

เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ความเพี้ยนกระแสต่ำและค่าตัวประกอบกำลังสูง

High Power Factor and Low Current Distortion Inverter Arc Welding Machine

วันชัย แผ่นทอง (Wanchai Panthong)*

ดร. ชัยภัฏ วรรณะสาร (Dr. Chaipat Wattanasan)**

บทคัดย่อ

เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดบริดจ์เป็นตัวสร้างแรงดันกระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อส่งกำลังผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ทำให้กระแสอินพุตเกิดความเพี้ยนซึ่ง บทความนี้นำเสนอวิธีการลดความเพี้ยนของกระแสอินพุต โดยการเพิ่มสวิตช์สองตัวเข้าที่ไดโอดบริดจ์เพื่อทำการปรับรูปคลื่นกระแส เครื่องเชื่อมต้นแบบที่ได้รับการปรับเปลี่ยนซึ่งสามารถจ่ายกระแสขนาด 100 A ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบ ผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่า วิธีการที่นำเสนอสามารถปรับปรุงค่า ตัวประกอบกำลัง ได้ถึง 0.98 (THD มีค่า 18.72%) หรือมากกว่าขณะที่เครื่องเชื่อมทั่วไปจะให้ค่า ตัวประกอบกำลังต่ำกว่า 0.7 (THD มีค่า 50.11%)

ABSTRACT

Conventional inverter arc welding machines invariably employ a diode bridge to provide DC voltage for its inverter stage to transfer high-frequency power through a transformer. The diode bridge draws distorted input currents which are not desirable. The paper proposes a simple and effective method to reduce the current distortion by adding two active switches to the diode bridge for current shaping. The prototype of a modified arc welding machine which can deliver a maximum welding current of 100 A has been built and tested. The experimental results show that the proposed method can achieve PF of 0.98 (THD 18.72 %) and above while a conventional arc welding machine has PF below 0.7 (THD มีค่า 50.11%)

คำสำคัญ: เร็กติฟายเออร์ เครื่องเชื่อม การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

Keywords: rectifier, arc welding machine, power factor improvement

*นักศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

**อาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

บทนำ

ปัจจุบันเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์เป็นที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย ทั้งนี้เนื่องจากการนำเอาหม้อแปลงแบบพลาแนร์ (Planar transformer) มาใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ทำให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงถึง 20 kW โดยใช้ รูปคลื่นพัลส์ที่มีความถี่สูงกว่า 100 kHz ขณะที่มีความสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ โดยหม้อแปลงมีน้ำหนักเพียง 3 กิโลกรัม เนื่องจากใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดเล็ก (Payton Planar Transformers, 2000) ดังนั้นเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์จึงมีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูง (>80%) นอกจากนี้ยังให้รอยเชื่อมที่เรียบเมื่อเทียบกับเครื่องเชื่อมไฟสลัหรือไฟตรงแบบควบคุมเฟสซึ่งทำงานที่ความถี่ 50Hz เครื่องเชื่อม อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะมีวงจรไดโอดบริดจ์ที่เปลี่ยนแรงดัน 220V 50Hz เป็นแรงดันกระแสตรง 300V ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เพื่อสวิตช์ให้เป็นแรงดันรูปพัลส์ความถี่ประมาณ 100 kHz ส่งผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อลดระดับแรงดันและเพิ่มขนาดของกระแสที่จะใช้เชื่อม โดยกระแสขณะเชื่อมจะมีค่าสูงสุดประมาณ 100 A

ข้อเสียของการใช้ไดโอดบริดจ์ซึ่งมีตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตก็คือจะทำให้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้ามีลักษณะเป็นพัลส์ที่มียอดแหลมซึ่งผิดเพี้ยนไปจากคลื่นรูปไซน์มาก ด้านอินพุตของวงจรถ้ากระแสและแรงดันไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ (non-sinusoidal) เช่นวงจรไดโอดบริดจ์ความเพี้ยนของกระแส (Current distortion) จะมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ของเครื่องเชื่อมขณะทำงานมีค่าต่ำตาม สมการที่ (1) หากมองว่าแรงดันอินพุตมี องค์ประกอบเชิงฮาร์โมนิกส์ (V_h) อยู่บ่อยเมื่อเทียบกับแรงดัน ที่ความถี่มูลฐาน (V_1) อาจทำให้สมการที่ (1) อยู่ในรูปร่างง่ายดังสมการที่ (2)

