

การควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประมาณ ค่าความเร็วรอบจากระบบอ้างอิงแบบปรับตัวด้วยโครงข่ายประสาทเทียม

Sensorless Vector Control of Three-Phase Induction Motor Using Speed Estimation Based on Adaptive-Reference Neural Network System

นิคม ก้านจักร^{1*} ปุณยภัทร ภูมิภาค¹ วิจิตร กิณเรศ² ศักดาวิมล บุญคุ้ม³ และ พชรพงศ์ กันหารินทร์³

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง วิทยาเขตชุมพรเขตรอุดมศักดิ์

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

³สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์บูรณาการและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก วิทยาเขตจันทบุรี

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ไม่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็วรอบสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ระบบที่นำเสนอเป็นการประมาณค่าความเร็วรอบโดยอาศัยระบบแบบจำลองอ้างอิงปรับตัวได้ (MRAS) บนพื้นฐานการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์จากสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้า ค่าผลต่างระหว่างฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองอ้างอิงและแบบจำลองปรับตัวได้ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์สำหรับปรับค่าความเร็วรอบโดยประมาณ นอกจากนั้นยังได้การทำงานร่วมกับระบบโครงข่ายประสาทเทียม สำหรับการประมาณค่าฟลักซ์ของสเตเตอร์ในลักษณะวงรอบปิดที่มี การออกแบบระบบโครงข่ายที่เหมาะสม เพื่อยืนยันความถูกต้องของระบบที่นำเสนอได้ทำการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink การทดสอบระบบดำเนินการภายใต้สภาวะเริ่มต้นหมุน, การเปลี่ยนแปลงโหลด, ความเร็วอ้างอิงหลากหลายระดับ และสภาวะกลับทิศการหมุน ผลการจำลองพบว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อย่างแม่นยำ และมีเสถียรภาพ

คำสำคัญ: การควบคุมแบบเวกเตอร์, มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส, โครงข่ายประสาทเทียม, แบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัวได้, การควบคุมแบบไม่มีเซ็นเซอร์

Abstract

This paper presents a sensor less vector control strategy for three-phase induction motor drives. The proposed system is estimated the rotor speed using the model reference adaptive system (MRAS) based on the rotor fluxes estimation of voltage and current signals. The error of the rotor fluxes between the reference model and adaptive model has been reduced with Proportional-Integral (PI) controller in order to fix the estimated rotor speed. In addition, the Artificial Neural Network (ANN) has been integrated to employ the closed-loop stator flux estimation which is optimization. In order to the correctness of the proposed system that simulated by MATLAB/Simulink program which carries out under the rotor starting, load chang, speed referent adjustable and rotor reverse rotation. The simulation results found that the proposed system can control the rotor speed is correctness and stability

Keywords: Vector control, Three-phase induction motor, Neural network, Model reference adaptive system (MRAS), Sensor less control

1. บทนำ

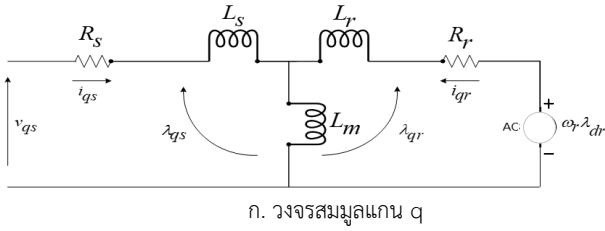
การควบคุมด้วยวิธีปรับสนามแม่เหล็กหรือการควบคุมเวกเตอร์นั้น เป็นการควบคุมที่ใช้ปริมาณไฟฟ้าสามเฟสแบบเวกเตอร์ในระบบไฟฟ้าสองแกน ซึ่งมีพฤติกรรมเดียวกันกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกแกน คือปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดสนาม (Field winding) เพื่อใช้สร้างสนามแม่เหล็กและมีปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาร์เมเจอร์ที่ใช้ในการสร้างแรงบิด โดยการแปลงสัญญาณไฟฟ้สามเฟส (ABC) ไปเป็นเวกเตอร์ไฟตรงแบบ 2 แกน (d-q) โดยใช้วิธีการแปลงบนกรอบอ้างอิงแกนหมุน (Rotating referent frame) โดยแยกปริมาณเวกเตอร์กระแสในแกน d จะขนานกับสนามแม่เหล็ก และเวกเตอร์แกน q จะตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กตลอด [5] แต่ข้อเสียของระบบนี้ต้องใช้อุปกรณ์เซ็นเซอร์วัดความเร็ว เ็นโคเดอร์ (Encoder) ซึ่งมีราคาแพงและมีข้อจำกัดในการใช้งานและติดตั้งยาก ดังนั้น การควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วด้วยการประมาณค่าความเร็วรอบจึงถูกนำมาใช้ทั้งในภาคอุตสาหกรรมและงานวิจัย ระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (MRAS) เป็นการใชฟลักซ์โรเตอร์[3] เป็นการประมาณค่าความเร็วแบบวงรอบปิด โดยหลักการจะนำค่าแรงดันและกระแสของขดลวดสเตเตอร์มาทำการประมาณหาค่าฟลักซ์โรเตอร์โดยใช้แบบจำลองแรงดันและกระแสเพื่อหาค่าผลต่างของค่าฟลักซ์แล้วถูกนำไปใช้ปรับค่าความเร็วประมาณผ่านตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์- (Proportional-Integral (PI) Controller) [1,3]

