

เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ที่ได้รับ การปรับปรุงเพื่อลดระดับความเพี้ยน ของกระแส

วันชัย แผ่นทอง

นักศึกษาปริญญาโท

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

ชัยภัฏ วรรณะสาร

อาจารย์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

บทคัดย่อ

เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป จะมีบริดจ์ของไดโอดเป็นตัวจ่ายแรงดันดีซีให้กับอินเวอร์เตอร์ เพื่อส่งกำลังผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ทำให้เกิดความเพี้ยนของกระแสอินพุทซึ่งไม่เป็นที่ต้องการ บทความนี้นำเสนอวิธีการที่ง่ายแต่ได้ผลในการลดความเพี้ยนของกระแส โดยการเพิ่มสวิตช์สองตัวเข้าที่บริดจ์ของไดโอดเพื่อทำการปรับรูปคลื่นกระแส เครื่องเชื่อมต้นแบบที่ได้รับการปรับเปลี่ยนสามารถจ่ายกระแสเชื่อมขนาด 100A ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบ ผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถเพิ่มค่า PF ได้ถึง 0.98 หรือมากกว่าขณะที่เครื่องเชื่อมทั่วไปจะให้ค่า PF ต่ำกว่า 0.7

Improved Inverter Arc Welding Machine to Reduce Input Current Distortion

Wanchai Panthong

Master Student

Department of Electrical Engineering , Faculty of Engineering ,
Khon Kaen University

Chaipat Wattanasan

Lecturer

Department of Electrical Engineering , Faculty of Engineering ,
Khon Kaen University

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 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 100A has been built and tested. The experimental results show that the proposed method can achieve PF of 0.98 and above while a conventional arc welding machine has PF below 0.7.

บทนำ

ปัจจุบันเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์เป็นที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย ทั้งนี้เนื่องจากมีการนำเอาหม้อแปลงแบบพลาแนร์ (planar transformer) มาใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ทำให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงถึง 20 kW โดยใช้รูปคลื่นพัลส์ที่มีความถี่สูงกว่า 100 kHz ขณะที่มีความสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ โดยหม้อแปลงมีน้ำหนักเพียง 3 กิโลกรัม เนื่องจากใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดเล็ก[1] ดังนั้น เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์จึงมีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูง (>80%) นอกจากนี้ยังให้รอยเชื่อมที่เรียบเมื่อเทียบกับเครื่องเชื่อมไฟสลัหรือไฟตรงแบบควบคุมเฟสซึ่งทำงานที่ความถี่ 50 Hz เครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจะมีวงจรไดโอดบริดจ์ที่คอยเปลี่ยนแรงดัน 220V 50 Hz เป็นแรงดันดีซีขนาด 300V ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เพื่อสวิตช์ให้เป็นแรงดันรูปพัลส์

ความถี่ประมาณ 100 kHz ส่งผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อลดระดับแรงดันและเพิ่มขนาดของกระแสที่จะใช้เชื่อม โดยกระแสขณะเชื่อมจะมีค่าสูงสุดประมาณ 100 A

ข้อเสียของการใช้ไดโอดบริดจ์ซึ่งมีตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตก็คือ จะทำให้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้า มีลักษณะเป็นพัลส์ที่มียอดแหลมซึ่งผิดเพี้ยนไปจากคลื่นรูปไซน์มาก อาจแสดงให้เห็นได้ว่าความเพี้ยนของกระแส (current distortion) จะมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ของเครื่องเชื่อมขณะทำงานมีค่าต่ำสมการที่ (1) แสดงค่า PF ด้านอินพุตของวงจรซึ่งมีกระแสและแรงดันไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ (non-sinusoidal) เช่นวงจรไดโอดบริดจ์ หากมองว่าแรงดันอินพุตมีองค์ประกอบเชิงฮาร์โมนิกส์ (V_h) อยู่ น้อยเมื่อเทียบกับแรงดันที่มีความถี่มูลฐาน (V_l) อาจทำให้สมการที่ (1) อยู่ในรูปอย่างง่ายดังสมการที่ (2)

$$PF = \frac{V_l I_l \cos \theta_l + \sum_{h=2}^n V_h I_h \cos \theta_h}{\sqrt{V_l^2 + \sum_{h=2}^n V_h^2} \sqrt{I_l^2 + \sum_{h=2}^n I_h^2}} \quad (1)$$

