

การเปรียบเทียบการลดลงของริปเปิ้ลกระแสในการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง
แบบสเปซเวกเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่งจ่ายแรงดันให้กับ
มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

Comparison of Continuous and Discontinuous SVPWM Techniques for
Reduced Current Ripple in 2-Phase 3-Leg VSI- Fed Asymmetrical Parameter
2-Phase Induction Motor Drives

จักรพงษ์ -charumit* และ ธวัชชัย จิตต์สนธิ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน 833 ถ.พระราม 1 เขตปทุมวัน แขวงวังใหม่ กรุงเทพฯ 10330

E-mail: c.charumit@gmail.com

Chakrapong Charumit* and Tawatchai Jitson

Faculty of Engineering, Pathumwan Institute of Technology, 833 Rama 1 Rd. Pathumwan, Bangkok 10330,

Thailand. E-mail : c.charumit@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบวิธีเปิดกระแสเอาต์พุตระหว่างเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ซึ่งมอเตอร์ 1 เฟสถูกดัดแปลงมาจากคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ที่มีพิกัดกำลัง 1 แรงม้า 4 ขั้ว แรงดันเฟส 220 โวลต์ กระแส 5.2 แอมป์ พิกัดความเร็วรอบ 1430 รอบต่อนาที เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่นำเสนอเน้นการเปรียบเทียบการลดลงของริปเปิ้ลกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้ง 2 ของมอเตอร์ 2 เฟส ขณะปรับดัชนีการมอดูเลตสูงสุด โดยแบ่งเทคนิคนำเสนอออกเป็น 3 เทคนิค ได้แก่ เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์ (CSVPWM) และเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์รูปแบบที่ 1 (DSVPWM Type 1) และเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์รูปแบบที่ 2 (DSVPWM Type 2) โดยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์รูปแบบที่ 1 และ 2 นั้น กำหนดจากความแตกต่างของการคำนวณเวกเตอร์แรงดันศูนย์ในแต่ละเซกเตอร์ทั้ง 6 เซกเตอร์ในระนาบ dq ผลการทดสอบแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้ง 2 ของมอเตอร์ เพื่อยืนยันความถูกต้องของหลักการที่นำเสนอในแต่ละเทคนิค ซึ่งผลที่ได้จากการทดลองของเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์ทั้ง 2 มีริปเปิ้ลกระแสต่ำกว่าแบบเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่อง

คำสำคัญ: การมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่อง การมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่อง ริปเปิ้ลกระแสอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดัน และมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

Abstract

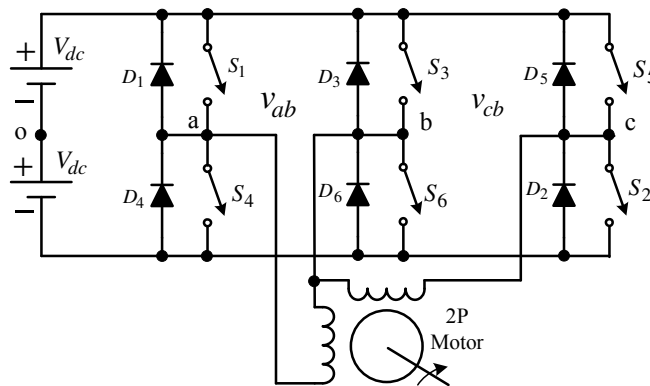
This paper presents the comparison of output current ripples for two-phase three-leg voltage source inverter using the continuous and discontinuous space vector pulsewidth Modulation (SVPWM) Techniques fed asymmetrical parameter two-phase induction motor which is modified from capacitor start and run single-phase induction motor. An asymmetrical parameter two-phase motor with a rating of 1Hp, 4 pole, 220 V 50Hz, 5.2A and 1430r/min is used for the test with current ripple to compare with continuous and discontinuous SVPWM technique at the high modulation index. For proposed SVPWM, the current ripple reductions of both stator currents are focused by proposed SVPWM technique divided into 3 techniques as continuous SVPWM techniques (CSVPWM), discontinuous SVPWM type 1 (DSVPWM type 1) and discontinuous SVPWM type 2 (DSVPWM type 2). These DSVPWM techniques are calculated by zero voltage vectors in each sector. DSVPWM type 1 and DSVPWM type 2 are calculated by only one type of zero voltage vector and various types of zero voltage vectors respectively. The experimental results confirm the validity of the proposed techniques. For output current ripple of DSVPWM type 1 and DSVPWM type 2 can be reduced more than the CSVPWM method.

Keywords: Continuous SVPWM, Discontinuous SVPWM, Output current ripple Voltage source inverter and Asymmetrical parameter two-phase induction motor

1. บทนำ

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสในปัจจุบันนิยมใช้ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์กำลังเพื่อทำหน้าที่ในการจ่ายแรงดันที่สามารถควบคุมการปรับขนาดแรงดันและความถี่ที่เหมาะสมให้กับมอเตอร์ เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์ได้อย่างเหมาะสม โดยทั่วไปในการขับเคลื่อนมอเตอร์นั้นไม่ว่าจะการขับเคลื่อนด้วยเทคนิคสเกลล่าหรือเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น ล้วนแต่มีความต้องการในการปรับขนาดแรงดันและความถี่เช่นกัน ซึ่งในอดีตเทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์ของชุดอินเวอร์เตอร์กำลังนั้นเป็นเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation, PWM) โดยใช้รูปคลื่นไซน์เปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือที่เรียกว่าคลื่นพาห์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ขับสวิตช์ แต่ในปัจจุบันมีเทคนิคการสร้างสัญญาณพิคดับิวเอ็มมีชื่อเรียกว่าเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปกเตอร์ (Space vector Pulse width modulation, SVPWM) ซึ่งเป็นที่นิยมอย่างมากเนื่องจากเทคนิคนี้ให้ผลของการใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีบัสได้มากกว่าวิธี