บทความนี้ได้นำเสนอการบูรณาการใหม่โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียมในการประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์ในแบบจำลองกระแสที่เหมาะสมกับอัตราขยายในการประมาณความเร็วรอบโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียมแบบป้อนไปข้างหน้าด้วยเทคนิคการสอนแบบ Scaled Conjugate Gradient ที่มีอินพุต 5 เจ็อนไขและเอาต์พุต 2 คือ $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$ โดยเอาต์พุตจะถูกนำกลับมาเป็นเ็อนไขอินพุตของโครงข่ายที่มีความเร็วรอบที่ได้จากการประมาณค่านำมาปรับปรุงให้ได้ค่าฟลักซ์ที่เหมาะสมกับอัตราการขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์เพื่อให้ได้ความเร็วรอบที่มีประสิทธิภาพในสภาวะความเร็วรอบใด ๆ [2,1]

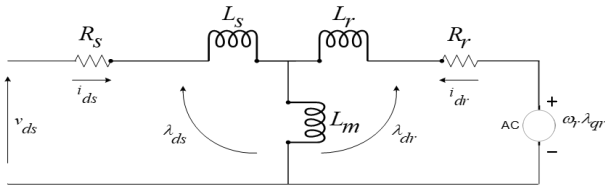
2. องค์ประกอบของงานวิจัยที่นำเสนอ

2.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์

เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ต้องแปลงกรอบอ้างอิงไฟฟ้สามเฟสให้อยู่ในกรอบอ้างอิง d - q โดยการควบคุมจะใช้หลักการเดียวกันกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแสดงวงจรสมมูลรูปที่ 1 รูปแบบสมการของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสจะถูกแปลงให้อยู่ในแกน d-q สมการที่ (1-1)-(1-4) แรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ สมการที่ (1-5)-(1-8) ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสเตเตอร์ สเตเตอร์และโรเตอร์และสมการที่ (1-9) แรงบิดของมอเตอร์ที่ ถูกแปลงมาอยู่บนแกน d-q



ก. วงจรสมมูลแกน q



ข. วงจรสมมูลแกน d

รูปที่ 1 วงจรสมมูลมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน d-q

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (1-1)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (1-2)$$

$$0 = R_r i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} - \omega_r \lambda_{dr} \quad (1-3)$$

$$0 = R_r i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_r \lambda_{qr} \quad (1-4)$$

และฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ใน (1-5) ถึง (1-8)

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (1-5)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (1-6)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{ds} + L_m i_{ds} \quad (1-7)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qs} + L_m i_{qs} \quad (1-8)$$

แรงบิดของมอเตอร์มีค่า (1-9)

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \bar{\lambda}_m \times \bar{I}_r, \quad T_e - T_L = \left(\frac{2}{P} \right) J \frac{d\omega_r}{dt}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (1-9)$$

แรงบิดทางไฟฟ้าที่ต้องการเพื่อควบคุมแบบเวกเตอร์ จะได้ตามสมการที่ (1-10)

$$T_e = K_T i_{ds} i_{qs} \quad \text{เมื่อ} \quad K_T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \quad (1-10)$$

การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์จะควบคุมด้วยกระแส i_{qs} เป็นหลัก และในส่วนของการควบคุมฟลักซ์จะถูกควบคุมด้วยกระแส i_{ds} ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามตามกระแส i_{qs}^* และ i_{ds}^* ที่เหมาะสม โดยการหากระแส i_{qs}^* จะได้จากสมการที่ (1-11) โดย แรงบิดอ้างอิง T_e^* ได้จากตัวควบคุมวงรอบความเร็วแบบปิด