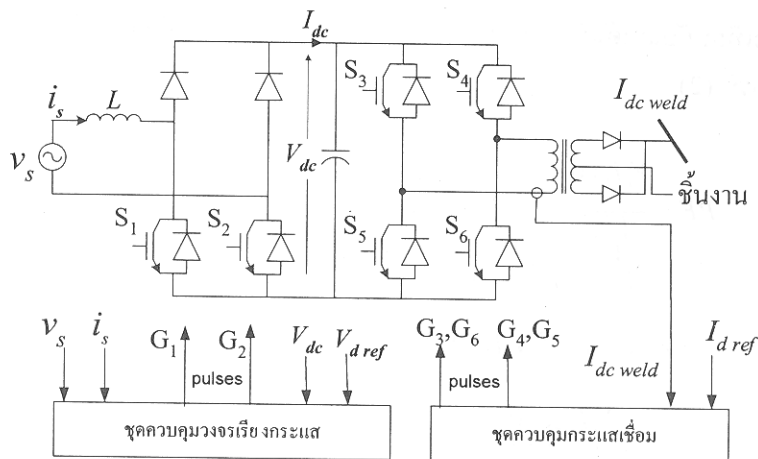
โดยที่ θ_l = มุมต่างเฟสระหว่าง I_l กับ V_l

$$PF \cong \frac{V_l I_l \cos \theta_l}{V_l \sqrt{I_l^2 + \sum_{h=2}^n I_h^2}} \quad (2)$$

สมการที่ (2) ซึ่งให้เห็นว่าเมื่อกระแสอินพุตของไดโอดบริดจ์มีองค์ประกอบเชิงฮาร์โมนิกส์ (I_h) อยู่มาก เมื่อเทียบกับกระแสมูลฐาน (I_l) จะทำให้ค่า PF ของวงจรต่ำกว่ากรณีที่กระแสอินพุตมีรูปคลื่นคล้ายไซน์

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการใช้เครื่องเชื่อม และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนมาก อาจมีค่าเกินกว่าที่กำหนดไว้ในมาตรฐานด้านฮาร์โมนิกส์ (IEC 555) และอาจทำให้แรงดันที่จุดต่อร่วม (point of common coupling) มีความเพี้ยนเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลผ่านอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ทำให้แรงดันปรากฏมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์ ดังนั้น จึงต้องมีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้าของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ รวมถึงอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้ไดโอดบริดจ์เป็นวงจรส่วนหน้าเพื่อให้ค่าของกระแสฮาร์โมนิกส์ต่ำกว่าข้อกำหนด การปรับปรุงกระแสด้านเข้าของเครื่องเชื่อมอาจทำได้

โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ PWM แบบฟูลบริดจ์แทนการใช้ไดโอดบริดจ์[2] ซึ่งสามารถปรับปรุงกระแสต้านเข้าพร้อมกับควบคุมแรงดันดีซีด้านออกได้ดี แต่มีราคาสูงเพราะต้องใช้ IGBT ถึง 4 ตัว บทความนี้เสนอวิธีการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสต้านเข้าสำหรับเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม (half-controlled rectifier) ซึ่งมี IGBT 2 ตัวทำงานเป็นสวิตช์ ต่อขนานกับไดโอดคู่กลางของบริดจ์ วงจรดังกล่าวได้ถูกนำเสนอใน[3,4] แต่ไม่เคยใช้กับเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีกระแสด้านออกขณะเชื่อมที่แปรเปลี่ยนตามระยะห่างระหว่างลวดเชื่อมกับชิ้นงาน และต้องมีการตอบสนองที่เร็วกว่าปกติ วงจรของเครื่องเชื่อมที่จะศึกษาเป็นดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรรวมของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม

