



KKU Engineering Journal

<http://www.en.kku.ac.th/enjournal/th/>**ระบบควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส****A vector control system for two-phase induction motor drives**

ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์*

Nuttapong Muangchan*

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอีสต์เทิร์นเอเชีย จังหวัดปทุมธานี 12110

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

Received May 2012

Accepted September 2012

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอทฤษฎีและแนวคิดของระบบควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรโดยนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิด capacitor-run มาถอดตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมกับขดลวดช่วยออกแล้วแยกขดลวดหลักกับขดลวดช่วยออกจากกัน ใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งทำหน้าที่จ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองโดยมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา และออกแบบอัตราขยายระบบควบคุมเพื่อให้ระบบควบคุมโดยรวมมีเสถียรภาพนำไปทดสอบกับโปรแกรม MATLAB ผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองของกระแส แรงบิด และความเร็วที่สภาวะเงื่อนไขต่างๆ มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

คำสำคัญ : ระบบควบคุมเวกเตอร์ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส อัตราขยายระบบควบคุม อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง

Abstract

This paper describes the theory and concept of vector control system for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, by using the single-phase split capacitor induction motor (SPCIM) which is removed a capacitor out from auxiliary winding and separating main and auxiliary windings. A three-leg inverter which is applied voltage to the both coil has different of phase angle 90-degree. The design guidelines for the gains are in order to overall control system is stable. This overall design to experimental test with the MATLAB program. The results show that the response of current, torque and speed are under any conditions has the stability for the entire operating region.

Keywords : Vector control system, Two-phase induction motor, Three-leg inverter

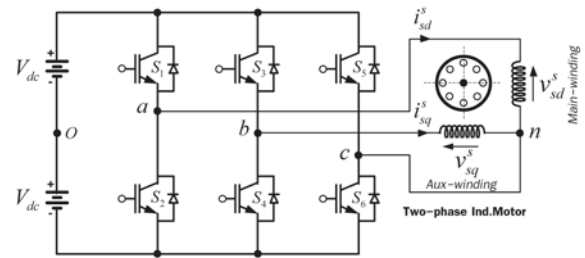
*Corresponding author. Tel.: 02-5771028 ext. 451

Email address: nuttapon@eau.ac.th

1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (SPIMs) มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในย่านพลังงานต่ำทั้งในที่อยู่อาศัยและในอุตสาหกรรม ตามปกติแล้ว SPIMs ใช้แหล่งจ่ายไฟสลับเฟสเดียวโดยที่แรงดันและความถี่คงที่และได้เข้าไปมีบทบาทกับเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน เช่น พัดลม ตู้เย็น เครื่องปรับอากาศ เป็นต้น SPIMs สามารถนำไปใช้ในงานควบคุมความเร็วได้ แต่ไม่ย่นยากที่จะทำให้การควบคุมนั้นมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากมีปัญหาต่างๆ เช่น ประสิทธิภาพต่ำ แรงบิดกระเพื่อม เป็นต้น มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิด Capacitor-run ขดลวดช่วย (Auxiliary winding) มีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่ตลอดเวลา ซึ่งในขณะที่ขั้วโหลดปกติจะมีประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ดีรวมทั้งมีลักษณะแรงบิดที่เรียกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดอื่น แต่ถ้านำมาใช้ในการปรับความเร็วรอบจะเกิดปัญหาในย่านความถี่ต่ำ คือ มอเตอร์จะร้อนขึ้น แรงบิดลดลงและกระเพื่อมสูง [1] การแก้ปัญหานี้ให้ลดลงทำได้โดยการถอดตัวเก็บประจุที่ขดลวดช่วยออกไป [2] แล้วประยุกต์ต้องจรรยาให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส (TPIM) เป็นดังรูปที่ 1 และจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองให้มีมุมเฟสต่างกัน 90 องศาโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง