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} * \frac{2}{p} * \frac{L_r}{L_m} * \frac{T_e^*}{\lambda_r} \quad (1-11)$$

และกระแสของ i_{ds}^* ได้จากการคงที่ค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ λ_r^* โดยแสดงในสมการที่ (12)

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_r^*}{L_m} \quad (1-12)$$

การควบคุมเวกเตอร์โดยตรงสำหรับไดรฟ์อินเวอร์เตอร์แรงดันไฟฟ้า PWM โดยหลักการควบคุมเวกเตอร์โดยตรงมีพารามิเตอร์ได้แก่ i_{ds}^* และ i_{qs}^* ซึ่งเป็นค่ากระแสตรงในกรอบอ้างอิงแกนหมุนเชิงโคไซน์ โดยมุมอ้างอิงแกนหมุนได้จาก $\cos \theta_e$ และ $\sin \theta_e$ ซึ่งหาได้จากฟลักซ์ λ_{dr}^s และ λ_{qr}^s ที่ได้จากการประมาณค่าด้วยแบบจำลองแรงดันที่ชั่ว โดยจะกล่าวในหัวข้อถัดไป แสดงในสมการที่ (1-13) ถึง (1-16)

$$\lambda_{ds}^s = \hat{\lambda}_r \cos \theta_e \quad (1-13)$$

$$\lambda_{qs}^s = \hat{\lambda}_r \sin \theta_e \quad (1-14)$$

$$\cos \theta_e = \frac{\lambda_{dr}^s}{\hat{\lambda}_r} \quad (1-15)$$

$$\sin \theta_e = \frac{\lambda_{qr}^s}{\hat{\lambda}_r} \quad (1-16)$$

$$\hat{\lambda}_r = \sqrt{\lambda_{dr}^s{}^2 + \lambda_{qr}^s{}^2} \quad (1-17)$$

2.2 การประมาณค่าฟลักซ์ด้วยแบบจำลองแรงดันและกระแส

วิธีการนี้เป็นการตรวจจับแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ขั้วของมอเตอร์เพื่อคำนวณหาค่า ฟลักซ์จากวงจรสมมูล d-q โดยพิจารณาฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการที่ (1-1) และ (1-2) เขียนใหม่เป็นสมการที่ (2-18)-(2-19)

เพื่อหาฟลักซ์เชื่อมโยงระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ในสมการที่ (2-20)-(2-21)

$$\lambda_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (2-18)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (2-19)$$

$$\lambda_{dm}^s = \lambda_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s = L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (2-20)$$

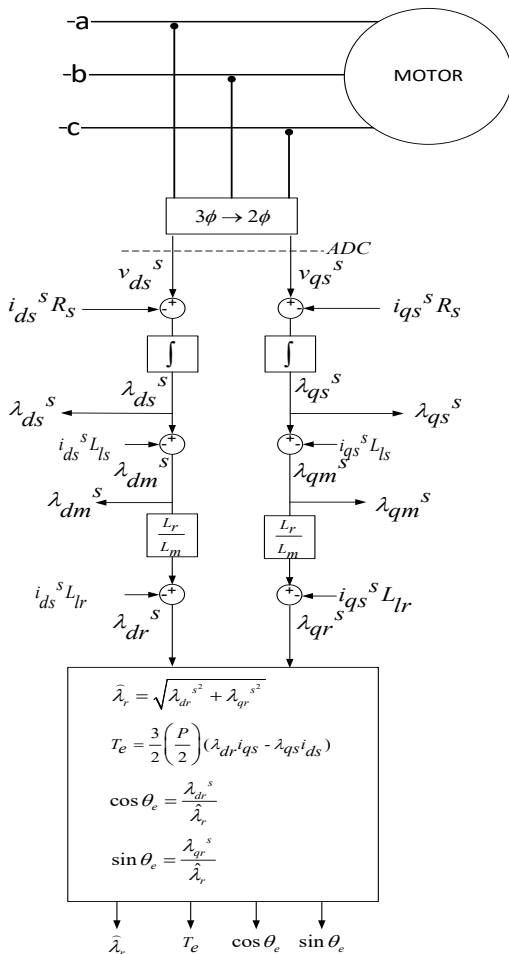
$$\lambda_{qm}^s = \lambda_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (2-21)$$