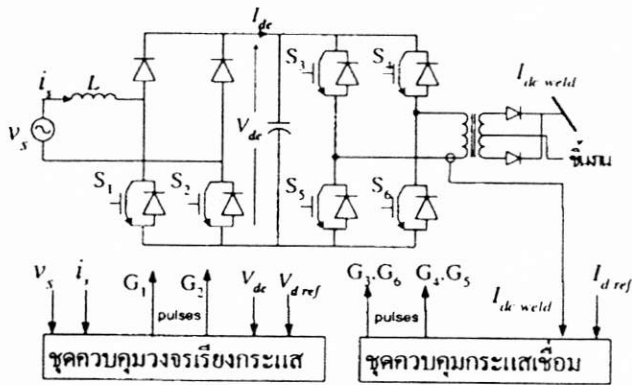
$$PF = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1 + \sum_{h=2}^n V_h I_h \cos \theta_h}{\sqrt{V_1^2 + \sum_{h=2}^n V_h^2} \cdot \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^n I_h^2}} \quad (1)$$

โดยที่ θ_1 = มุมต่างเฟสระหว่าง I_1 กับ V_1

$$PF \equiv \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1}{V_1 \cdot \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^n I_h^2}} \quad (2)$$

สมการที่ (2) ชี้ให้เห็นว่าเมื่อกระแสอินพุตของไดโอดบริดจ์มีองค์ประกอบเชิงฮาร์โมนิกส์ (I_h) อยู่มาก เมื่อเทียบกับกระแสมูลฐาน (I_1) จะทำให้ค่า PF ของวงจรต่ำกว่ากรณีที่กระแสอินพุตมีรูปคลื่นคล้ายไซน์

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการใช้เครื่องเชื่อมและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนมาก อาจมีค่าเกินกว่าที่กำหนดไว้ในมาตรฐานด้านฮาร์โมนิกส์ (IEC 555) และอาจทำให้ แรงดันที่จุดต่อร่วม (Point of common coupling) มีความเพี้ยนเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลผ่านอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายทำให้แรงดันปรากฏมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์ ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้าของ เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ รวมถึงอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้ไดโอดบริดจ์เป็นวงจรส่วนหน้าเพื่อให้ค่าของกระแสฮาร์โมนิกส์ต่ำกว่าข้อกำหนด การปรับปรุงกระแสด้านเข้าของเครื่องเชื่อมอาจทำได้โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ PWM แบบฟูลบริดจ์แทนการใช้ไดโอดบริดจ์ ซึ่งสามารถปรับปรุงกระแสด้านเข้าพร้อมกับควบคุมแรงดันดีซีด้านออกได้ดี แต่มีราคาสูงเพราะต้องใช้ IGBT ถึง 4 ตัว บทความนี้ นำเสนอวิธีการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าสำหรับเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรเรกติฟายเออร์แบบ กึ่งควบคุม (Half-controlled rectifier) ซึ่งมี IGBT 2 ตัวทำงานเป็นสวิตช์ต่อขนานกับไดโอดคู่กลางของบริดจ์ แต่ไม่เคยใช้กับเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีกระแสด้านออกขณะเชื่อมที่แปรเปลี่ยนตามระยะห่างระหว่างลวดเชื่อมกับชิ้นงาน และต้องมีการตอบสนองที่เร็วกว่าปกติ วงจรของเครื่องเชื่อมที่จะศึกษาเป็นดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรรวมของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม

วิธีการวิจัย

วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม

การปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้า

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ด้วยสมการที่ (3) หรือ (4) ขึ้นอยู่กับสถานะของสวิตช์หรือ IGBT ทั้งสอง กล่าวคือ

i) S_1 'ON', S_2 'OFF' วงจรสมมูลแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 (a) ขนาดของกระแส i_s จะเพิ่มขึ้นเมื่อ แรงดัน v_s อยู่ในซีกบวก (positive half) ดังสมการที่ (3) ในทางกลับกันขนาดของกระแส i_s จะลดลงเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกลบ (negative half) ดังสมการที่ (4)