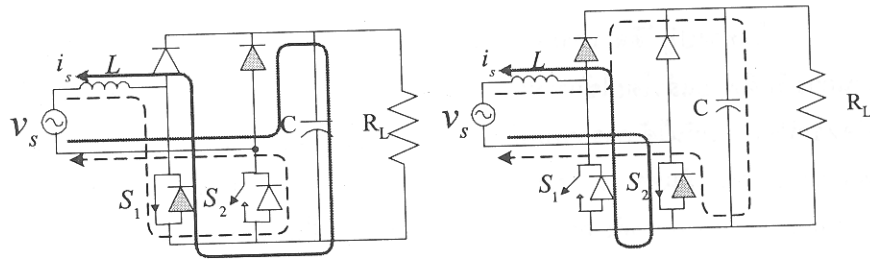
วงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมและ การปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้า

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

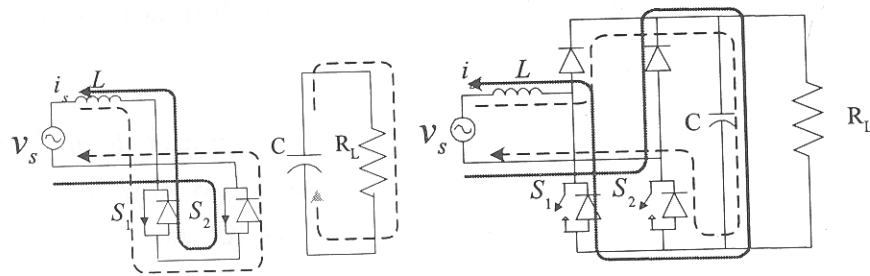
- i) S_1 'ON' S_2 'OFF' วงจรสมมูลแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2(ก) ขนาดของกระแส $|i_s|$ จะเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกบวก (positive half) ดังสมการที่ (3) ในทางกลับกันขนาดของกระแส $|i_s|$ จะลดลงเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกลบ (negative half) ดังสมการที่ (4)

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

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



(ก) S_1 'ON' S_2 'OFF' (ข) S_1 'OFF' S_2 'ON'



(ค) S_1 'ON' S_2 'ON' (ง) S_1 'OFF' S_2 'OFF'

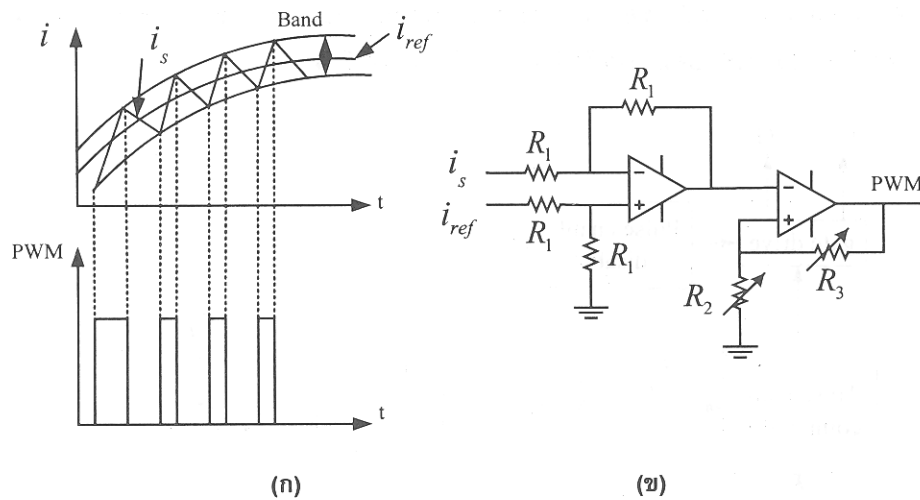
รูปที่ 2 วงจรสมมุติแสดงการทำงานของวงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคู่ที่สภาวะต่าง ๆ ของสวิตช์ IGBT