จากนั้น ฟลักซ์ทางด้านโรเตอร์ได้จากสมการที่ (1-7)-(1-8) โดยแทนสมการที่ (2-20)-(2-21) ลงในสมการฟลักซ์โรเตอร์ เพื่อกำจัด i_{dr}^s และ i_{qr}^s จะได้สมการที่ (2-22)-(2-23)

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (2-22)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (2-23)$$

โดยที่ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ และจากสมการที่ (2-22)-(2-23) โดยจะแสดงลำดับขั้นตอนด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าสัญญาณด้วยแบบจำลองแรงดัน

แบบจำลองแรงดันจะมีการประมาณค่าฟลักซ์ที่ไม่แน่นอนที่ความเร็วต่ำ ซึ่งแบบจำลองกระแสสามารถประมาณค่าฟลักซ์ได้แน่นอนกว่าในย่านความเร็วต่ำ ส่วนประกอบฟลักซ์ของโรเตอร์ สามารถสังเคราะห์ขึ้นได้ด้วยการใช้สัญญาณความเร็วและกระแสในวงจรมุม d-q แล้วบวกค่าพารามิเตอร์ $(L_m R_r / L_r) i_{ds}^s$ และ $(L_m R_r / L_r) i_{qs}^s$ ลงไปในสมการที่ (1-3)-(1-4) จะได้เป็นสมการที่ (2-24)-(2-25)

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \lambda_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s \quad (2-24)$$

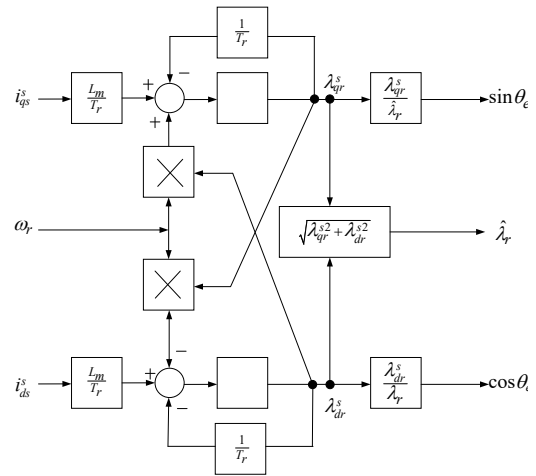
$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \lambda_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s \quad (2-25)$$

ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (2-26)-(2-27)

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \frac{L_m}{T_r} i_{dr}^s - \omega_r \lambda_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^s \quad (2-26)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + \frac{L_m}{T_r} i_{qr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr}^s \quad (2-27)$$

โดยที่ $T_r = L_r / R_r$ คือค่าคงที่เวลาของโรเตอร์ โดยแสดงในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3

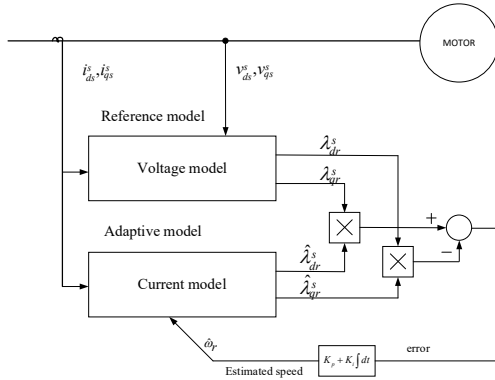


รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าสัญญาณด้วยแบบจำลองกระแส

การประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ในแบบจำลองกระแสจำเป็นต้องทราบกระแสในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งของสเตเตอร์และความเร็ว จะสามารถประมาณค่า ฟลักซ์และ มุมหมุนอ้างอิง $\sin \theta_e$ และ $\cos \theta_e$ ได้

2.3 การประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบปรับตัวตามแบบจำลองอ้างอิง

ความเร็วสามารถคำนวณโดยใช้ระบบปรับตัวตามแบบจำลองอ้างอิง ซึ่งเอาต์พุตของแบบจำลองอ้างอิงจะถูกเปรียบเทียบกับเอาต์พุตของแบบจำลองที่ปรับตัวได้ จนกว่าข้อผิดพลาดของแบบจำลองทั้งสองเป็นศูนย์แล้ว นำเข้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์ ในการประมาณความเร็วรอบมาแสดงในรูปที่ 4