PWM [1] ยิ่งไปกว่านั้นการผิ่เพี้ยนของฮาร์โมนิกส์ของเทคนิค SVPWM ยังมีค่าต่ำกว่าอีกด้วย ข้อดีอื่นๆของเทคนิค SVPWM ได้แก่การลดผลของกำลังสูญเสียในการสวิตช์(Switching losses) ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเทคนิค SVPWM นี้สามารถกำหนดการ Clamp หรือกำหนดช่วงเวลาในการหยุดการสวิตช์ด้วยเทคนิคการกำหนดเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vectors) โดยเรียกเทคนิคการลดผลของการสูญเสียในการสวิตช์นี้ว่าเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์ (Discontinuous SVPWM หรือ DSVPWM) [1] ในการวิเคราะห์หลักการ DSVPWM ที่ใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ด้วยอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 3 กิ่ง มีการวิเคราะห์ที่อยู่ด้วยกันหลายหลายวิธี อาทิเช่น วิธี DPWMMIN DPWMMIX DPWM0 DPWM1 และ DPWM2 ซึ่งวิธีดังที่ได้กล่าวมาแต่ละวิธีมีวัตถุประสงค์ที่ต้องการลดผลของการสูญเสียในการสวิตช์ ตัวอย่างเช่น DPWM1 ลดผลของการสูญเสียในการสวิตช์ได้ดีสำหรับกรณีที่โหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นตัวต้านทาน (Unity power factor) DPWM2 ลดผลของการสูญเสียในการสวิตช์ได้ดีสำหรับกรณีที่โหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นตัวเหนี่ยวนำ (Lagging power factor) และ DPWM0 ลดผลของการสูญเสียในการสวิตช์ได้ดีสำหรับกรณีที่โหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นตัวเก็บประจุ (Leading power factor) [1]-[3]



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่ง จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

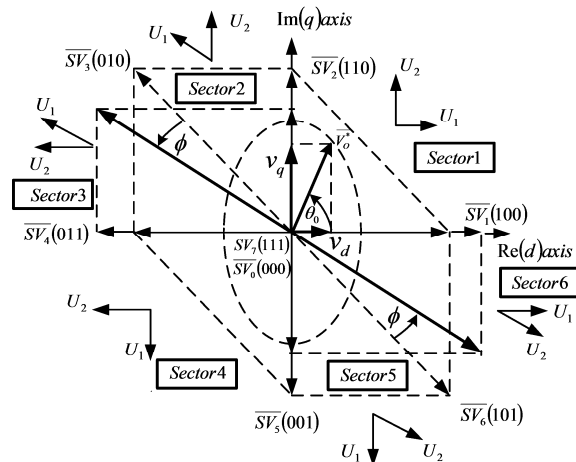
บทความนี้แนะนำเสนอเทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร (Asymmetrical parameter two-phase induction motor) ที่ได้มาจากการดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสชนิด คาปาซิเตอร์สตาร์ทและรัน (Capacitor start and run motor) อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันที่ใช้ในการทดสอบเป็นแบบ 2 เฟส 3 กิ่งจ่ายแรงดันไม่สมดุล (Unbalanced two-phase three-leg voltage source inverter) ดังแสดงตามรูปที่ 1 โดยเทคนิคที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์อินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่อง ซึ่งทดสอบกับโหลด RL ตามที่ได้เคยนำเสนอในบทความวิจัยที่ [4]

โดยในบทความนี้ได้้นำเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องในแต่ละเทคนิคที่นำเสนอมาทำการทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยเน้นผลของการเปรียบเทียบการลดลงของริปเปิ้ลกระแสระหว่างเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่เปอร์เซ็นต์ดัชนีการ

มอดูเลชันสูงสุด โดยมีผลการทดสอบเปรียบเทียบกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้ง 2 ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ยืนยันความถูกต้องของหลักการที่นำเสนอ

2. เทคนิคการมอดูเลตแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่ง ให้แรงดันเอาต์พุตไม่สมมาตร

เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ที่ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร มีหลักการพื้นฐานเช่นเดียวกับหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่งที่จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส [5] โดยการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรนั้น อินเวอร์เตอร์จะต้องสามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุต 2 เฟสที่ไม่สมมาตรให้กับขดลวดทั้ง 2 ของมอเตอร์ได้ โดยจะต้องจ่ายแรงดันที่ขดลวดช่วย(Auxiliary winding) สูงกว่าขดลวดหลัก (Main winding) เป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนขดลวดทั้งสอง ทั้งนี้เพื่อให้มอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นมีแรงบิดสตาร์ทเพิ่มสูงขึ้นและลดผลของแรงบิดกระเพื่อม (Torque ripple) สำหรับหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตไม่สมมาตรมีการวางตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ(Active voltage vectors) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vector) ตามรูปที่ 2 ซึ่งตามรูปประกอบไปด้วยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ 6 เวกเตอร์ และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ 2 เวกเตอร์ วางอยู่ในระนาบ d-q ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์



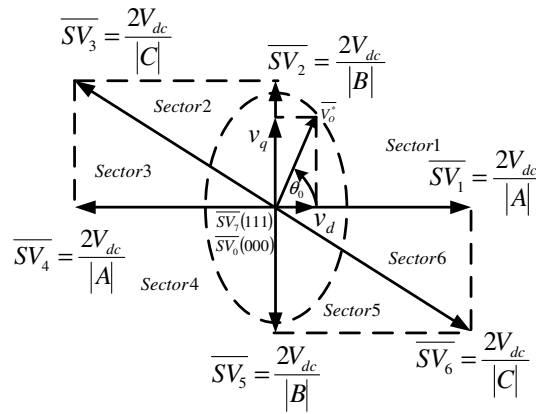
รูปที่ 2 ตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟและเวกเตอร์แรงดันศูนย์

โดยผลของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต $\overline{V_0^*}$ ในระนาบ d-q ที่เกิดขึ้นมีทิศทางการเคลื่อนที่มีรูปโลคัสเป็นวงรี และสมการความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตเป็นไปตามสมการที่ (1) โดยมีแรงดันเฉลี่ยในครึ่งคาบเวลาการสวิตช์ดังนี้

$$\overline{V_0^*} = V_0 \angle \theta_0 = \frac{t_1}{\Delta T/2} \overline{U_1} + \frac{t_2}{\Delta T/2} \overline{U_2} \quad (1)$$

เมื่อ $\overline{U_1} = V_1 e^{j\alpha_1}$, $\overline{U_2} = V_2 e^{j\alpha_2}$ และ $\frac{\Delta T}{2} = t_1 + t_2 + t_0 + t_7$

เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต $\overline{V}_0^*$ คำนวณได้จากสมการที่ (1) ซึ่งได้จากการคำนวณค่าเฉลี่ยแรงดันในแต่ละเซกเตอร์ เมื่อกำหนดให้เวกเตอร์แรงดัน $\overline{U}_1$ และ $\overline{U}_2$ ใช้ในการคำนวณแรงดันเอาต์พุตโดยมี V_1 และ V_2 เป็นขนาดแรงดันของเวกเตอร์ t_1 และ t_2 เป็นช่วงเวลาแอคทีฟ(space vector active time) ที่ใช้ในการคำนวณ โดยมีผลรวมของช่วงเวลาแอคทีฟต้องไม่มากกว่าครึ่งหนึ่งของคาบเวลาการสวิตช์ ($t_1 + t_2 \leq \Delta T/2$) ในการทำให้แรงดันเอาต์พุตซึ่งประกอบด้วยแรงดัน 2 เฟสได้แก่แรงดัน v_d และแรงดัน v_q ได้มาจากการกำหนดให้เวกเตอร์แรงดันแอคทีฟนั้นมีขนาดที่เปลี่ยนไป ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเฟคเตอร์แรงดันไม่สมมาตร (Unbalanced voltage factors) ซึ่งประกอบไปด้วยตัวแปร $|A|$ $|B|$ และ $|C|$ ดังแสดงตามรูปที่ 3 โดยมีการคำนวณในบทความวิจัย [5] ผลที่ได้จากแรงดัน v_d และแรงดัน v_q ที่มีขนาดไม่เท่ากันทำให้ทางเดินโลคัสของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตนั้นมีทางเดินโลคัสเป็นรูปวงรี



รูปที่ 3 ความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอคทีฟกับเฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ $|B|$ และ $|C|$

ตัวอย่างการคำนวณช่วงเวลาแอคทีฟในเซกเตอร์ที่ 1 มีค่าเท่ากับ

$$t_1 = \frac{M|A|}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \Delta T/2 \quad (2)$$

$$t_2 = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \Delta T/2 \quad (3)$$

เมื่อดัชนีการมอดูเลชันมีค่าเท่ากับ $M = \frac{V_o}{V_{dc}}$ และมีค่าอยู่ในช่วง $0 \leq M \leq \sqrt{2}$ ขนาดแรงดัน 2 เฟสมีค่าเท่ากับ

$$v_d = v_{ab} = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi/2 - \delta}{2}\right) \quad (4)$$

$$v_q = v_{cb} = MV_{dc} \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi/2 - \delta}{2}\right) \quad (5)$$

เมื่อมุม δ คำนวณได้จากความต้องการของผลต่างของแรงดันเฟสเอาต์พุต v_d และ v_q คำนวณได้ดังนี้

$$\Delta v = v_q - v_d = MV_{dc} 2 \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (6)$$

เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบแรงดันไม่สมดุล (Unbalanced output voltage DSVPWM) เป็นหลักการพัฒนาแนวคิดจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบต่อเนื่อง (CSVPWM) โดยการใช้ช่วงเวลาแอกทีฟ t_0 หรือ t_7 เพื่อควบคุมให้สวิตช์เกิดการค้างสภาวะนำกระแสหรือหยุดนำกระแส หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการ clamp ในสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อลดผลของค่ากำลังสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ ในบทความนี้นำเสนอหลักการ clamp ด้วยกัน 2 หลักการคือ DPWM Type 1 และ DPWM Type 2 โดยหลักการของ DPWM Type 1 นั้นเลือกใช้เฉพาะการคำนวณช่วงเวลาแอกทีฟ t_0 เท่านั้น ซึ่งช่วงเวลาแอกทีฟ t_0 มีค่าเท่ากับ

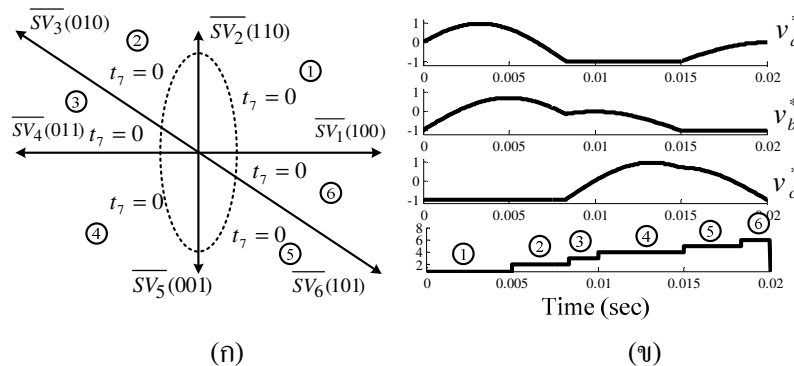
$$t_0 = \frac{\Delta T}{2} - t_1 - t_2 \quad (7)$$

การคำนวณแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยของแรงดันเฟสเอาต์พุต v_{ao} ในเซ็กเตอร์ 1 มีค่าเท่ากับ

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{t_1}{\Delta T/2} + \frac{t_2}{\Delta T/2} - \frac{t_0}{\Delta T/2} \right] \quad (8)$$

แทนค่าสมการช่วงเวลาแอกทีฟในสมการ (2) (3) และ (7) ลงในสมการที่ (8) แรงดันอ้างอิงเฉลี่ยของแรงดันเฟสเอาต์พุต v_{ao} ในเซ็กเตอร์ 1 จากสมการ (8) มีค่าเท่ากับ

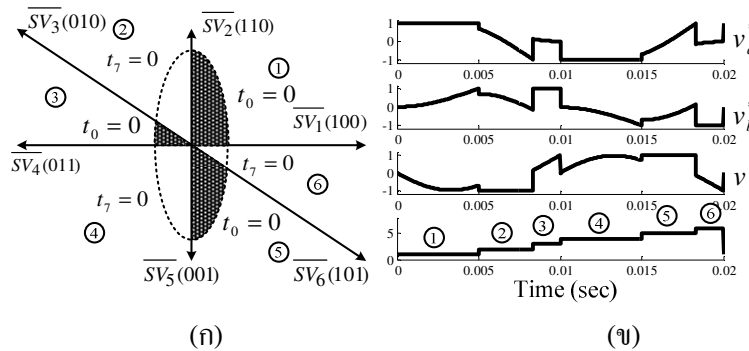
$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = M \left| A \right| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_o\right) + M \left| B \right| \sin(\theta_o) - 1 \quad (9)$$



รูปที่ 4 หลักการ DPWM Type 1 (ก) ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ
(ข) แรงดันเฟสอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟส

จากตัวอย่างการคำนวณแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยของแรงดันเฟสเอาต์พุต v_{ao} ในเซ็กเตอร์ 1 นำมาเขียนรูปคลื่นแรงดันในเฟสที่เหลือทั้ง 6 เซ็กเตอร์ได้ตามรูปที่ 4

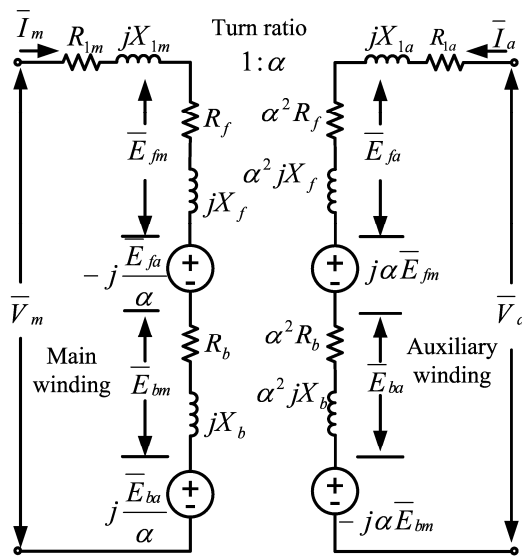
สำหรับการวิเคราะห์ DPWM Type 2 ช่วงเวลาแอกทีฟ t_0 หรือ t_7 ถูกใช้สลับกันในแต่ละเซ็กเตอร์ โดยช่วงเวลาแอกทีฟ t_7 ถูกใช้ในการคำนวณในเซ็กเตอร์ 1 3 และ 5 (ตามพื้นที่ที่แรเงา) สำหรับช่วงเวลาแอกทีฟ t_0 ถูกใช้ในการคำนวณในเซ็กเตอร์ 2 4 และ 6 ดังแสดงตามรูป 5 (ก) แรงดันเฟสอ้างอิงเอาต์พุตในแต่ละเซ็กเตอร์ นำมาเขียนรูปคลื่นแรงดันในเฟสทั้ง 6 เซ็กเตอร์ได้ตามรูปที่ 5 (ข)



รูปที่ 5 หลักการ DPWM Type 2 (ก) ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ
(ข) แรงดันเฟสอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟส

3. วงจรเทียบเท่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในงานวิจัยนี้ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรัน (Capacitor start and run motor) ประกอบไปด้วย 2 ขดลวด ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ภายในของขดลวดไม่เท่ากัน [6]



รูปที่ 6 วงจรเทียบเท่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

เมื่อทำการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองโดยมีขนาดเท่ากัน ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนใน 2 ทิศทางคือทิศทางบวก และสนามแม่เหล็กหมุนในทิศทางลบ ซึ่งสนามแม่เหล็กในทิศทางลบนี้ทำให้เกิดแรงบิดด้านหรือที่เรียกว่า Backward torque ซึ่งเป็นสาเหตุการเกิดแรงบิดกระเพื่อมและแรงบิดสตาร์ทต่ำ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอหลักการลดแรงบิดกระเพื่อม และเพิ่มแรงบิดสตาร์ทให้กับมอเตอร์ 2 เฟส ด้วยการจ่ายแรงดันทั้งสองขดลวดที่มีขนาดไม่เท่ากันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก

ในการวิเคราะห์วงจรเทียบเท่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรตามรูปที่ 6 ประกอบด้วยขดลวดสองชุดคือ ขดลวดหลัก และขดลวดช่วย ที่ถูกย้ายพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์จากขดลวดช่วยมายังด้านขดลวดหลัก ซึ่งขดลวดทั้งสองนี้มีความแตกต่างทางอิมพีแดนซ์ เมื่อไม่คิดกำลังสูญเสียจากแกนเหล็ก และในแต่ละขดลวดถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนคืออิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (ทิศทางบวก) และถอยหลัง (ทิศทางลบ) เมื่อกำหนดให้