- ii) S_1 'OFF' S_2 'ON' วงจรสมมุติแสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2(ข) ขนาดของกระแส $|i_s|$ จะลดลงเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกบวก (positive half) ดังสมการที่ (4) หรือเมื่อแรงดัน v_s อยู่ในซีกลบ (negative half) ขนาดของกระแส $|i_s|$ จะเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (3)

- iii) S_1 'ON' S_2 'ON' วงจรสมมุทธ์แสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2(ค) ขนาดของกระแส $|i_s|$ จะเพิ่มขึ้น ไม่ว่า v_s จะอยู่ในซีกบวกหรือลบ ดังสมการที่ (3)
- iv) S_1 'OFF' S_2 'OFF' วงจรสมมุทธ์แสดงการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2(ง) ขนาดของกระแส $|i_s|$ จะลดลง ไม่ว่า v_s จะอยู่ในซีกบวกหรือลบ ดังสมการที่ (4)

ในทางปฏิบัติสามารถควบคุมค่าขนาดของกระแส $|i_s|$ หรือค่ากระแส i_s ที่ผ่านการเรกติฟายแล้วโดยใช้การทำงานในโหมดที่ (iii) และ (iv) หรือให้สวิตช์ทั้งสองเปิดหรือปิดพร้อมกันได้ 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 ที่กำหนดได้โดยใช้คอมพาราเตอร์แบบฮิสเตอรีซิส (hysteresis comparator) ซึ่งมีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3(ก) และมีวงจรดังรูปที่ 3(ข)

โดยทั่วไปค่าแบนด์ Δh และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส di/dt ซึ่งถูกกำหนดโดยความเหนี่ยวนำ ด้านอินพุต L จะมีผลต่อความถี่ของการ สวิตช์ f_{sw} กล่าวคือ สวิตช์อาจต้องทำงาน (เปิด-ปิด) ด้วยความถี่สูง เมื่อแบนด์ Δh และความเหนี่ยวนำ L มีค่าน้อย หรือ f_{sw} จะมีค่าต่ำเมื่อ Δh และ L มีค่ามาก ขณะที่วงจรทำงาน f_{sw} จะมีค่าไม่คงที่ ในที่นี้ความถี่ของการสวิตช์เนื่องจากตัวเปรียบเทียบฮิสเตอรีซิสจะถูกออกแบบให้มีค่าอยู่ ในช่วง 10-14 kHz วิธีการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอรีซิสนี้จะสามารถควบคุมกระแส i_s ให้มีค่าใกล้เคียงกับ i_{ref} ได้ดีกว่าวิธีอื่น[5]



รูปที่ 3 (ก) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

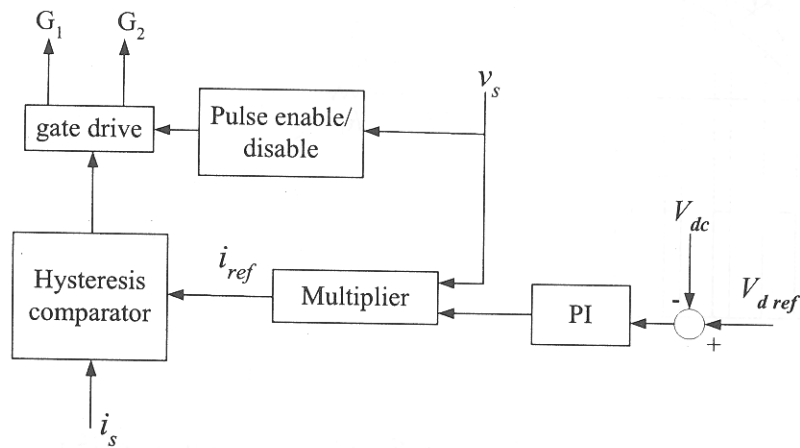
(ข) วงจรเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