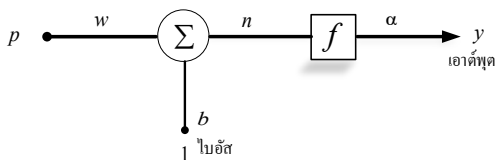


รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบปรับตัวตามแบบจำลองอ้างอิง

พิจารณาสมการฝั่งสเตเตอร์ของแบบจำลองแรงดัน (voltage model) ที่สมการ (2-22) และ (2-23.) ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นแบบจำลองอ้างอิงในรูปที่ 2 แบบจำลองนี้จะรับสัญญาณแรงดันและกระแสของสเตเตอร์ของมอเตอร์เข้ามา และคำนวณสัญญาณเวกเตอร์ฟลักซ์ของโรเตอร์ตามทีระบุ นำมาเปรียบเทียบกับ ฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแส (current model) ในสมการ (2-26) และ (2-27) ถูกกำหนดให้เป็นแบบจำลองเชิงปรับตัวในรูปที่ 3 แบบจำลองนี้สามารถคำนวณค่าฟลักซ์จากกระแสสเตเตอร์ที่ป้อนเข้ามาได้ก็ต่อเมื่อทราบค่าสัญญาณความเร็ว ω_r .

2.4 การประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์ด้วยแบบจำลองกระแสที่ใช้โครงข่ายประสาทเทียม

จากความสัมพันธ์ฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแส (current model) ในสมการ (2-26) และ (2-27) สามารถนำมาฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Network, ANN) ให้ทำนายค่าฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแส ในงานวิจัยนี้เป็นการใช้นิวรอนแบบป้อนไปข้างหน้าที่มี 5 อินพุต อินพุตทั้งหมด ถูกคูณด้วยน้ำหนักประสาท (weight) W โดยมีไบอัส b (bias หรือ ออฟเซต-offset) เป็นเสมือนอินพุตหนึ่งที่มีค่าน้ำหนักประสาทคงที่กับ 1 อินพุตทั้งสองรวม (sum) ได้เอาต์พุตเป็น n ซึ่งจะเป็นอินพุตของฟังก์ชันถ่ายโอน f (transfer function หรือ activation function) และได้เอาต์พุตของนิวรอนคือ y แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 นิวรอนอินพุตเดียว

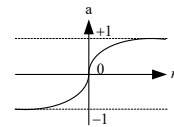
เอาต์พุตของนิวรอนสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2-28)

$$y = f(wp) + b \quad (2-28)$$

กระบวนการสร้างแบบจำลองโครงข่ายประสาทเทียม จำเป็นต้องมีข้อมูลในการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียมโดยข้อมูลได้จาก

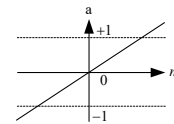
ค่าพารามิเตอร์ L_m L_r และ R_r บนกระแสที่อยู่ในแกนหยุดนิ่ง d-q ที่มีความเร็วรอบเท่าพิคัด เพื่อให้ได้ค่าฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแสปรับตัวที่อยู่ในแกน d-q แล้ว นำมาชดเชยค่าพารามิเตอร์เพื่อให้ได้ค่าฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแสปรับตัวได้ที่เหมาะสมกับแบบจำลองแรงดันอ้างอิง ดังนั้นค่าข้อมูลอินพุตของโครงข่าย จะได้เป็นกระแสที่อยู่ในแกนหยุดนิ่ง d-q จากสมการ (1-11) และ (1-12) ค่าประมาณความเร็วด้วย ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์ ฟลักซ์โรเตอร์ของแบบจำลองกระแสจากสมการที่ (2-26) และ (2-27) เอาต์พุตของนิวรอนจะถูกปรับด้วยค่า W และ b ตามกฎการเรียนรู้ของฟังก์ชันถ่ายโอนซึ่งทำหน้าที่รวมค่าเชิงตัวเลขเอาต์พุตของนิวรอน มาตัดสินใจในการส่งสัญญาณเอาต์พุตออกไปรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถเป็นได้ทั้งแบบเชิงเส้นหรือไม่เชิงเส้นก็ได้ ในส่วนฟังก์ชันปรับการเรียนรู้ในงานวิจัยได้ใช้ ฟังก์ชันแทนซิกมอยด์ (tan-sigmoid) ส่วนชั้นนำเข้า (Input Layer) และชั้นซ่อน (Hidden Layer) ส่วนชั้นผลลัพธ์ (Output layer) ใช้ฟังก์ชันเพียวรีน (purelin) เพื่อที่ได้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดน้อยที่สุด (Mean Square Error, MSE) และมีประสิทธิภาพในการทำนายที่แม่นยำ สำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนในแต่ละชั้นในรูปที่ 6 และ 7 ในสมการที่ (2-29) และ (2-30)