จากบทความ [3] ได้นำเสนอการควบคุมความเร็ว TPIM โดยพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยวิธี v/f คงที่ ซึ่งการควบคุมวิธีดังกล่าวไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ความเร็วที่ได้เปลี่ยนแปลงตามโหลดจึงเกิดความคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วที่ตั้งไว้ ดังนั้นบทความนี้ขอเสนอการควบคุมเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส (TPIM) ซึ่งเป็นประเภทการควบคุมที่มีสมรรถนะสูงตอบสนองคุณสมบัติแรงบิดและความเร็วที่ดี โดยทั่วไประบบควบคุมเวกเตอร์จะทำการจ่ายกระแสสเตเตอร์ที่มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนสร้างฟลักซ์แม่เหล็กและส่วนสร้างแรงบิดที่แยกอิสระต่อกัน ทั้งนี้การควบคุมทั้งหมดจะกระทำอยู่บนแกนโรเตอร์ที่หมุนไปพร้อมกับฟลักซ์เวกเตอร์



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งสำหรับจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

2. แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสชนิดกรงกระรอกที่ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ซึ่งพารามิเตอร์แต่ละขดลวดไม่เท่ากันโดยอ้างอิงบนแกนสเตเตอร์ (d^s - q^s) เป็นดังสมการ (1) และ (2) [4]

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

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

เมื่อตัวแปรดังกล่าวมีความหมายดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

$$\lambda_s^s = [\lambda_{sd}^s \ \lambda_{sq}^s]^T$$

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. การควบคุมเวกเตอร์

ระหว่างความไม่สมมาตรของขดลวดหลัก (Main winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสทำให้ไม่สามารถควบคุมด้วยวิธีเวกเตอร์ได้โดยตรง ซึ่งความไม่สมมาตรนี้เกิดจากผลของพารามิเตอร์ของขดลวดแต่ละขดไม่เท่ากัน ดังนั้นการควบคุมเวกเตอร์ต้องทำให้กระแส แรงดันรวมทั้งฟลักซ์สเตเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (d^s - q^s) มีความสมมาตรกัน[5] โดยใช้

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} \quad (4)$$

เมื่อ $n = N_a / N_m$

และ N_a คือจำนวนรอบของขดลวดช่วย

N_m คือจำนวนรอบของขดลวดหลัก

เขียนสมการกระแส แรงดันและฟลักซ์ได้ใหม่เป็นดังสมการ (5) ถึง (7) ตามลำดับ

$$i_{s1}^s = T i_s^s \quad (5)$$

$$v_{s1}^s = T^{-1} v_s^s \quad (6)$$

$$\lambda_{s1}^s = T^{-1} \lambda_s^s \quad (7)$$

ดังนั้นจากสมการ (1) และ (2) แปลงไปอยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (d^e - q^e) ปริมาณทั้งหมดจะอยู่ในรูปไฟตรงซึ่งสามารถแสดงกระแสและแรงดันบนแกนสเตเตอร์ไปอยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังรูปที่ 2 และ ในขณะที่เกิดฟิโวลเรียนเตชั่น (Field orientation) $\lambda_{rq}^e = 0$ [6][7] เมื่อกำหนดให้ λ_{rd}^e มีค่าคงที่ จะได้เป็นดังสมการ (8) ถึง (10)

$$v_{sd}^e = (R_{sd} + \sigma_d L_{sd} s) i_{sd}^e - \sigma_q L_{sq} \omega_{mr} i_{sq}^e \quad (8)$$

$$v_{sq}^e = (R_{sq} + \sigma_q L_{sq} s) i_{sq}^e + \omega_{mr} L_{sd} i_{sd}^e \quad (9)$$

$$\lambda_{rd}^e = M_d i_{sd}^e \quad (10)$$

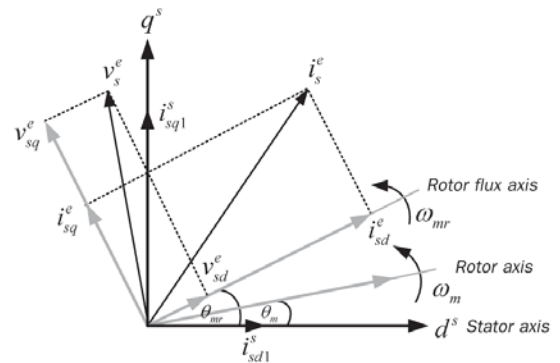
เมื่อ

v_{sd}^e, v_{sq}^e : แรงดันสเตเตอร์ที่อยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

i_{sd}^e, i_{sq}^e : กระแสสเตเตอร์ที่อยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

λ_{rd}^e : ฟลักซ์โรเตอร์ที่อยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