$\bar{V}_m$ คือแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดหลัก

$\bar{V}_d$ คือ แรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดช่วย

$\bar{I}_m$ คือกระแสที่ขดลวดหลัก

$\bar{I}_d$ คือกระแสที่ขดลวดช่วย

$\bar{E}_{fm}$ คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

$\bar{E}_{fa}$ คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

$\bar{E}_{bm}$ คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

$\bar{E}_{ba}$ คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

α คืออัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก

ω_s คือความเร็วเชิงมุม ซึ่งโครน์สทางไฟฟ้า (rad/sec)

T_e คือแรงบิดแม่เหล็กเฉลี่ย (Average electromagnetic torque)

R_{1m}, X_{1m} คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดหลัก

R_{1a}, X_{1a} คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดช่วย

R_f, X_f คือความต้านทานและรีแอคแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

R_b, X_b คือ ความต้านทานและรีแอคแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

สมการแรงดันที่ได้จากความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองคือ

$$V_m = (Z_{1m} + Z_f + Z_b)I_m - j\alpha(Z_f - Z_b)I_a \quad (10)$$

$$V_a = j\alpha(Z_f - Z_b)I_m + [Z_{1a} + \alpha^2(Z_f + Z_b)]I_a \quad (11)$$

กำลังไฟฟ้ารวมที่ช่องว่างอากาศ $P_g = P_{gf} - P_{gb}$ มีค่าเท่ากับ

$$P_g = \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) + (R_f + R_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) + j(X_f - X_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \quad (12)$$

แรงบิดแม่เหล็กคิดเฉพาะเทอมของส่วนจริง ตามสมการ (12)

$$T_{em} = T_f - T_b = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (13)$$

$$T_{em} = \frac{1}{\omega_s} \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) + (R_f + R_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) \quad (14)$$

จากสมการที่ (14) แรงบิดแม่เหล็กเฉลี่ยมีค่ามากที่สุดเมื่อมีมุมเฟสระหว่างขดลวดหลักและขดลวดช่วย ($\theta_a - \theta_m$) มีค่าเท่ากับ 90 องศา และวิเคราะห์สมการแรงบิดกระเพื่อมได้จาก [7]

$$T_{pulse} = \frac{1}{\omega_s} \left(\left(I_m^4 + (\alpha I_a)^4 + 2(\alpha I_m I_a)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m) \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (15)$$

จากสมการที่ (15) แรงบิดกระเพื่อมมีค่าเป็นศูนย์ที่สลิป (S) ใดๆ จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$(I_m^4 + (\alpha I_a)^4) + 2(\alpha I_m I_a)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m) = 0 \quad (16)$$

$$\cos 2(\theta_a - \theta_m) = -\frac{I_m^4 + (\alpha I_a)^4}{2(\alpha I_m I_a)^2} = -1 \quad ; \quad \text{ที่มุม } \theta_a - \theta_m = 90^\circ$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \left(\frac{I_m}{\alpha I_a} \right)^2 + \left(\frac{\alpha I_a}{I_m} \right)^2 = 2 \quad (17)$$

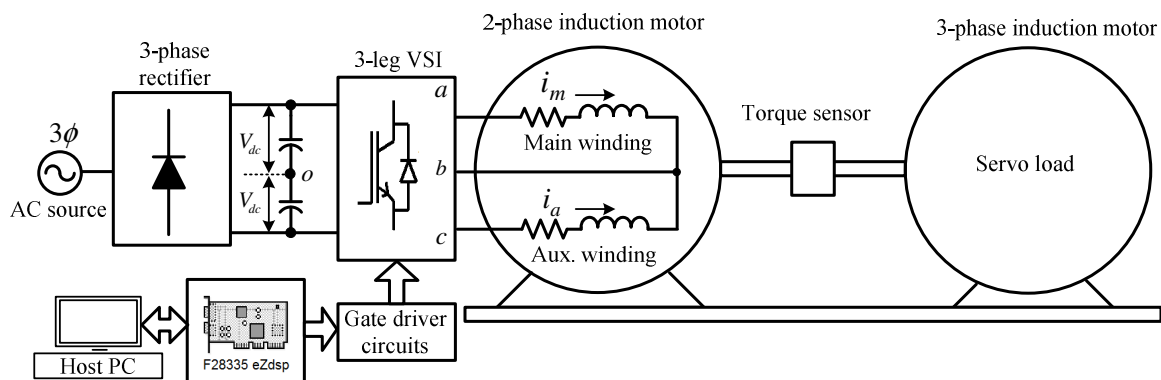
$$I_m = \alpha I_a \quad (18)$$

$$V_a = \alpha V_m \quad (19)$$

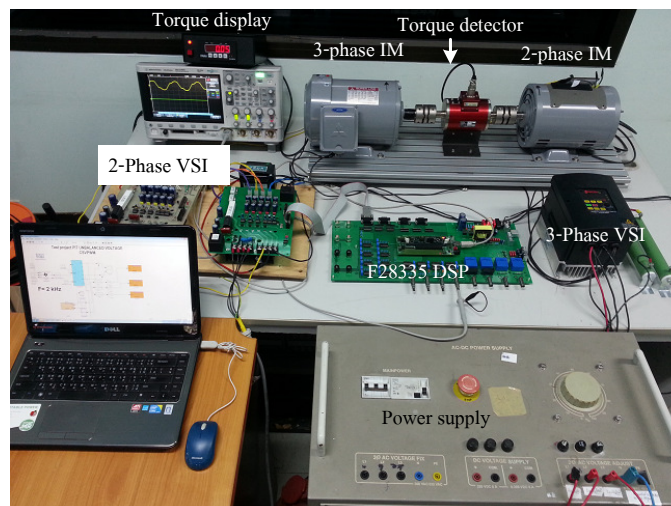
จากการวิเคราะห์ห้วงจรเทียบเท่าของมอเตอร์ เพื่อลดผลของแรงบิดกระเพื่อมจึงต้องจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นจำนวนเท่าของจำนวนรอบตามสมการ (19) เป็นผลทำให้กระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วยมีขนาดแตกต่างกันเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทั้งสองด้วย และมุมระหว่างกระแสทั้งสองมีมุมต่างกันประมาณ 90 องศา จากหลักการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นจำนวนเท่าของจำนวนรอบมีข้อดีคือ สามารถกำจัดแรงบิดด้านให้หมดไปทำให้มอเตอร์มีแรงบิดสตาร์ทสูงขึ้นและลดของแรงบิดกระเพื่อม