$$a = \text{Tansig}(n) = \frac{2}{1 + e^{-2n}} - 1 \quad (2-29)$$



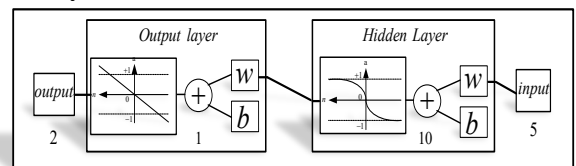
รูปที่ 6 ฟังก์ชันแทนซิกมอยด์(tan-sigmoid)

$$a = \text{Purelin}(n) \quad (2-30)$$



รูปที่ 7 ฟังก์ชันเพียวรีน (purlin)

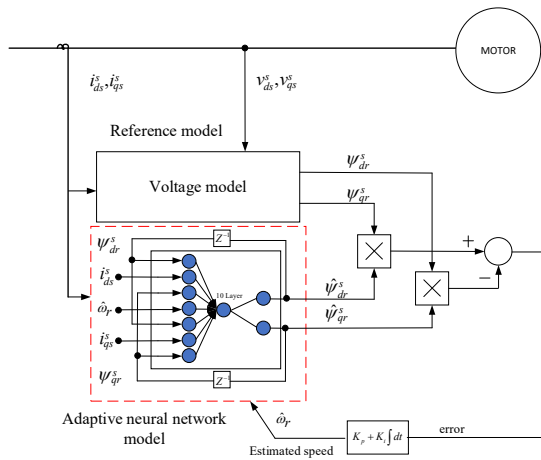
โครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมในการทำนายความเร็วรอบแบ่งได้เป็น 5-10-2 ประกอบด้วยจำนวนนิวรอนในชั้นอินพุต 5 นิวรอน คือ i_{ds} , i_{qs} , λ_{dr}^s , λ_{qr}^s และ $\hat{\omega}_r$ จำนวนนิวรอนในชั้นซ่อน 10 นิวรอน และจำนวนนิวรอนในชั้นเอาต์พุต 2 นิวรอน คือ $\hat{\lambda}_{dr}^s$, $\hat{\lambda}_{qr}^s$ โดยแสดงโครงสร้างในรูปที่ 8



รูปที่ 8 โครงข่ายประสาทเทียมของการทำนายค่าความเร็วรอบ

การประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์แบบจำลองกระแสปรับตัวได้จะถูกแทนด้วยโครงข่ายประสาทเทียมในการ นำเอาต์พุตของโครงข่ายมาเทียบกับ

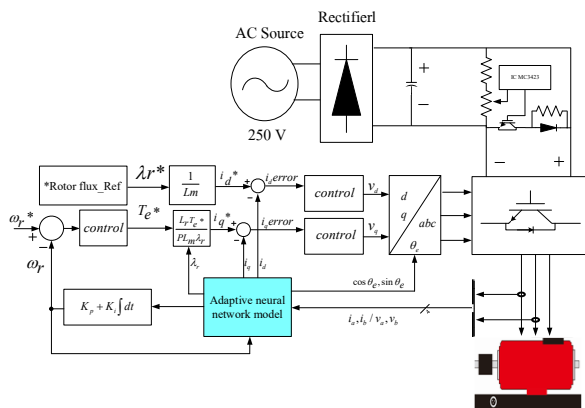
เอาต์พุตของแบบจำลองอ้างอิง นำเข้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์ เพื่อประมาณความเร็วรอบมาแสดงในรูปที่ 9



รูปที่ 9 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าฟลักซ์จากระบบปรับตัวแบบ
โครงข่ายประสาทเทียมตามแบบจำลองอ้างอิง

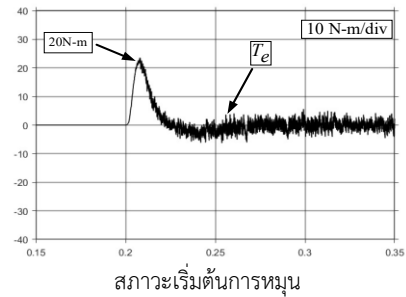
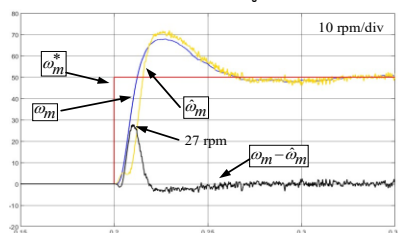
3. ผลการจำลองที่นำเสนอ

