน, ปีที่ 1, ฉบับที่ 1, 2554, หน้า 53-58.