4. ผลการทดสอบ

การทดสอบในบทความนี้นำเสนอการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่พิกัดกำลังด้วยการจ่ายแรงดันที่พิกัดเข้าขดลวดทั้งสอง เพื่อเปรียบเทียบผลของกระแสรีเปลของขดลวดหลักและขดลวดช่วย ที่เกิดจากเทคนิคการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง CSVPWM และไม่ต่อเนื่อง DSVPWM ทั้ง 2 เทคนิค โดยมีรายละเอียดภาพรวมของระบบทดสอบตามรูปที่ 7



รูปที่ 7 ภาพรวมระบบที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 8 ภาพถ่ายวงจรกำลังที่ใช้ในการทดสอบ

จากรูปที่ 7 ประกอบด้วยมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร รับแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 2 เฟส 3 กิ่ง ที่มีอุปกรณ์สวิตช์เป็น IGBT พิกัด 20A 1200V ซึ่งควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนด้วยชุดประมวลผลดีเอสพีเบอร์ TMS320F28335 โดยมอเตอร์ทดสอบนั้นถูกต่ออยู่กับชุดเซอร์โวโหลดเพื่อใช้ในการสร้างแรงบิดโหลดที่พิกัดให้กับมอเตอร์ 2 เฟส ดังแสดงตามรูปที่ 8 ซึ่งเป็นภาพถ่ายการทดลองจริงของ

มอเตอร์ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรที่ใช้ในการทดสอบ มีการควบคุมการจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากันด้วยชุดอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 กิ่ง โดยมอเตอร์ทดสอบถูกเชื่อมต่ออยู่กับอุปกรณ์วัดแรงบิด (Torque sensor) และชุดเซอร์โวโหลดที่ทำงานจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสซึ่งควบคุมความเร็วรอบโดยชุดอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ความถี่ในการสวิตช์ (Switching frequency) ที่ใช้ในการทดสอบเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบต่อเนื่อง (CSVPWM) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 2 kHz และสำหรับเทคนิคมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบไม่ต่อเนื่อง (DSVPWM) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 3 kHz (มีค่าเป็น 1.5 เท่าของ CSVPWM [4]) โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ ซึ่งสอดคล้องกับวงจรสมมูลตามรูปที่ 6 แสดงตามตารางที่ 1 ดังนี้

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ 2 เฟส ที่ได้จากการทดสอบ

α	1.53	X_m	96.76 Ω
R_{lm}	3.1 Ω	R_{la}	11.3 Ω
X_{lm}	4.08 Ω	X_{la}	8.72 Ω
R_f	22.31 Ω	R_b	0.94 Ω
X_f	21.74 Ω	X_b	1.97 Ω
slip	0.047	J	0.04kg.m ²

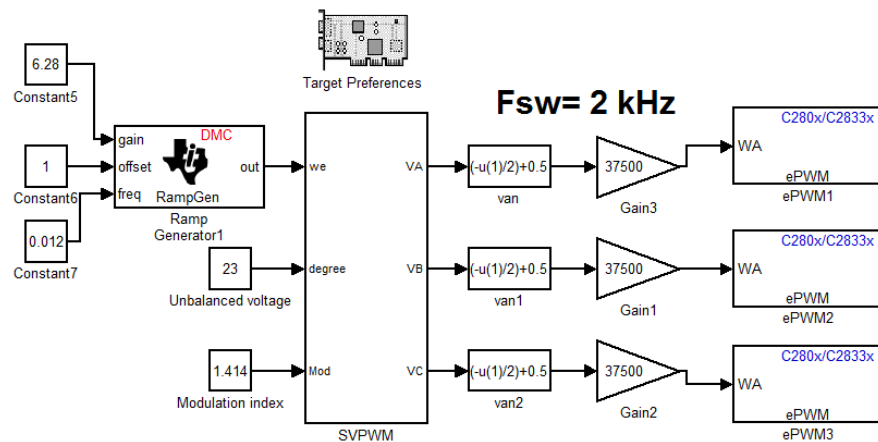
ซึ่งจากผลการทดสอบอัตราส่วนจำนวนรอบของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 1.53 เท่า ดังนั้นความต้องการแรงดันที่ขดลวดหลัก V_{ab} ตามสมการ (4) จึงมีค่าเท่ากับ 311Vp และแรงดันที่ขดลวดช่วย V_{cb} ตามสมการ (5) มีค่าเท่ากับ 476Vp ดังนั้นแรงดันดีซีบัสมีค่าเท่ากับ 568Vdc และโดยที่มุม δ กำหนดได้จากผลต่างของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดทั้ง 2 ตามสมการ (6) จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 23 องศา ที่ดัชนีการมอดูเลตสูงสุดเท่ากับ $\sqrt{2}$ จากวงจรเทียบเท่าและพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบตามตารางที่ 1 คำนวณกระแสที่ไหลเข้าขดลวดหลัก และขดลวดช่วยที่พิกัดโหลดมีค่าเท่ากับ