เพื่อยืนยันแนวความคิดได้ทำการทดสอบระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อดูผลการตอบสนองทางพลวัตของมอเตอร์โดยจำลองโครงสร้างของระบบดังรูปที่ 10

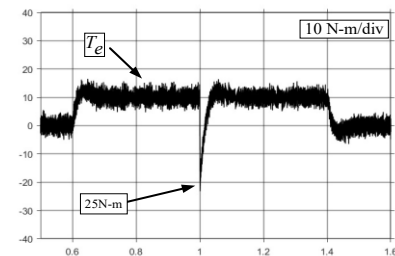
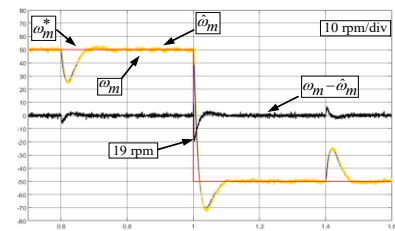


รูปที่ 10 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอ

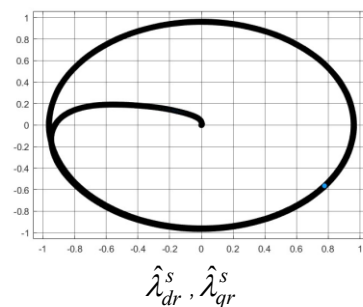
แสดงผลการจำลองความเร็วรอบที่ประมาณค่าได้ เปรียบเทียบกับความเร็วรอบของมอเตอร์จริง เพื่อแสดงค่าความผิดพลาดระหว่างสองความเร็วนี้ รวมถึงแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งกำหนดเงื่อนไขในการทดสอบต่อไปนี้ ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ 50 rpm และ 1500 rpm ในสภาวะเริ่มต้นการหมุน,สภาวะขณะโหลดที่ 10 Nm.,สภาวะกลับทางหมุน และกำหนดความเร็วอ้างอิงตามลำดับ แสดงในรูปที่ 11-13



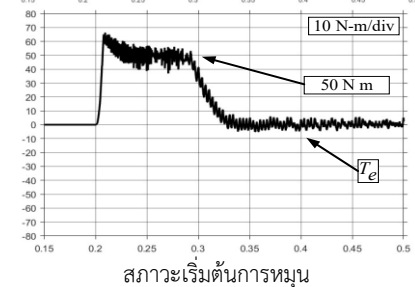
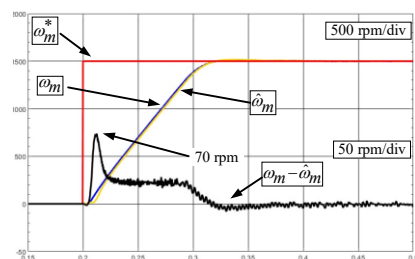
สภาวะเริ่มต้นการหมุน



