

มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

Two-Phase Induction Motor

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยการประยุกต์ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (capacitor run) เพื่อใช้ในการปรับความเร็วรอบ ด้วยการถอดตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมกับขดลวดช่วย และแยกขดลวดหลักกับขดลวดช่วยออกจากกัน ในบทความนี้กล่าวถึงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส เพื่ออธิบายถึงความสัมพันธ์ของสมการระหว่างขดลวดหลักกับขดลวดช่วยที่มีผลต่อการกระเพื่อมของแรงบิด วิธีการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสไปใช้งานโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง เพื่อจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองชุดโดยมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา ส่วนวิธีควบคุมใช้การมอดูเลชันแบบไซน์ ซึ่งทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานสูงสุด 70.7 % ของแรงดันบัลไฟตรง ที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 1 และระบบทั้งหมดควบคุมผ่านชุดควบคุมสัญญาณดิจิทัล เพื่อความแม่นยำและมีเสถียรภาพ

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส, อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง, ชุดควบคุมสัญญาณดิจิทัล

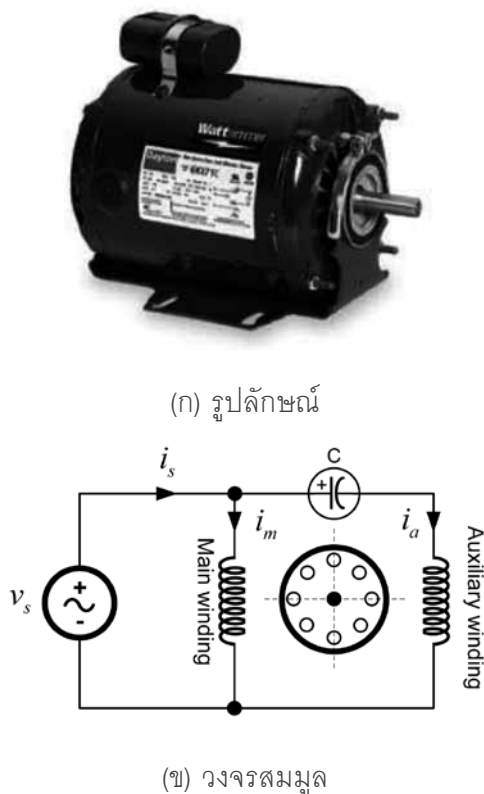
Abstract

This paper presents a two-phase induction motor, by applying the single-phase split capacitor induction motor (SPCIM) for adjusting speed, and by removing a capacitor from the auxiliary winding and separating main and auxiliary windings. This paper refers to the equivalent circuits of the two-phase induction motor to explain the relationship of equation between the main and auxiliary winding which has affected the production of torque. The application of the two-phase induction motor, by using the three-leg inverter is distribute a set of two-phase voltages 90-degrees out of phase to both coils. The method of control uses the SPWMs which have a fundamental output voltage 70.7 % of dc bus voltage at modulation index equal to 1, and overall system is controlled by a set of digital signal controller for the precision and stability.

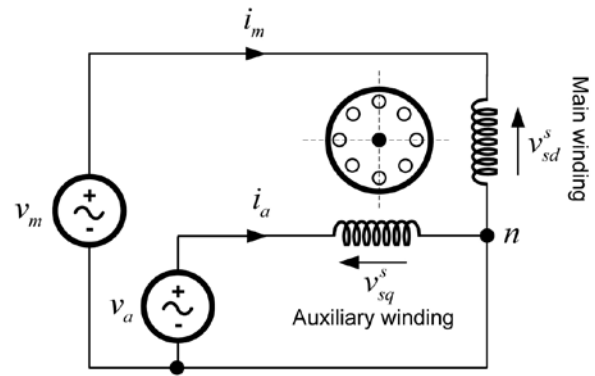
Keywords: two-phase induction motor, three-leg inverter, digital signal controller

ความนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (capacitor run) ดังภาพ 1 ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายตามที่อยู่อาศัยหรือในอุตสาหกรรม จะเห็นว่ามอเตอร์ชนิดนี้ ขดลวดช่วย (auxiliary winding) มีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่ตลอดเวลา ในขณะที่ขั้วไหลตกติจะมีประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ดี รวมทั้งมีลักษณะแรงบิดที่เรียบกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดอื่น แต่ถ้านำมาใช้ในการปรับความเร็วรอบจะเกิดปัญหาในย่านความถี่ต่ำ คือ มอเตอร์มีความร้อนมากขึ้น แรงบิดลดลงและเกิดการกระเพื่อมสูง (Blaabjerg, Lugeanu, Skaug&Aupke, 2002) ซึ่งเป็นผลอันเกิดจากตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ การแก้ปัญหานี้ให้ลดลงทำได้โดยการถอดตัวเก็บประจุที่ขดลวดช่วย พร้อมกับแยกขดลวดหลักและขดลวดช่วยออกจากกัน เราจึงเรียกว่า “มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM)” (ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์, 2554) ดังภาพ 2 ดังนั้นบทความนี้จึงได้อธิบายถึงความสัมพันธ์ของสมการระหว่างขดลวดทั้งสองที่มีผลต่อการกระเพื่อมของแรงบิด เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง ให้มีประสิทธิภาพ