การควบคุมระดับแรงดันดีซีด้านเอาต์พุต

เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะคงตัว (steady state) ค่าแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ของเรกติฟายเออร์ควรรจะมีค่าคงที่ แต่ถ้าวแรงดัน V_{dc} ต่ำลงแสดงว่าตัวเก็บประจุ C เริ่มจะจ่ายกระแส $I_{d,av}$ ให้กับอินเวอร์เตอร์มากกว่ากระแสที่ได้รับจาก เรกติฟายเออร์หรือ $|i_s|$ ก็จะทำให้ส่งผลให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าต่ำลง หากต้องการให้แรงดันมีค่าคงเดิมจะต้องเพิ่มค่า $|i_s|$ ให้มีค่ามากขึ้น ในทางกลับกันหากแรงดัน V_{dc} สูงขึ้นแสดงว่ากระแสที่ซาร์จเข้าสู่ C มีค่ามากกว่ากระแสที่ C ดิสชาร์จออกไปยังอินเวอร์เตอร์ ก็ต้องทำการลดกระแส $|i_s|$ ให้ต่ำลง เพื่อดึงค่า V_{dc} ให้ลดต่ำลง เพื่อให้การเพิ่มหรือลดขนาดของกระแส i_s เป็นไปโดยอัตโนมัติ งานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมแบบ PI เพื่อ ชดเชยค่าผลต่างระหว่างแรงดัน $\Delta V = V_{ref} - V_{dc}$ ให้มีค่าสัมบูรณ์ลดลงเข้าใกล้ศูนย์ โดยที่เอาต์พุตของตัวควบคุม PI ก็คือ ขนาดของกระแส $|i_s|$ ดังสมการที่ (5)

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

เมื่อรวมตัวควบคุม PI ของแรงดันเข้ากับตัวควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ริซิสจะได้แผนภาพบล็อกของการควบคุมวงจรรีกติฟายเออร์เป็นดังรูปที่ 4



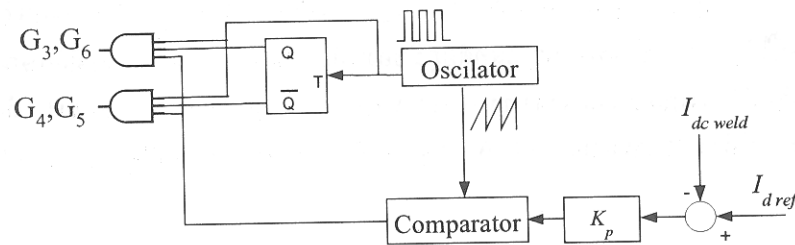
รูปที่ 4 แผนภาพบล็อกแสดงการควบคุมวงจรรีกติฟายเออร์

วงจรรีกติฟายเออร์สำหรับเครื่องเชื่อม

วงจรรีกติฟายเออร์แบบฟูลบริดจ์ (full-bridge inverter) ของเครื่องเชื่อมดังรูปที่ 1 จะรับเอาแรงดันประมาณ 320V(dc) จากรีกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมมาสวิตช์ให้เป็นแรงดันเอชี่ที่มีรูปคลื่นแบบพัลส์ ซึ่งสามารถปรับความกว้างได้เพื่อป้องกันให้หม้อแปลงความถี่สูงแบบสเตรตต์เพื่อที่จะสามารถจ่ายกระแสทุติยภูมิที่มีขนาดสูงได้ และเมื่อผ่านกระแสดังกล่าวเข้าสู่ไดโอดที่มีแรงดันตกคร่อมต่ำ (low voltage-drop diode) ก็จะได้กระแสเชื่อม $I_{dc,weld}$ ประมาณ 100A เพื่อใช้อาร์คลวดเชื่อมเข้ากับชิ้นงาน ขนาดของกระแสเชื่อมจะแปรผันตรงกับระดับความกว้างของแรงดันรูปพัลส์ ที่ได้จากรีกติฟายเออร์ หากต้องการควบคุมกระแสเชื่อมแบบลูบปิดจะต้องอาศัยความแตกต่างของกระแส $\Delta I = I_{d,ref} - I_{dc,weld}$ คูณด้วยอัตราขยาย K_p แล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อย (saw-tooth waveform) ดังวงจรในรูปที่ 5[2] จึงจะได้สัญญาณพัลส์แบบ PWM เพื่อใช้ขับเกทของ สวิตช์ในวงจรรีกติฟายเออร์