ω_{mr} : ความถี่ของฟลักซ์โรเตอร์



รูปที่ 2 การอ้างอิงกระแสและแรงดันบนแกนสเตเตอร์และโรเตอร์ฟลักซ์

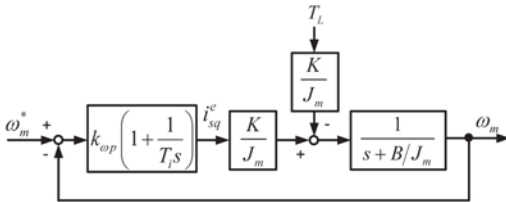
สุดท้ายจะได้แรงบิดมอเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์เป็นดังสมการ (11)

$$T_m = \frac{p M_q}{L_{rd}} i_{sq}^e \lambda_{rd}^e \quad (11)$$

4. การออกแบบระบบควบคุม

4.1 การออกแบบอัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว

จากรูปที่ 3 พิจารณาสมประสิทธิ์ความเสียดทาน (B) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับโมเมนต์ความเฉื่อย (J_m) สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบในขณะไม่มีโหลด ($T_L = 0$) เป็นดังสมการ (12)



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว

$$G_\omega(s) = k_{op} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \frac{K}{J_m s}$$

$$= \frac{k_{op} K (1 + T_i s)}{(T_i s)(J_m s)} \quad (12)$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่

จากสมการ (12) พิจารณาที่ความถี่ตัดข้าม (ω_o) มีค่าเท่ากับ 1 จะได้

$$G_\omega(s) = |G_\omega(j\omega_o)| = 1 \quad (13)$$

และส่วนเฟส (Phase margin, ϕ)

$$\phi = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_o T_i) - 90^\circ - 90^\circ \quad (14)$$

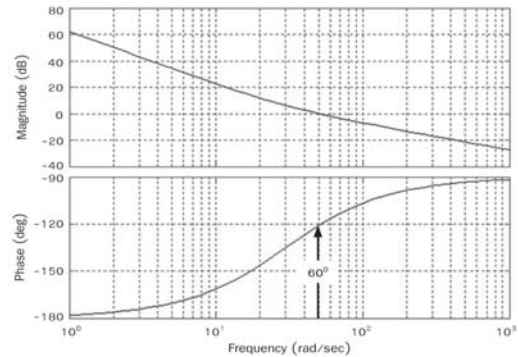
ดังนั้นจากสมการ (13) และ (14) จะได้

$$T_i = \frac{\tan \phi}{\omega_o} \quad (15)$$

$$k_{op} = \frac{T_i J_m s^2}{K + K T_i s} = \frac{T_i J_m \omega_o^2}{K \sqrt{1 + (\omega_o T_i)^2}} \quad (16)$$

ในระบบควบคุมความเร็วเป็นการควบคุมวงรอบนอก ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องเลือกความถี่ตัดข้ามที่มีค่าสูงมากนัก บทความนี้จึงเลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_o = 50$ rad/s และส่วนเฟส $\phi = 60^\circ$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมและระบบตอบสนองได้รวดเร็ว แทนค่าพารามิเตอร์ลงสมการ (15) และ (16) จะได้ $k_{op} = 0.1$ และ $T_i = 0.034$

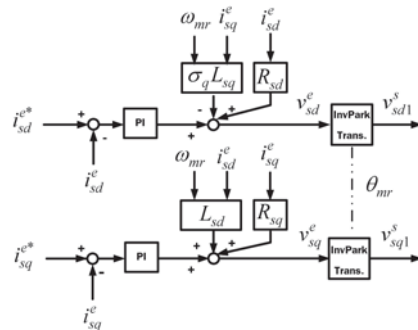
แสดงแผนภาพโบดได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งพบว่ามีส่วนเฟสเฟส 60 องศาตามที่ได้ออกแบบไว้ข้างต้น



รูปที่ 4 แสดงภาพโบดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ

4.2 การออกแบบอัตราขยายระบบควบคุมกระแส

จากรูปที่ 5 เป็นผังของระบบควบคุมกระแสที่ได้จากสมการ (8) และ (9) โดยใช้ตัวควบคุมพีไอเพื่อให้กระแสจริงติดตามกระแสคำสั่งได้อย่างถูกต้องจะได้เป็นสมการ (17) และ (18)