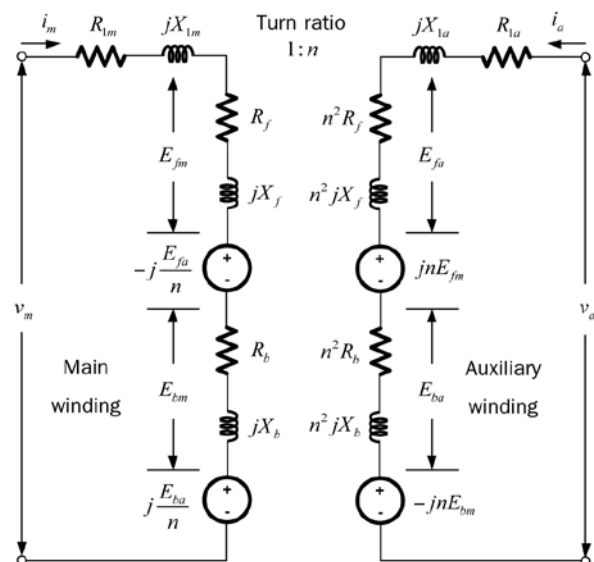
ภาพ 1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิด capacitor run



ภาพ 2 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM)

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

เราสามารถเขียนวงจรสมมูลของขดลวดสอง ชุด คือขดลวดหลัก (main winding) และขดลวดช่วย (auxiliary winding) (Holmes & Kotsopoulos, 1993) ดังภาพ 3 ซึ่งมีความแตกต่างทางอิมพีแดนซ์และจำนวนรอบ โดยไม่คิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก ในแต่ละขดลวดถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน คืออิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (forward) และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง (backward) และแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดหลักและขดลวดช่วย



ภาพ 3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

จากภาพ 3 พารามิเตอร์ต่างๆ มีความหมายดังนี้

v_m คือแรงดันที่ขดลวดหลัก

v_a คือแรงดันที่ขดลวดช่วย

i_m คือกระแสที่ขดลวดหลัก

i_a คือกระแสที่ขดลวดช่วย

E_{fm} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

E_{fa} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

E_{bm} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

E_{ba} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

n คืออัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดลวดช่วยและขดลวดหลัก

R_{1m}, X_{1m} คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์รั่วไหลของขดลวดหลักตามลำดับ

R_{1a}, X_{1a} คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์รั่วไหลของขดลวดช่วยตามลำดับ

R_f, X_f คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์ของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าตามลำดับ

R_b, X_b คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์ของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังตามลำดับ

โดยที่อิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง จะได้ตามสมการที่ (1) ถึง (4)

$$R_f = \frac{R_2 X_m^2}{2s} \cdot \frac{1}{(R_2/s)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (1)$$

$$X_f = \frac{X_m}{2} \cdot \frac{(R_2/s)^2 + X_2(X_2 + X_m)}{(R_2/s)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2)$$

$$R_b = \frac{R_2 X_m^2}{2(2-s)} \cdot \frac{1}{(R_2/(2-s))^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (3)$$

$$X_b = \frac{X_m}{2} \cdot \frac{(R_2/(2-s))^2 + X_2(X_2 + X_m)}{(R_2/(2-s))^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (4)$$