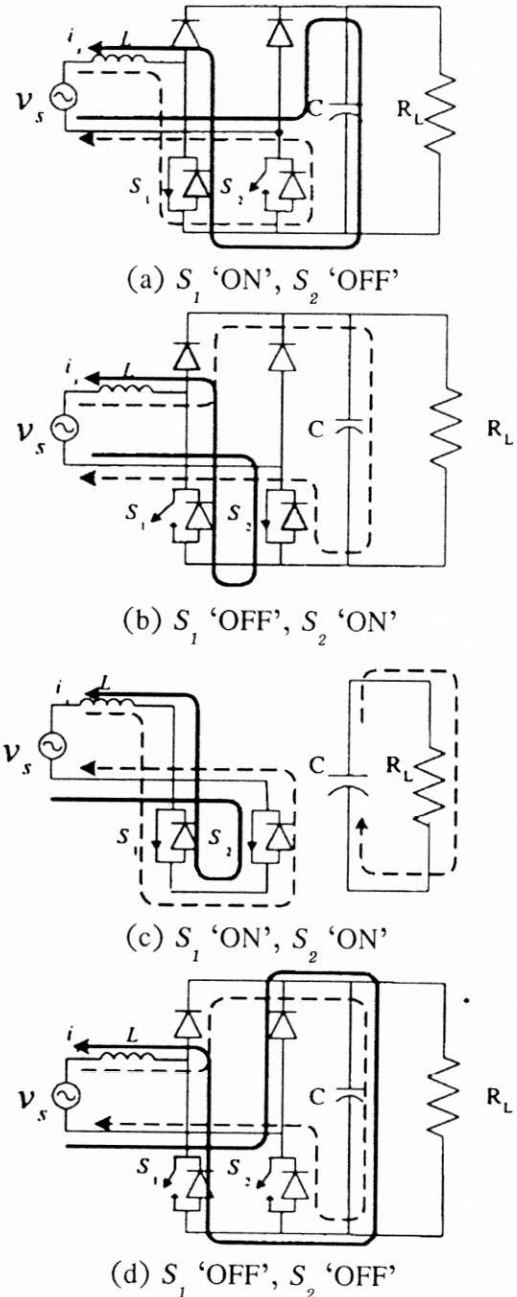
$$|v_s| = L \frac{di_s}{dt} \quad (3)$$

$$|v_s| - V_{dc} = L \frac{di_s}{dt} \quad (4)$$

ii) S_1 'OFF', S_2 'ON' วงจรสมมูลแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 (b) ขนาดของกระแส i_s จะลดลงเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกบวก (positive half) ดังสมการที่ (4) หรือ เมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกลบ (negative half) ขนาดของกระแส i_s จะเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (3)

iii) S_1 'ON', S_2 'ON' วงจรสมมูลแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 (c) ขนาดของกระแส i_s จะเพิ่มขึ้น ไม่ว่า v_s จะอยู่ในซีกบวกหรือลบ ดังสมการที่ (3)

iv) S_1 'OFF', S_2 'OFF' วงจรสมมูลแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 (d) ขนาดของกระแส i_s จะลดลง ไม่ว่า v_s จะอยู่ในซีกบวกหรือลบ ดังสมการที่ (4)

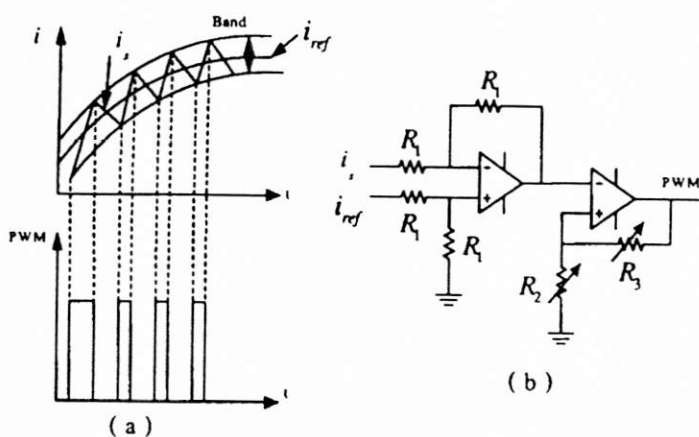


รูปที่ 2 วงจรสมมูลแสดงการทำงานของวงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมที่สถานะต่างๆ ของสวิตช์ IGBT

ในทางปฏิบัติสามารถควบคุมค่าขนาดของกระแส i_s หรือค่ากระแส i_s ที่ผ่านการเรกติฟายแล้วโดยใช้การทำงานในโหมดที่ (iii) และ (iv) หรือให้สวิตช์ทั้งสอง