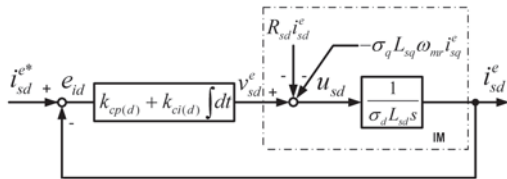
รูปที่ 5 ผังของระบบควบคุมกระแสด้วยพีไอ

$$v_{sd}^e = (k_{cp(d)} + k_{ci(d)}/s)(i_{sd}^{e*} - i_{sd}^e) \quad (17)$$

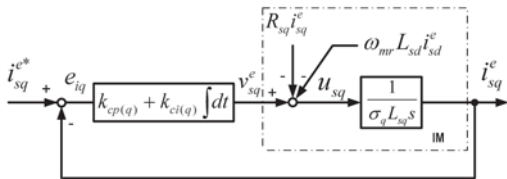
$$v_{sq}^e = (k_{cp(q)} + k_{ci(q)}/s)(i_{sq}^{e*} - i_{sq}^e) \quad (18)$$

จากรูปที่ 5 สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสบนแกน d และ q ได้ดังรูปที่ 6 และ 7 ตามลำดับ โดยพิจารณาเทอมของแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์และเทอมของแรงดันเชื่อมโยระหว่างแกนโดยมองว่าเป็นสัญญาณที่เข้ามารบกวนระบบ ดังนั้นจะเหลือเพียงเทอมของความเหนี่ยวนำรั่วไหล เขียนฟังก์ชันโอนย้ายของ

ระบบควบคุมกระแสวงรอบเปิดบนแกน d และ q ได้ดังสมการ (19) และกำหนดอัตราขยายระบบไว้เท่ากับ 1 ดังสมการ (20)



รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสแกน d



รูปที่ 7 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสแกน q

$$G_C(s) = \frac{1}{\sigma_{dq} L_{sdq} s} \left(k_{cp(d,q)} + \frac{k_{ci(d,q)}}{s} \right) \quad (19)$$

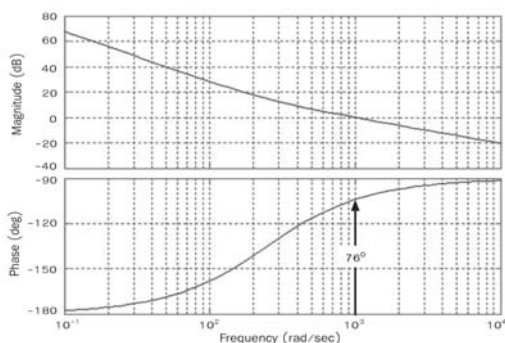
$$|G_C(s)|_{s=j\omega_o} = 1 \quad (20)$$

วงรอบควบคุมกระแสเป็นการควบคุมวงรอบในซึ่งต้องมีการตอบสนองที่รวดเร็ว จึงได้เลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_o = 1000$ rad/s และเลือกความถี่หักมุม $\omega_c = k_{ci(d,q)} / k_{cp(d,q)} = 250$ rad/s จะได้อัตราขยาย

แกน d : $k_{cp(d)} = 173$ และ $k_{ci(d)} = 43300$

แกน q : $k_{cp(q)} = 237$ และ $k_{ci(q)} = 59000$

แสดงแผนภาพโบดได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งพบว่ามีส่วนเฟสเฟส 76 องศาเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม

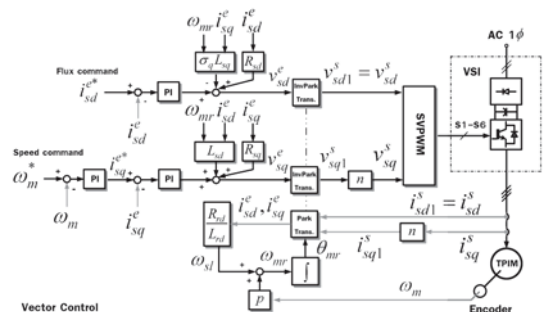


รูปที่ 8 แสดงภาพโบดของระบบควบคุมกระแสจากการออกแบบ

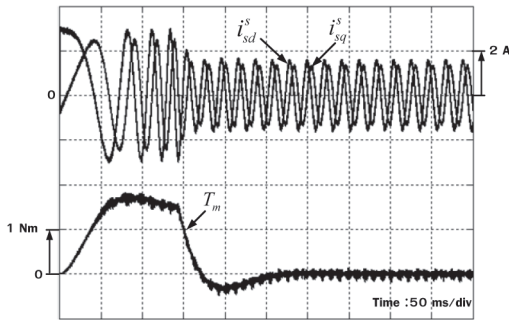
5. ผลการทดสอบ

เพื่อเป็นการยืนยันหลักการควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส บทความนี้ได้นำเสนอทดสอบกับโปรแกรม MATLAB โดยใช้แรงดันบัลไฟตรง 220 V ความถี่สวิตชิง 10 kHz โดยจำลองโครงสร้างระบบไว้ดังรูปที่ 9 และพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับทดสอบไม่คิดขณะอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

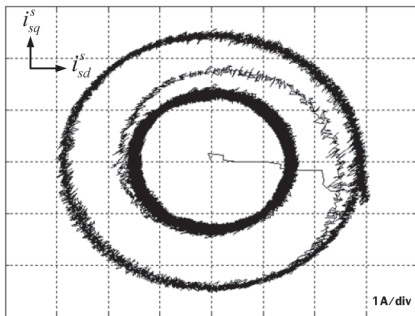
จากรูปที่ 10 ทดสอบขณะมอเตอร์เริ่มทำงานไปจนถึงสภาวะอยู่ตัว จะเห็นว่ากระแสเดเตอร์ระหว่างแกน d และแกน q จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของ n จากภาคผนวกซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบขดลวดช่วยและขดลวดหลักและมีแรงบิดสูงสุดประมาณ 1.5 Nm รูปที่ 11 ทดสอบทางเดินของกระแสเดเตอร์ขณะเริ่มทำงาน (วงนอก) ไปจนถึงสภาวะอยู่ตัว (วงใน) ซึ่งมีลักษณะเป็นวงรีเนื่องจากกระแสแกน d และ q ไม่เท่ากัน โดยกระแสเดเตอร์ที่สภาวะอยู่ตัวบนแกน d และ q เท่ากับ 1.52 A และ 1.28 A ตามลำดับ รูปที่ 12 ทดสอบขณะเพิ่มและลดความเร็ว ซึ่งมีช่วงเวลาขึ้น 80 ms และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 250 ms รูปที่ 13 ทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดแบบขั้นทันทีที่ทันไดขนาด 1.2 Nm ที่ความเร็ว 1430 rpm ระบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพและใช้เวลาในการกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว 100 ms และรูปที่ 14 ทดสอบขณะกลับทิศความเร็วพบว่ามอเตอร์ทำงานได้อย่างราบเรียบและใช้เวลากลับทิศความเร็วเพียง 250 ms เช่นกัน



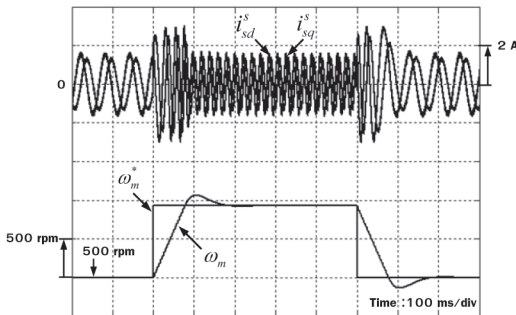
รูปที่ 9 โครงสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส



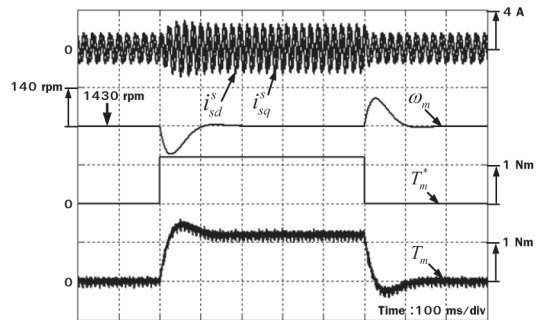
รูปที่ 10 ทดสอบระบบขณะเริ่มทำงานโดยกำหนดความเร็วคำสั่ง 1430 rpm