กระแสเชื่อมเมื่อวัดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะมีค่าสูงมาก ($>100A$) ในที่นี้อาศัยตัวตรวจจับกระแสแบบฮอลล์ (hall-effect current sensor) ตรวจจับกระแส

ที่ไหลเข้าสู่ด้านปฐมภูมิ i_p ของหม้อแปลงซึ่งมีขนาดต่ำ ดังรูปที่ 1 แล้วนำเอาสัญญาณที่ออกจากตัวตรวจจับกระแสมาเรกตีฟาย ก็จะได้สัญญาณแรงดันที่แทนกระแสเชื่อม $I_{dc,weld}$ ขณะใดขณะหนึ่ง (instantaneous current) เพื่อใช้ในการควบคุม



รูปที่ 5 วิธีการควบคุมกระแสเชื่อมด้วยอินเวอร์เตอร์

ผลการทดลอง

วงจรต้นแบบของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ที่มีเรกตีฟายเออร์ แบบกึ่งควบคุม แทนการใช้ไดโอดบริดจ์ดังรูปที่ 1 ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบโดยใช้ IGBT ขนาดพิกัด 600V 40A เป็นสวิตช์ S_1 และ S_2 ซึ่งจะทำหน้าที่ปรับปรุงกระแสจากแหล่งจ่ายให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ทั้งนี้เพราะ IGBT จะทำงานได้ดีในช่วงความถี่ 10-14 kHz ส่วนแต่ละสวิตช์ทางด้านอินเวอร์เตอร์บริดจ์ ($S_3 - S_6$) จะใช้ MOSFET 2 ตัว ขนาด 500V 20A ต่อขนานกัน เพื่อให้สามารถสวิตช์ที่ความถี่สูงได้ เมื่อต้องการให้วงจรเครื่องเชื่อมทำงานโดยใช้ไดโอดบริดจ์ ก็จะไม่จ่ายสัญญาณพัลส์ให้กับขาเกทของ S_1, S_2 (disable) ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 6-8 แต่เมื่อต้องการปรับปรุงค่า PF โดยอาศัยเรกตีฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม ก็จะปล่อยสัญญาณพัลส์เข้าสู่ S_1, S_2 (enable) และจะได้ผลดังรูปที่ 9-11

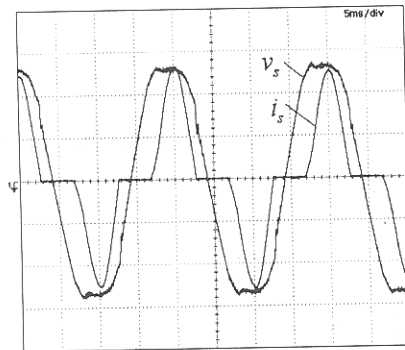
รูปที่ 6 แสดงกระแสจากแหล่งจ่าย i_s ที่มีความผิดเพี้ยนจากคลื่นรูปไซน์มาก เมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ แม้ว่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดัน v_s และกระแส i_s จะน้อยแต่ความเพี้ยนของกระแสทำให้ค่า PF ด้านอินพุทมีค่าต่ำดังสมการที่ (2) เมื่อใช้เพาเวอร์มิเตอร์แบบดิจิตอลวัดค่า PF ด้านอินพุทของวงจรจะอ่านค่า PF โดยเฉลี่ยเท่ากับ 0.7 ขณะเดียวกันแรงดัน v_s ที่ปรากฏก็มีความเพี้ยนจากไซน์ระดับหนึ่งทั้งนี้เนื่องจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) ของหม้อแปลงที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายนั่นเอง สเปกตรัมเชิงความถี่ของกระแส i_s ได้จากการใช้ฟังก์ชัน FFT ของออสซิลโลสโคป