เปิดหรือปิดพร้อมกันได้ การควบคุมกระแส i_s ให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ และมีเฟสตรงกับแรงดันอินพุต v_s จะมีผลให้ค่า PF ของวงจรเรกติฟายเออร์มีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งสามารถทำได้โดยการสังเคราะห์กระแสอ้างอิง i_{ref} ขึ้นจากการย่อส่วนของแรงดัน v_s แล้วนำมาเปรียบเทียบกับกระแส i_s จริง ผลต่างระหว่างกระแสทั้งสองคือ Δi_s อาจถูกควบคุมให้มีค่าอยู่ภายใต้ค่าแบนด์ Δh ที่กำหนดได้โดยใช้คอมพาราเตอร์แบบ ฮิสเตอร์ริซิส (Hysteresis comparator) ซึ่งมีการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3 (a) และมีวงจรดังรูปที่ 3 (b)

โดยทั่วไปค่าแบนด์ Δh และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส di_s/dt ซึ่งถูกกำหนดโดยความเหนี่ยวนำด้านอินพุต L จะมีผลต่อความถี่ของการ สวิตช์ f_{sw} กล่าวคือ สวิตช์อาจต้องทำงาน (เปิด-ปิด) ด้วยความถี่สูงเมื่อ แบนด์ Δh และความเหนี่ยวนำ L มีค่าน้อย หรือ f_{sw} จะมีค่าต่ำเมื่อ Δh และ L มีค่ามาก ขณะที่วงจรทำงาน f_{sw} จะมีค่าไม่คงที่ ในที่นี้ความถี่ของการสวิตช์เนื่องจากตัวเปรียบเทียบฮิสเตอร์ริซิสจะถูกออกแบบให้มีค่าอยู่ในช่วง 10-14 kHz วิธีการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ริซิสจะสามารถควบคุมกระแส i_s ให้มีค่าใกล้เคียงกับ i_{ref} ได้ดีกว่าวิธีอื่น (Shepherd and Hulley, 1987)



รูปที่ 3 (a) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์ริซิส

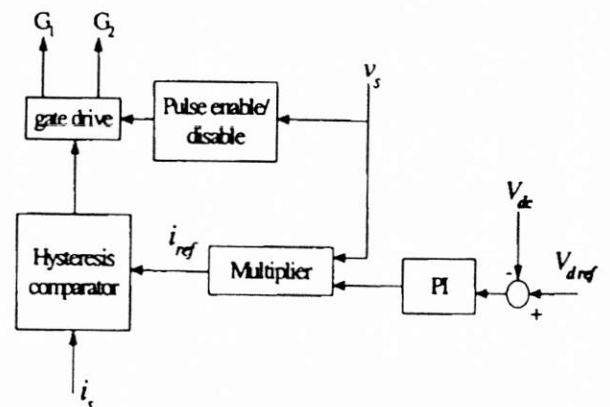
(b) วงจรเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์ริซิส

การควบคุมระดับแรงดันดีซีด้านเอาต์พุต

เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะคงตัว (Steady state) ค่าแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ของเรกติฟายเออร์ควรมีค่าคงที่ แต่ถ้าแรงดัน V_{dc} ต่ำลงแสดงว่าตัวเก็บประจุ C เริ่มจะจ่ายกระแส $I_{d,av}$ ให้กับอินเวอร์เตอร์มากกว่ากระแสที่ได้รับจากเรกติฟายเออร์หรือ i_i ก็จะส่งผลให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าต่ำลง หากต้องการให้แรงดันมีค่าคงเดิมจะต้องเพิ่มค่า i_i ให้มีค่ามากขึ้น ในทางกลับกันหากแรงดัน V_{dc} สูงขึ้นแสดงว่ากระแสที่ซาร์จเข้าสู่ C มีค่ามากกว่ากระแสที่ C ดิสชาร์จออกไปยัง อินเวอร์เตอร์ ก็ต้องทำการลดกระแส i_i ให้ต่ำลง เพื่อดึงค่า V_{dc} ให้ลดต่ำลง เพื่อให้การเพิ่มหรือลดขนาดของกระแส i_s เป็นไปโดยอัตโนมัติ งานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมแบบ PI เพื่อชดเชยค่าผลต่างระหว่างแรงดัน $\Delta V = V_{ref} - V_{dc}$ ให้มีค่าสัมบูรณ์ลดลงเข้าใกล้ศูนย์ โดยที่เอาต์พุตของตัวควบคุม PI ก็คือขนาดของกระแส i_i ดังสมการที่ (5)

$$|i_s| = k_{pV} \Delta V + k_{iV} \int \Delta V dt \quad (5)$$

เมื่อรวมตัวควบคุม PI ของแรงดันเข้ากับตัวควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ริซิสจะได้แผนภาพบล็อกของการควบคุมวงจรเรกติฟายเออร์เป็นดังรูปที่ 4