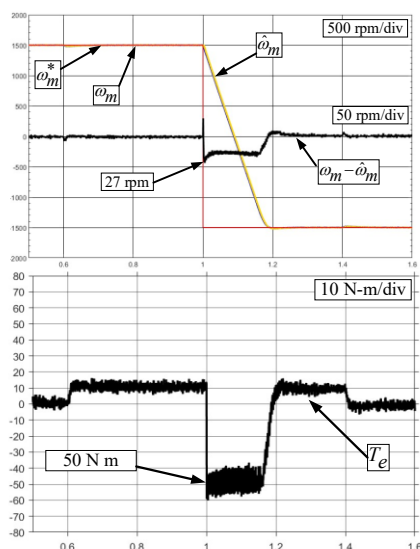
สภาวะขณะโหลดที่ 10 Nm. และกลับทางหมุน



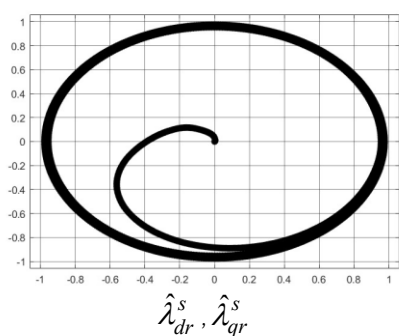
รูปที่ 11 ผลการจำลองที่ความเร็ว 50 rpm



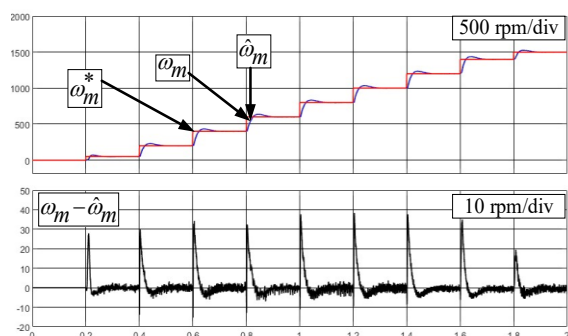
สภาวะเริ่มต้นการหมุน



สถานะขณะโหลดที่ 10 Nm. และกลับทางหมุน



รูปที่ 12 ผลการจำลองที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 13 ผลการจำลองมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามความเร็วอ้างอิง
50rpm,200rpm,400rpm,600rpm,800rpm,1000rpm,1200rpm,1400
rpm,1500rpm

4. สรุป

จากที่ได้ทำการออกแบบและจำลองระบบที่นำเสนอ ภายใต้เงื่อนไขการทดสอบ ที่ความเร็ว 1500rpm ในสถานะเริ่มหมุนความเร็วรอบประมาณมีความต่างกับความเร็วรอบจริงอยู่ที่ 70 rpm ที่เวลา 0.2 วินาที ถึง 0.35 วินาที คิดเป็นค่าความผิดพลาด 4.66% ของความเร็วรอบจริง

สภาวะกลับทางหมุนอยู่ที่ 27 rpm ที่เวลา 1 วินาที ถึง 1.2 วินาที คิดเป็นค่าความผิดพลาด 1.8% ของความเร็วรอบจริง

ทดสอบที่ความเร็ว 50 rpm ในสถานะเริ่มหมุนความเร็วรอบประมาณมีความต่างกับความเร็วรอบจริงอยู่ที่ 27 rpm ที่เวลา 0.2 วินาที ถึง 0.35 วินาที คิดเป็น 70% เนื่องจากกระแสในการเริ่มหมุนของมอเตอร์สูงชั่วขณะทำให้ค่าความผิดพลาดที่รอบต่ำสูง ในช่วงระยะเวลาดังกล่าว สภาวะกลับทางหมุนอยู่ที่ 19 rpm ที่เวลา 1 วินาที ถึง 1.2 วินาที คิดเป็น 38%

ระบบที่นำเสนอสามารถควบคุมมอเตอร์ตามความเร็วอ้างอิงได้โดยความเร็วรอบที่ประมาณมีความต่างกับความเร็วรอบจริงเฉลี่ยที่ 30.33 rpm ในอนาคตเพื่อยืนยันแนวความคิดการจำลองของระบบด้วยการสร้างชุดต้นแบบ และเปรียบเทียบตัวควบคุมในบทความนี้กับตัวควบคุมแบบอื่นๆเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของตัวควบคุมแบบโครงข่ายประสาทเทียม

5. กิตติกรรมประกาศ

บทความวิจัยนี้ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง วิทยาเขตชุมพร เขตอุตสาหกรรม ที่สนับสนุนเงินทุนและเอื้อเฟื้อสถานที่ดำเนินงานวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] B. K. Bose, (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, Inc.
- [2] M. Cirrincione, A. Accetta, M. Pucci and G. Vitale, "MRAS Speed Observer for High-Performance Linear Induction Motor Drives Based on Linear Neural Networks," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 123-134, Jan. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2200506.
- [3] Muangchan, N., & Kinnarees, V. (2012). Design of a Speed Sensorless Vector Control System for Induction Motor Drive Based on Model Reference Adaptive System. *Engineering and Applied Science Research*, 37(1), 9–17. retrieved from <https://ph01.tci-thaijo.org/index.php/easr/article/view/1685>
- [4] Aydin Boyar, Ersan Kabalci, Yasin Kabalci. (2024). Sensorless speed controller of an induction motor with MRAS-based model predictive control. *Computers and Electrical Engineering*. vol.118, part A, ISSN0045-7906, <https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2024.109350>.
- [5] นิคม ก้านจักร, เฉลิมชาติ มานพ, วิจิตร กิณเรศ และศักดาวิณี บุญด้ว. (2556). การควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคแบบผสมโครงข่ายประสาทเทียมและอินทิกรัลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. ใน การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า (EENET2023) ครั้งที่ 15. (น. 213-216). กรุงเทพฯ, ประเทศไทย.