เมื่อกำหนดให้

R_2 คือความต้านทานโรเตอร์

X_2 คือรีแอคแตนซ์รั่วไหลที่ย้ายไปด้านขดลวดหลัก

X_m คือรีแอคแตนซ์เหนี่ยวนำร่วม

s คือสลิปมอเตอร์

โดยที่ขดลวดหลัก มีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศ (air-gap) เป็นดังสมการที่ (5) และ (6)

$$P_{gf} = i_m^2 R_f - j \frac{E_{fa}}{n} i_m \quad (5)$$

$$P_{gb} = i_m^2 R_b + j \frac{E_{ba}}{n} i_m \quad (6)$$

และที่ขดลวดช่วย มีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศ (air-gap) เป็นดังสมการที่ (7) และ (8)

$$P_{gf} = i_a^2 n^2 R_f + j n E_{fm} i_a \quad (7)$$

$$P_{gb} = i_a^2 n^2 R_b - j n E_{bm} i_a \quad (8)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศ $P_g = P_{gf} - P_{gb}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$P_g = (R_f - R_b)(i_m^2 + (ni_a)^2) - (jE_{fa} + jE_{ba}) \frac{i_m}{n} + (jE_{fm} + jE_{bm}) ni_a \quad (9)$$

โดยที่

$$E_{fa} = n^2 i_a (R_f + jX_f)$$

$$E_{ba} = n^2 i_a (R_b + jX_b)$$

$$E_{fm} = i_m (R_f + jX_f)$$

$$E_{bm} = i_m (R_b + jX_b)$$

ดังนั้น

$$P_g = \begin{pmatrix} (R_f - R_b)(i_m^2 + (ni_a)^2) \\ + (R_f + R_b) 2ni_a i_m \sin(\theta_a - \theta_m) \\ + j(X_f - X_b) 2ni_a i_m \sin(\theta_a - \theta_m) \end{pmatrix} \quad (10)$$

เมื่อแรงบิดมอเตอร์เป็นดังสมการที่ (11)

$$T_m = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (11)$$

และ ω_s คือ ความถี่เชิงมุม (rad/s)

จากสมการที่ (11) แรงบิดมอเตอร์โดยพิจารณาเฉพาะในทอมของส่วนจริงจะได้

$$T_m = \frac{1}{\omega_s} \left((R_f - R_b)(i_m^2 + (ni_a)^2) + (R_f + R_b)2ni_a i_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) \quad (12)$$

จากสมการที่ (12) แรงบิดมอเตอร์มีค่าสูงสุดก็ต่อเมื่อมุมเฟส $\theta_a - \theta_m$ มีค่าเท่ากับ 90 องศาไฟฟ้า และกำหนดสมการแรงบิดกระเพื่อมได้ดังสมการที่ (13)

$$T_{pulse} = \frac{1}{\omega_s} \left[\frac{i_m^4 + (ni_a)^4 + 2(ni_a i_m)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m)}{(R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

จากสมการที่ (13) (จักรพงษ์ จารุมิตรี, 2552) แรงบิดกระเพื่อมมีค่าเป็นศูนย์จะเกิดขึ้นได้เมื่อกำหนดให้

$$i_m^4 + (ni_a)^4 + 2(ni_a i_m)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m) = 0 \quad (14)$$

$$\cos 2(\theta_a - \theta_m) = -\frac{i_m^4 + (ni_a)^4}{2(ni_a i_m)^2} \quad (15)$$

ถ้า $\theta_a - \theta_m = 90^\circ$ แล้วจะได้

$$\left(\frac{i_m}{ni_a} \right)^2 + \left(\frac{ni_a}{i_m} \right)^2 = 2 \quad (16)$$

ดังนั้นสมการที่ (16) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ

$$i_m = ni_a \quad (17)$$

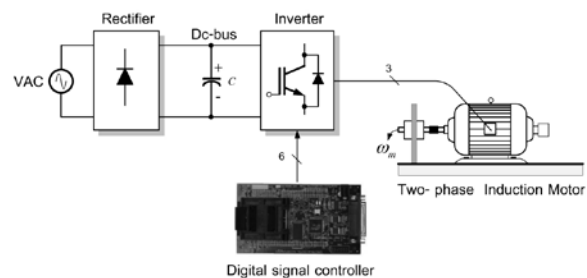
$$\text{ดังนั้น} \quad v_a = nv_m \quad (18)$$

ดังนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสหากต้องการลดการเพี้ยนของแรงบิดจะต้องจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นจำนวน n เท่า ดังสมการที่ (18) จึงมีความจำเป็นต้องมีแหล่งจ่าย

แรงดันสูง เพื่อสามารถจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยได้เพียงพอ

วิธีนำมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสไปใช้ในงานปรับความเร็วรอบ