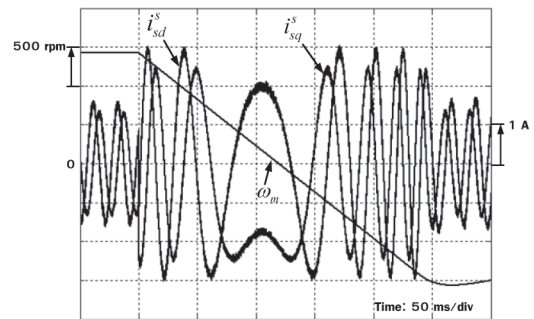
รูปที่ 11 ทดสอบทางเดินกระแสสเตเตอร์ขณะเริ่มทำงานไปจนถึงสภาวะอยู่ตัว



รูปที่ 12 ทดสอบขณะเพิ่มความเร็ว 500 rpm ถึง 1430 rpm และขณะลดความเร็ว 1430 rpm ถึง 500 rpm



รูปที่ 13 ทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดขนาด 1.2 Nm อย่างทันทีทันใดที่ความเร็วคำสั่ง 1430 rpm



รูปที่ 14 ทดสอบการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1430 rpm ถึง -1430 rpm

6. สรุป

จากการทดสอบของระบบควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส โดยที่มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสที่ใช้ได้ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิด Capacitor-run ซึ่งพารามิเตอร์ของขดลวดทั้งสองไม่เท่ากันจึงทำให้กระแสสเตเตอร์เป็นสัดส่วนที่ตรงกับ

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt}$$

จากภาคผนวก ในส่วนของการตอบสนอง

ขณะเพิ่มและลดความเร็วทันทีทันใดนั้นให้ผลการตอบสนองที่ดีสามารถเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้รวดเร็วซึ่งสามารถคำนวณแรงบิดสูงสุดได้จาก มีค่าเท่ากับ 1.5 Nm ด้านการป้อนโหลดแบบทันทีทันใดระบบยังสามารถให้ผลการตอบสนองต่อการปรับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้รวดเร็วและไม่ทำให้ระบบโดยรวมขาดเสถียรภาพและอัตราขยายระบบควบคุมสามารถทำงานได้ดีตลอดย่านการทำงาน ดังนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสสามารถนำมาควบคุมด้วยวิธีเวกเตอร์และนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติได้จริง

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] Blaabjerg F, Lugeanu F, Skaug K, Tonnes M. Two-phase induction motor drives. IEEE Ind. Appl. Mag. 2004; 10: 24-32.
- [2] Charumit Ch, Kinnarees V. Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives. Electric Power Systems Research. 2009; (79): 1127-1135.
- [3] Piyarat W, Hothongkham P, Charumit C, Kinnarees V. Simple Speed Control of an Asym -metrical Type Two-Phase Induction Motor Drive. ECTI-CON; 2010 May 19-21. 274-278.
- [4] Krause PC. Simulation of Unsymmetrical 2- phase Induction Machines. IEEE Trans. Apparatus and systems.1965; 11: 1025-1037.
- [5] de Rossiter Correa MB, Jacobina CB, Lima AMN, da Silva ERC. A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems. IEEE Trans. Ind. Electron. 2002; 47: 517-523.
- [6] Andrzej M,Trzynadlowski. The Field Oriented Principle in Control of Induction Motors. Academic Press; 2000.
- [7] Bimal K. Bose. Power Electronics and AC Drive. Prentice-Hall; 1986.

8. ภาคผนวก

พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

<i>1/4 HP, 110V, 2A, 1430 rpm, 50Hz, 4 Pole</i>	
$i_{sd}^e = 1.52 \text{ A}$	$i_{sq}^e = 2.42 \text{ A}$
$R_{sd} = 2.02 \Omega$	$R_{sq} = 7.14 \Omega$
$R_{rd} = 4.12 \Omega$	$R_{rq} = 5.74 \Omega$
$L_{sd} = 0.1846 \text{ H}$	$L_{sq} = 0.255 \text{ H}$
$L_{rd} = 0.1828 \text{ H}$	$L_{rq} = 0.2543 \text{ H}$
$M_d = 0.1772 \text{ H}$	$M_q = 0.2464 \text{ H}$
$J_m = 0.0012 \text{ kg} - \text{m}^2$	$n = 1.18$