วิเคราะห์สัญญาณกระแส ดังแสดงในรูปที่ 7 กระแสรูปพัลส์จะประกอบด้วยกระแสมูลฐานที่ 50 Hz และกระแสฮาร์โมนิกอันดับเลขคี่ (Odd harmonics) ที่ความถี่ 150 250 350 และ 450 Hz

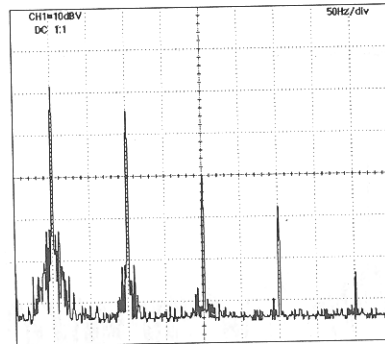
รูปที่ 8 แสดงกระแสเชื่อม $I_{dc,weld}$ ขณะเกิดการอาร์คโหลดเชื่อมลงบนชิ้นงาน กระแสนี้ได้จากการเรกติฟายกระแสทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และมีลักษณะเป็นกระแสวิกเปิ้ล (ripple current) ขนาด 15A (p-p) ความถี่ประมาณ 100 kHz ซ้อนอยู่บนกระแสดีซีขนาดประมาณ 115A กระแสเชื่อมที่มีริพเปิ้ลความถี่สูงจะให้อยู่ที่เรียบ

รูปที่ 9 แสดงให้เห็นว่ากระแสจากแหล่งจ่าย i_s มีรูปคลื่นที่คล้ายไซน์มากกว่ารูปที่ 6 และมีเฟสเกือบตรงกับแรงดัน v_s เมื่อใช้เรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมกับเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ แต่ก็มีกระแสวิกเปิ้ลความถี่สูงจากการสวิตช์ซึ่งควบคุมโดยตัวเปรียบเทียบฮิสเทรีซิสอยู่ นอกจากนี้กระแส i_s ยังมีความเพี้ยนในช่วงไคลอสันย์ (crossover distortion) เนื่องจากเป็นช่วงที่แรงดันอินพุต v_s มีค่าน้อยไม่สามารถปรับรูปคลื่นกระแสได้ดีเท่าที่ควร สังเกตว่า แรงดันมีริพเปิ้ลความถี่สูงคล้ายกับของกระแส ซึ่งเกิดจากแรงดันตกคร่อมมิอิมพิแดนซ์ร้าวอันเนื่องมาจากริพเปิ้ลของกระแส i_s นั้นเอง เมื่อวิเคราะห์กระแส i_s ด้วย FFT จะได้ผลดังรูปที่ 10 คือ ฮาร์โมนิกอันดับต่ำเลขคี่จะมีค่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับรูปที่ 7 เมื่อวัดค่า PF ของวงจรเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมด้วยดิจิตอลมิเตอร์จะได้ค่า PF เฉลี่ยอยู่ที่ 0.98

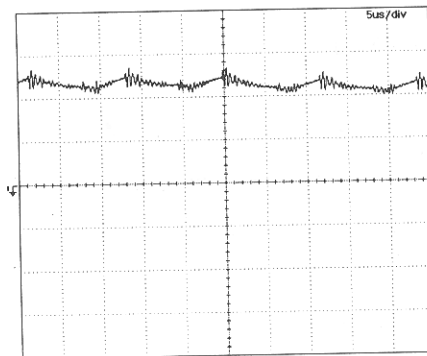
รูปที่ 11 แสดงกระแสเชื่อมขณะอาร์คสำหรับเครื่องเชื่อมที่ปรับปรุง เห็นได้ว่าค่าดีซีหรือค่าเฉลี่ยของ $I_{dc,weld}$ จะมีค่าลดลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับรูปที่ 8 ขณะที่ริพเปิ้ลคงเดิม ทั้งนี้เนื่องจากระดับแรงดันดีซีด้านเอาต์พุตของเรกติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุมสูงขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับกรณีของไดโอดบริดจ์



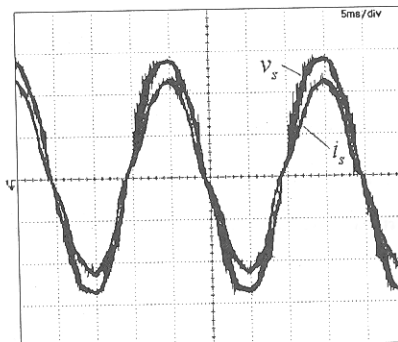
รูปที่ 6 แรงดัน v_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายเมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (scale v_s : 100 V/div, scale i_s : 10A/div)



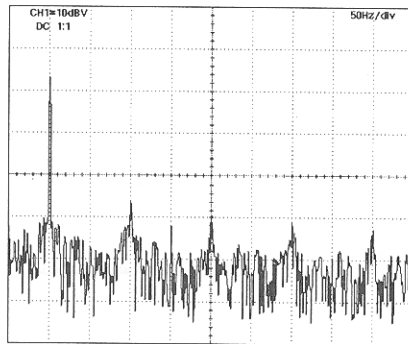
รูปที่ 7 FFT ของกระแสจากแหล่งจ่าย i_s เมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (y-scale: 10 dBV/div, x-scale: 50Hz/div)



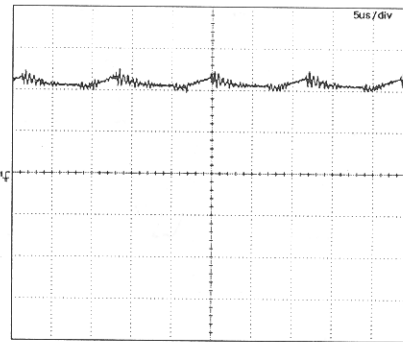
รูปที่ 8 กระแสเชื่อม $I_{dc\ weld}$ เมื่อใช้ไดโอดบริดจ์ (scale: 50 A/div)



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



รูปที่ 10 FFT ของกระแสจากแหล่งจ่าย i_s เมื่อใช้เร็กติฟายเออร์แบบกึ่งควบคุม (y-scale: 10 dBV/div, x-scale: 50Hz/div)



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

สรุปผลการทดลอง

การปรับปรุงเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรเร็กติฟายเออร์ แบบกึ่งควบคุม ได้ออกแบบในบทความนี้สามารถลดระดับความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุท และทำให้กระแสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ยังผลให้มีค่าตัวประกอบกำลังสูงขึ้นตามที่ต้องการ

กิตติกรรมประกาศ

บทความนี้ได้รับการสนับสนุนเครื่องวัดจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น และ ขอขอบคุณ คุณยุทธ จันทนป คุณสัมฤทธิ์ พิพูฒ ที่ให้ความอนุเคราะห์เครื่องมือปฏิบัติงาน และ ขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยขอนแก่น ที่ให้ทุนอุดหนุนในการทำวิจัยนี้

เอกสารอ้างอิง

- [1] "Payton Planar Transformers : Product Catalogue 2000," Payton Planar Magetics Ltd.
- [2] Y.M. Chae, J. S. Gho, G. H. Choe , "PWM Converter – Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T.," IEEE PESC, pp. 1636-1641, 1998.
- [3] R. Martine, Prasad N., "A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction," IEEE Trans. Power Electron., vol 11, no.2, March 1996.
- [4] Jee-Woo Lim and Bong-Hwan Kwon, "A Power-Factor Controller for Single-Phase PWM Rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol 46, no.5, October 1999.
- [5] W.Shepherd, L.N. Hulley. "Power electronic and motor control ." Cambridge University Press, 1987.