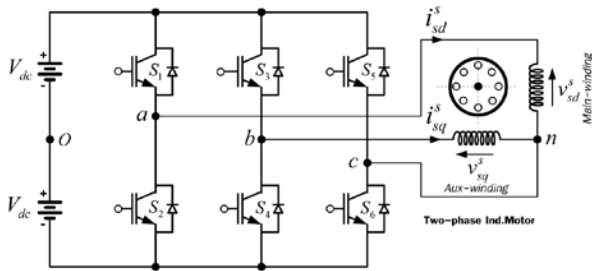
สำหรับการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสไปใช้งานปรับความเร็วรอบโดยทั่วไป แสดงได้ดังภาพ 4 ประกอบไปด้วยภาคจ่ายกำลัง คือ ชุดเรกติไฟเออร์ ชุดวงจรกรองและชุดอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรด้านขาเข้าจะต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับผ่านวงจรเรกติไฟ-เออร์เพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แล้วผ่านไปยังวงจรกรองเพื่อทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มีขนาดที่เรียบ จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ส่งต่อไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ต่างๆ เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยกระบวนการทั้งหมดจะควบคุมด้วยชุดสัญญาณดิจิทัลหรือไมโครคอนโทรลเลอร์ ส่วนวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำอย่างง่าย มักใช้วิธีแรงดัน ต่อความถี่ (V/f) คงที่ (Piyarat, Hothongkham, Charumit & Kinnares, 2010) เนื่องจากไม่ต้องใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ในการควบคุม ส่วนใหญ่ใช้ในงานปรับความเร็วรอบอย่างง่าย เช่น เครื่องสูบน้ำ สายพานลำเลียงในการผลิต เป็นต้น



ภาพ 4 ลักษณะการควบคุมความเร็วมอเตอร์อย่างง่าย

สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสจะต้องมีแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีมุมเฟสต่างกัน 90 องศาจ่ายให้กับขดลวดทั้งสองนี้ เพื่อให้มอเตอร์นั้นหมุนได้โดยใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง (Correa, Jacobina, Lima & da Silva, 2002) ดังภาพ 5 ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตช์กำลังทั้งหมด 6 ตัว กำหนดเป็น S_1 , S_3 และ S_5

เรียกว่า “กึ่งบน” ส่วน S_2 , S_4 และ S_6 เรียกว่า “กึ่งล่าง” สวิตช์กำลังแต่ละกึ่งจะต้องทำงานตรงข้ามกันเสมอ เรากำหนดให้ c เป็นจุดต่อร่วม มีแรงดันที่จ่ายเข้าขดลวดหลัก (main winding) เป็น v_{ac} และจ่ายให้กับขดลวดช่วย (auxiliary winding) เป็น v_{bc} โดยแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะให้ขนาดแรงดันที่มีความถี่มูลฐานเท่ากัน และมุมเฟสต่างกัน 90 องศา



ภาพ 5 อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งสำหรับจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

สำหรับการควบคุมการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในปัจจุบันนิยมใช้การควบคุมด้วยสัญญาณดิจิทัล เนื่องจากให้ความแม่นยำในการควบคุมและประสิทธิภาพสูงกว่าแบบแอนะล็อก ซึ่งสามารถทนสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าและโครงสร้างระบบเป็นวงจรรวม (integrated circuit) มีขนาดเล็กและกะทัดรัดสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสจะอาศัยการสร้างสัญญาณอ้างอิงเป็นสัญญาณไซน์โดยใช้ชุดควบคุมสัญญาณดิจิทัล จะได้เป็นดังสมการ

$$v_{ao} = mV_{dc} \sin(\omega t) \quad (19)$$

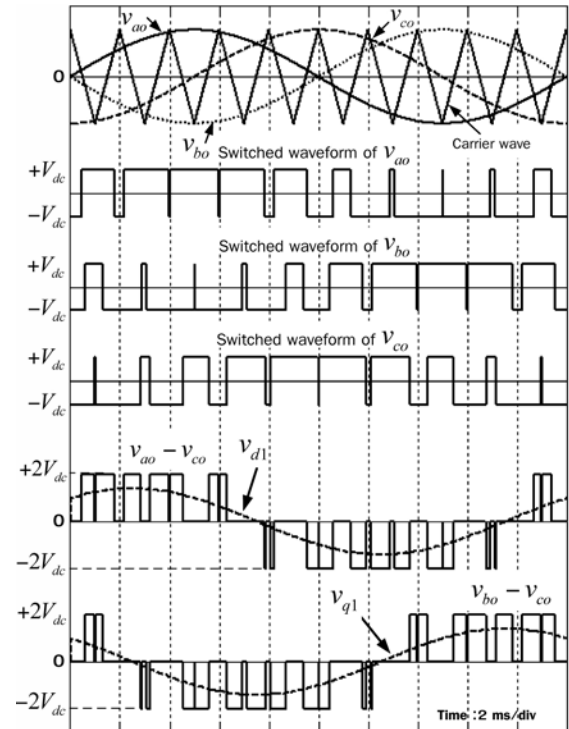
$$v_{bo} = mV_{dc} \sin(\omega t - \pi) \quad (20)$$

$$v_{co} = mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (21)$$

เมื่อกำหนดให้

V_{dc} คือ 1/2 เท่าของแรงดันบัสไฟตรง

m คือ ดัชนีการมอดูเลต (modulation index) มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สำหรับช่วงเชิงเส้น