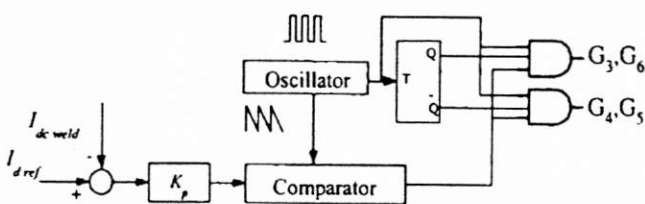


รูปที่ 4 แผนภาพบล็อกแสดงการควบคุมวงจรเรกติฟายเออร์

วงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องเชื่อม

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ (Full-bridge inverter) ของเครื่องเชื่อมดังรูปที่ 1 จะรับเอาแรงดันประมาณ 320V (dc) จากเร็กติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุมมาสวิตช์ให้เป็นแรงดันเอซีที่มีรูปคลื่นแบบพัลส์ซึ่งสามารถปรับความกว้างได้ เพื่อป้อนให้กับหม้อแปลงความถี่สูงแบบลดระดับเพื่อที่จะสามารถจ่ายกระแสทุติยภูมิที่มีขนาดสูงได้ และเมื่อผ่านกระแสดังกล่าวเข้าสู่ไดโอดที่มีแรงดันตกคร่อมต่ำ (Low voltage-drop diode) ก็จะได้กระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ ประมาณ 100A เพื่อใช้อาร์คลวดเชื่อมเข้ากับชิ้นงาน ขนาดของกระแสเชื่อมจะแปรผันตรงกับระดับความกว้างของแรงดันรูปพัลส์ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ หากต้องการควบคุม กระแส เชื่อม แบบ ลูบ ปิด จะต้อง อาศัย ความ แตก ต่าง ของ กระแส $\Delta I = I_{d\ ref} - I_{dc\ weld}$ คุณด้วยอัตราขยาย KP แล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ รูปฟันเลื่อย (Saw-tooth waveform) ดังวงจรในรูป 5 (Chae, et al., 1998) จึงจะได้สัญญาณพัลส์แบบ PWM เพื่อใช้ขับเกทของสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์

กระแสเชื่อมเมื่อวัดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะมีค่าสูงมาก (>100A) ในที่นี้อาศัยตัวตรวจจับกระแสแบบฮอลล์ (Hall-effect current sensor) ตรวจจับกระแสที่ไหลเข้าสู่ด้านปฐมภูมิ i_p ของหม้อแปลงซึ่งมีขนาดต่ำ ดังรูปที่ 1 แล้วนำเอาสัญญาณที่ออกจากตัวตรวจจับกระแสมาเร็กติไฟเออร์ ก็จะได้สัญญาณแรงดันที่แทนกระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ ขณะใด ขณะหนึ่ง (Instantaneous current) เพื่อใช้ในการควบคุม



รูปที่ 5 วิธีการควบคุมกระแสเชื่อมด้วยอินเวอร์เตอร์

ผลการทดลอง

วงจรต้นแบบของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ที่มีเร็กติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุมแทนการใช้ไดโอดบริดจ์ดังรูปที่ 1 ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบ โดยใช้ IGBT ขนาด

พิกัด 600V, 40A เป็น สวิตช์ S_1 และ S_2 ซึ่งจะทำหน้าที่ปรับปรุงกระแสจากแหล่งจ่ายให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ทั้งนี้เพราะ IGBT จะทำงานได้ดี ในช่วงความถี่ 10-14kHz ส่วนแต่ละสวิตช์ทางด้านอินเวอร์เตอร์บริดจ์ (S_3-S_6) จะใช้ MOSFET 2 ตัว ขนาด 500V, 20A ต่อขนานกัน เพื่อให้ นำกระแสได้สูงขณะที่สามารถสวิตช์ที่ความถี่สูงได้ เมื่อต้องการให้วงจรเครื่องเชื่อมทำงานโดยใช้ ไดโอดบริดจ์ ก็จะไม่จ่ายสัญญาณพัลส์ให้กับขาเกทของ S_1, S_2 (disable) ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 6-8 แต่เมื่อต้องการปรับปรุงค่า โดยอาศัยเร็กติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุม ก็จะได้ปล่อยสัญญาณพัลส์เข้าสู่ S_1, S_2 (enable) และจะได้ผลดังรูปที่ 9-11