$$I_m = 4.76 \angle -48.83^\circ \text{ A}_p$$

$$I_a = 2.9 \angle 50.5^\circ \text{ A}_p$$

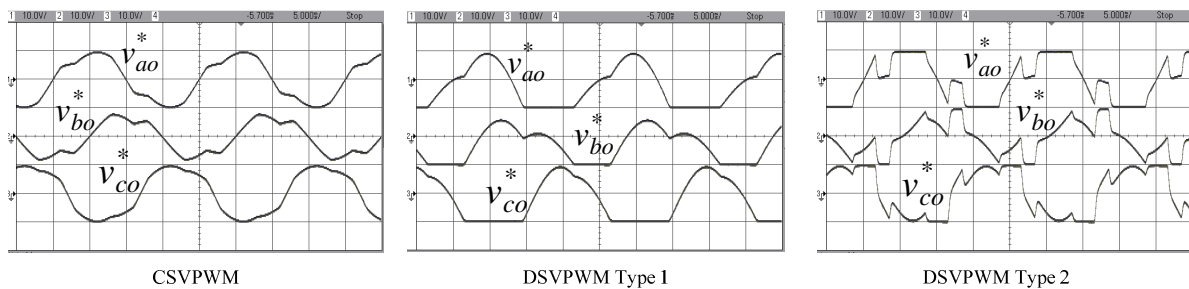
กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศมีค่าเท่ากับ 933.52 W แรงบิดแม่เหล็กที่พิกัดมีค่าเท่ากับ 5.94 N.m.

ในการทดสอบการเปรียบเทียบรูปแบบการสลับที่ไหลเข้าในขดลวดมอเตอร์ทั้ง 2 ขด ด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบต่างๆ อาศัยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ช่วยในการเขียนบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณขับสวิตช์ หลังจากนั้นทำการคอมไพล์และดาวน์โหลดไฟล์เข้าสู่บอร์ดดีเอสพีเบอร์ TMS320F28335 ด้วยโปรแกรม CCS V4 โดยมีตัวอย่างการเขียนบล็อกไดอะแกรมสำหรับเทคนิค CSVPWM ตามรูปที่ 9



รูปที่ 9 การจำลองบล็อกไดอะแกรม MATLAB/SIMULINK ที่ใช้ในการทดสอบเทคนิค CSVPWM

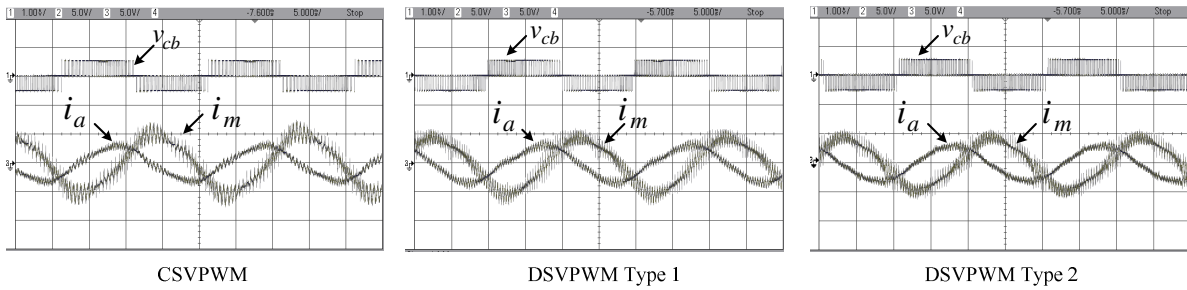
โดยรูปที่ 10 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ได้จาก D/A Converters ประกอบไปด้วยเทคนิคของ CSVPWM, DSVPWM Type1 และ Type 2 รูปที่ 11 แสดงการทดสอบรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ไหลเข้าขดลวดหลัก และขดลวดช่วย(5A/div) ที่พิกัดโหลด 5N.m. จากรูปที่ 11 นำรูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้ง 2 มาทำการวิเคราะห์หาค่ารีปเปิลกระแสได้ตามรูปที่ 12-14 ด้วยการบันทึกภาพจากสโคปนามสกุล CSV ซึ่งมีค่าเวลาการแซมปริ่งข้อมูล (sampling time) เท่ากับ 100kbps นำเข้าโปรแกรม SIMULINK เพื่อคำนวณและแสดงรีปเปิลกระแส โดยผลที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรมแสดงในตารางที่ 2 ซึ่งพบว่ารีปเปิลกระแสของเทคนิค DSVPWM นั้นมีค่าต่ำกว่าเทคนิค CSVPWM ที่ดัชนีการมอดสูงที่สุดในย่านเชิงเส้นที่อัตราการมอดูเลต $M = \sqrt{2}$



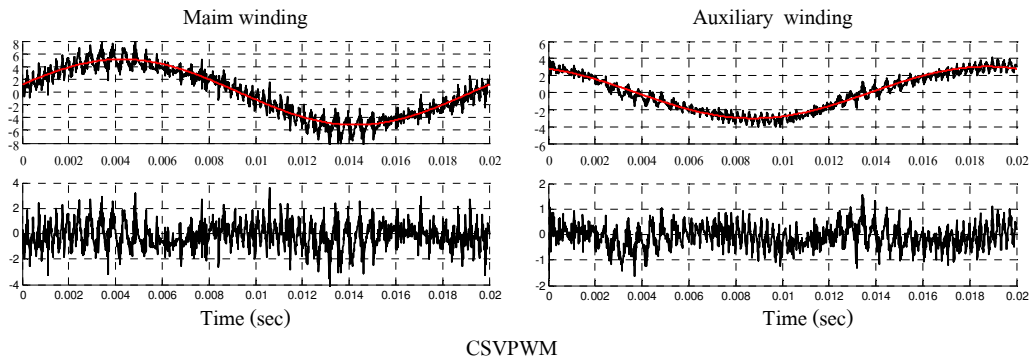
รูปที่ 10 สัญญาณแรงดันอ้างอิงในแต่ละกิ่งเฟสที่ได้จากชุด D/A Converters