ภาพ 6 การมอดูเลชันโดยใช้เทคนิคไซน์

จากภาพ 6 เมื่อนำรูปคลื่นสมการที่ (19) ถึง (21) ที่ได้มาจากชุดควบคุมสัญญาณดิจิทัลสร้างขึ้นและนำไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห์ (คลื่นสามเหลี่ยม) (Bose,2000) ซึ่งถูกกำหนดด้วยความถี่ สวิตซิง (switching frequency) และมีขนาดหนึ่งหน่วย จะได้สัญญาณ PWM สำหรับขับนำสวิตช์กำลัง S_1 ถึง S_6 โดยที่ผลต่างของแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์จะได้เป็น

$$v_m = v_{ac} = v_{ao} - v_{co} \quad (22)$$

$$v_a = v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \quad (23)$$

จากสมการที่ (22) และ (23) ถูกกรองความถี่สวิตซิงออกแล้วจะได้เป็น

$$v_{d1} = v_{ao} - v_{co} = m\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (24)$$

$$v_{q1} = v_{bo} - v_{co} = m\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (25)$$

จากสมการที่ (24) และ (25) แรงดันเอาต์พุตทำมุมเฟสต่างกัน 90 องศา (ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์, 2554

และ จักรพงษ์ จารุมิษฐ์, 2552) ซึ่งมีแรงดันมูลฐาน (v_{d1}, v_{q1}) 70.7 % ของแรงดันบัสไฟตรง ($2V_{dc}$) ที่ดัชนีมอดุลเลข $m = 1$ ดังนั้นในทางปฏิบัติ ถ้ามอเตอร์ที่ใช้งานมีพิกัดแรงดัน 220Vrms หรือ 311Vp ต้องมีแรงดันบัสไฟตรงสูงถึง 440 โวลต์ เพื่อจะทำให้มอเตอร์สามารถรองรับโหลดที่พิกัดได้ และมีความจำเป็นต้องคำนวณแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้สมการที่ (18) เพิ่มเติม เพื่อแก้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดด้วย

บทสรุป

มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสถูกค้นคว้าและวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาในงานปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (capacitor run) ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เฟสเดียวไม่สามารถจ่ายแรงดันหนึ่งเฟสที่ความถี่ต่าง ๆ ได้ เพราะจะเกิดผลกระทบโดยตรงกับตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมอยู่ ซึ่งจะเกิดขึ้นในกรณีที่มอเตอร์มีความเร็วต่ำ (ความถี่ต่ำ) แต่อย่างไรก็ตามมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสก็ไม่ได้ถูกนำมาใช้อย่างเป็นทางการในอุตสาหกรรมเนื่องจากประสิทธิภาพโดยรวมด้อยกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้กันนั้นไม่สามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้กันอยู่ทั่วไปได้โดยตรง เพราะเหตุว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสต้องใช้แรงดันแบบสองเฟสและมุมเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งวิธีการเดียวที่จะขับมอเตอร์ชนิดนี้ได้ต้องใช้อินเวอร์เตอร์เท่านั้น และใช้วิธีการควบคุมดังที่ได้กล่าวมาแล้ว



เอกสารอ้างอิง

- ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์. (2554). ระบบควบคุมเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส. รายงานการวิจัย มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย.
- จักรพงษ์ จารุมิทร์. (2552). หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาห์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Bose, B. K. (2000). *Modern power electronics and AC drive*. New Jersey: Prentice Hall PTR.
- Blaabjerg, F. F. Lungeanu, K., Skaug, A. & Aupke, K. (2002). Comparison of variable speed drives for single-phase induction motors. *PCC-Osaka*, 1328-1333.
- Holmes, D. G. & Kotsopoulos, A. (1993). Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter. *IEEE IAS-93.Conf.*, 613-620.
- Piyarat, W., Hothongkham, P., Charumit, C. & Kinnares, V. (2010). Simple speed control of an asymmetrical type two-phase induction motor drive. *ECTI-CON*, 274-278.
- Correa, M. B. R., Jacobina, C. B., Lima, A.M.N. & da Silva, E. R. C. (2002). A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 17(4), 517-523.