รูปที่ 6 แสดงกระแสจากแหล่งจ่าย i_s ที่มีความผิดเพี้ยนจากคลื่นรูปไซน์มากเมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ แม้ว่ามุมต่างเฟส ระหว่างแรงดัน v_s และกระแส i_s จะน้อยแต่ความเพี้ยนของกระแสทำให้ค่า PF ด้านอินพุตมีค่าต่ำ ดังสมการ ที่ (2) เมื่อใช้เฟาเวอร์มิเตอร์แบบดิจิตอลวัดค่า PF ด้านอินพุตของวงจรจะอ่านค่า โดยเฉลี่ยเท่ากับ 0.7 ขณะเดียวกันแรงดัน v_s ที่ ปรากฏก็มีความเพี้ยนจากไซน์ระดับหนึ่งทั้งนี้เนื่องจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วไหล (Leakage impedance) ของหม้อแปลงที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายนั่นเอง สเปกตรัมเชิงความถี่ ของกระแส i_s ได้จากการใช้ฟังก์ชัน FFT ของออสซิลโลสโคปวิเคราะห์สัญญาณกระแส ดังแสดงในรูปที่ 7 กระแสรูปพัลส์จะประกอบด้วยกระแสมูลฐานที่ 50Hz และกระแสฮาร์โมนิกอันดับเลขคี่ (Odd harmonics) ที่ความถี่ 150, 250, 350, 450Hz

รูปที่ 8 แสดงกระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ ขณะเกิดการอาร์ค ลวดเชื่อมลงบนชิ้นงาน กระแสนี้ได้จากการเร็กติไฟเออร์กระแสทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงและมีลักษณะเป็นกระแส ริฟเปิ้ล (ripple current) ขนาด 15A (p-p) ความถี่ประมาณ 100kHz ซ้อนอยู่บนกระแสดีซีขนาดประมาณ 115A กระแสเชื่อมที่มีริฟเปิ้ลความถี่สูง จะให้รอยเชื่อมที่เรียบ

รูปที่ 9 แสดงให้เห็นว่ากระแสจากแหล่งจ่าย i_s มีรูปคลื่นที่คล้ายไซน์มากกว่ารูปที่ 6 และมีเฟสเกือบตรงกับแรงดัน v_s เมื่อใช้เร็กติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุมกับเครื่องเชื่อม อินเวอร์เตอร์ แต่ก็มีกระแสริฟเปิ้ลความถี่สูง

จากการสวิตช์ซึ่งควบคุมโดยตัวเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีชีอยู่ นอกจากนี้กระแส i_s ยังมีความเพี้ยนในช่วงใกล้ศูนย์ (Crossover distortion) เนื่องจากเป็นช่วงที่แรงดันอินพุต v_s มีค่าน้อยไม่สามารถปรับรูปคลื่นกระแสได้ดีเท่าที่ควร สังเกตว่าแรงดันมีริพเปิ้ลความถี่สูงคล้ายกับของกระแส ซึ่งเกิดจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ร้าวอันเนื่องมาจาก ริพเปิ้ลของกระแส i_s นั่นเอง เมื่อวิเคราะห์กระแส i_s ด้วย FFT จะได้ผลดังรูปที่ 10 คือฮาร์โมนิกอันดับต่ำเลขคี่จะมีค่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับรูปที่ 7 เมื่อวัดค่า PF ของวงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมด้วยดิจิตอลมิเตอร์ จะได้ค่า PF เฉลี่ยอยู่ที่ 0.98

รูปที่ 11 แสดงกระแสเชื่อมขณะอาร์คสำหรับ เครื่องเชื่อมที่ปรับปรุง เห็นได้ว่าค่าดีซีหรือค่าเฉลี่ยของ $I_{dc\ weld}$ จะมีค่าลดลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับรูปที่ 8 ขณะที่ ริพเปิ้ลคงเดิม ทั้งนี้เนื่องจากระดับแรงดันดีซีด้านเอาต์พุต ของเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมสูงขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับกรณีของไดโอดบริดจ์