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบผลของรีปเปิลกระแส ในแต่ละเทคนิคในหน่วย Mean square

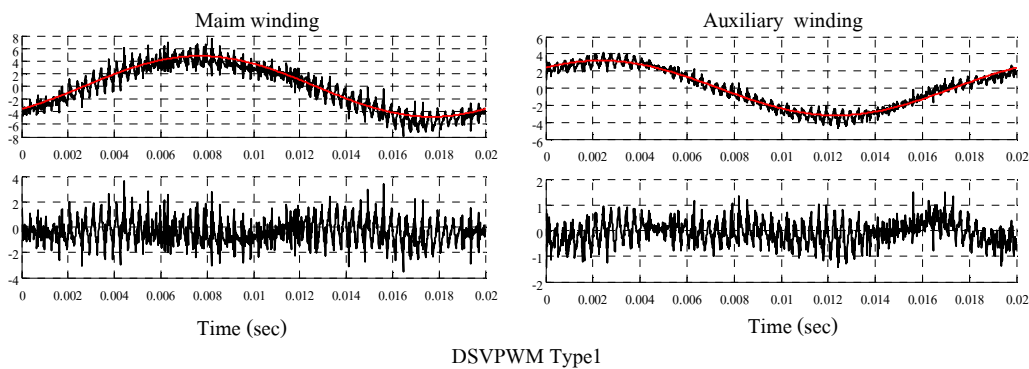
เทคนิคการมอด	กระแสขดลวดหลัก (Im)	กระแสขดลวดช่วย (Ia)
CSVPWM	1.604	0.292
DSVPWM Type 1	1.580	0.280
DSVPWM Type 2	1.066	0.136



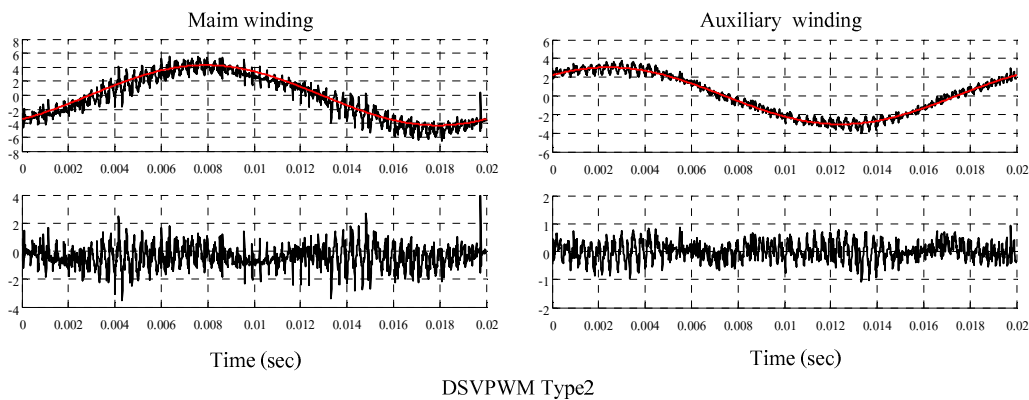
รูปที่ 11 การทดสอบกระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วยในแต่ละเทคนิคที่ $M = \sqrt{2}$



รูปที่ 12 การทดสอบ ripple กระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วย เทคนิค CSVPWM ที่ $M = \sqrt{2}$



รูปที่ 13 การทดสอบ ripple กระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วย เทคนิค DSVPWM Type 1 ที่ $M = \sqrt{2}$



รูปที่ 14 การทดสอบ ripple กระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วย เทคนิค DSVPWM Type 2 ที่ $M = \sqrt{2}$

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแบบสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ถึงจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร เพื่อใช้ในการทดสอบและเปรียบเทียบผลของของรีปเปิ้ลกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้ง 2 ของมอเตอร์ ในเงื่อนไขการปรับค่านีการมอดูเลตสูงสุด จากผลการทดสอบพบว่าเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่อง DSVPWM Type 1 และ Type 2 ให้ผลของรีปเปิ้ลกระแสต่ำกว่าเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์ต่อเนื่อง เมื่อรีปเปิ้ลกระแสถูกทำให้ลดต่ำลงนั้นมีข้อดีคือสามารถลดกำลังสูญเสียและแรงบิดกระเพื่อมที่เกิดขึ้นในตัวมอเตอร์และยังไปกว่านั้นหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไม่ต่อเนื่องที่นำเสนอยังสามารถลดผลของกำลังสูญเสียในการสวิตซ์ได้อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. G. Holmes and T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, New York, NY, USA: Wiley, 2003, Ch. 6.
- [2] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, no. 5, pp.1059–1071, Sep./Oct. 1998.
- [3] O. Ojo, "The generalized discontinuous PWM modulation scheme for three-phase voltage source inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 51, no. 6, pp. 1280-1289, Dec. 2004.
- [4] C. Charumit and V. kinnares, "Discontinuous SVPWM Techniques of Three-Leg VSI-Fed Balanced Two-Phase Loads for Reduced Switching Losses and Current Ripple," IEEE Trans. Power Electronics., Vol. 30, no. 4, pp. 2191-2204, April 2015.
- [5] V. Kinnares and C. Charumit, "Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-leg VSI fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 4, pp. 1135-1139, 2009.
- [6] Leander W. Matsch, Late and J. Derald Morgan, Electromagnetic Electromechanical Machines, Third Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [7] J. Yao, J. Krase and T. A. Lipo: "Design Considerations for Motor-Controller Integration of a Single Phase Induction Motor Packaged Drive," IEMDC 03 Conf., Vol. 2, pp.1239-1244, 2003.