สรุป

การปรับปรุงเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์โดยใช้ วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมที่ได้ออกแบบใน บทความนี้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ถึง 0.98 และมีค่า THD 18.72% ทำให้กระแสมีลักษณะใกล้เคียง รูปคลื่นไซน์ ในขณะที่เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ทั่วไปจะ ให้ค่า ตัวประกอบกำลังต่ำกว่า 0.7 และมีค่า THD 50.11%

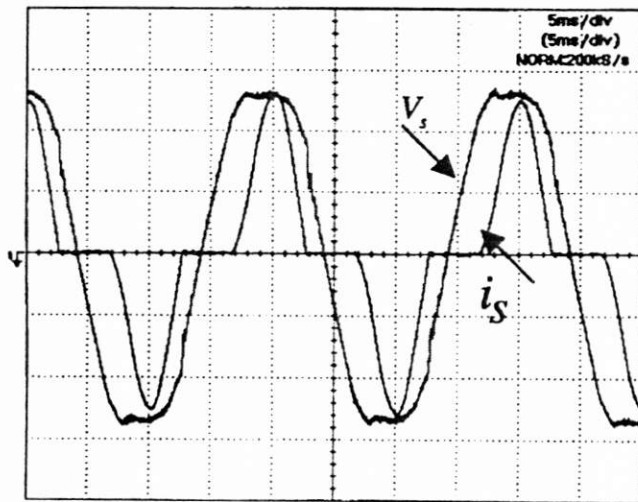
กิตติกรรมประกาศ

บทความนี้ได้รับการสนับสนุนสถานที่และเครื่อง วัสดุจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น และ ขอขอบคุณ คุณยุทธ จันทนป คุณสัมฤทธิ์ พิพฒ ที่ให้ ความอนุเคราะห์เครื่องมือปฏิบัติงาน และขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยขอนแก่น อย่างสูง ที่ให้ทุน อุดหนุนในการทำวิจัยนี้

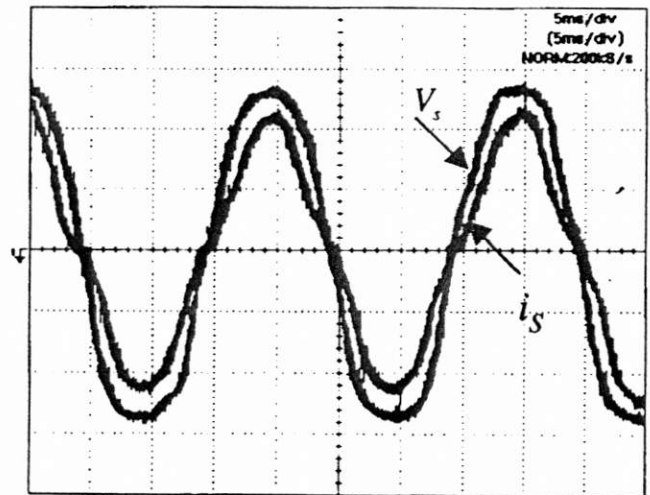
เอกสารอ้างอิง

- Payton Planar Transformers : Product Catalogue 2000, Payton Planar Magetics Ltd.
- Chae, Y.M., Gho, J. S. and Choe, G. H. 1998. PWM Converter-Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T. **IEEE PESC** : 1636 -1641
- Martine, R. and Prasad, N. 1996. A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction **IEEE Trans. Power Electron** (March) vol11 no.2
- Lim, J.W. and Kwon, B.H. 1999. A Power-Factor Controller for Single-Phase PWM Rectifier. **IEEE Trans. Ind. Electron** (October) vol.46 no.5
- Shepherd, W. and Hulley, L.N. 1987. **Power electronic and motor control**. Cambridge University Press.

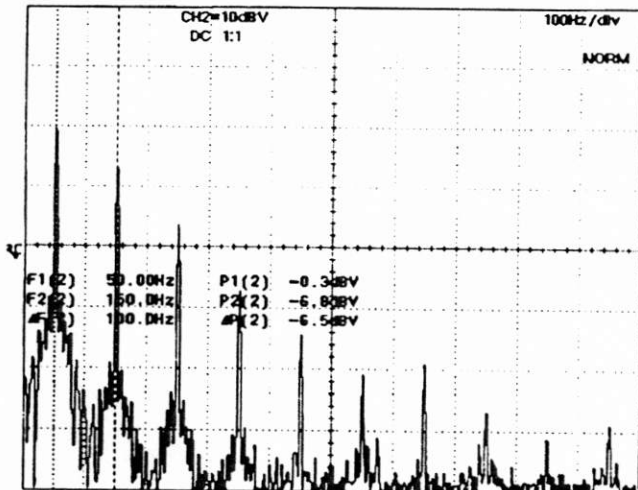
(scale: 50 A/div)



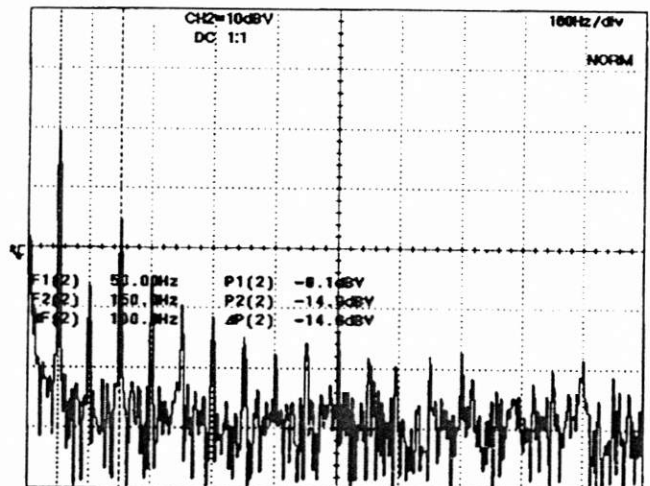
รูปที่ 6 แรงดัน V_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายเมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (scale V_s : 100 V/div, scale i_s : 10A/div)



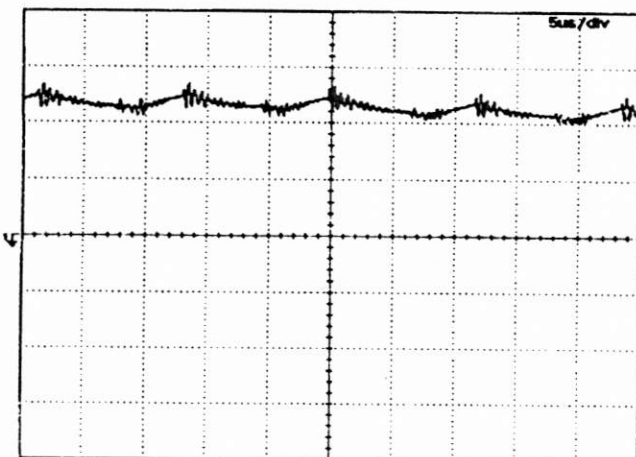
รูปที่ 9 แรงดัน V_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายเมื่อใช้เรกติฟายเออร์ แบบกึ่งควบคู่ (scale V_s : 100 V/div, scale i_s : 10A/div)



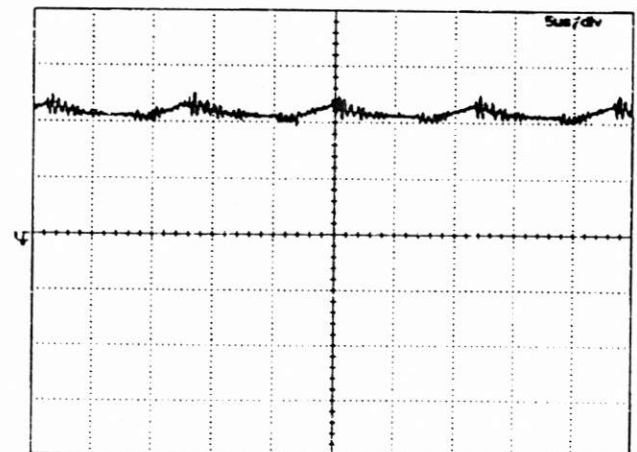
รูปที่ 7 FFT ของกระแสจากแหล่งจ่าย i_s เมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (y-scale: 10 dBV/div, x-scale: 100 Hz/div)



รูปที่ 10 FFT ของกระแสจากแหล่งจ่าย i_s เมื่อใช้เรกติฟายเออร์ แบบกึ่งควบคู่ (y-scale: 10 dBV/div, x-scale: 100 Hz/div)



รูปที่ 8 กระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ เมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (scale: 50 A/div)



รูปที่ 11 กระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ เมื่อใช้เรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคู่ (scale: 50A/div)