

การสืบสวนและเปรียบเทียบกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและการรบกวนทางเสียงของ เหล็กไม่เรียงแนวรีด เมื่อแหล่งจ่ายเป็นพีดับเบิลยูเอ็มแบบไบโพลาร์ และแบบยูนิโพลาร์

โอภาส ศิริครรชิตถาวร^{1*} และ สิริวิช ทัดสวน²

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เป็นการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่แกนเหล็กและการรบกวนทางเสียง โดยใช้พีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์ ในการทดสอบใช้แผ่นเหล็กแบบไม่เรียงแนวรีดขนาดความหนา 0.5 มิลลิเมตร และมีการกำหนดค่าความหนาแน่นสูงสุดของเส้นแรงแม่เหล็กมูลฐานที่เท่ากัน โดยแต่ละขั้นตอนการทดสอบได้มีการกำหนดค่าดัชนีการมอดูเลตที่ 0.3, 0.45, 0.6, 0.9 และที่ความถี่สวิตซ์ที่ 1, 3, 5 kHz จากการทดสอบทำให้ทราบว่า

ค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและการรบกวนทางเสียงอันเนื่องมาจากพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์มีค่าสูงกว่าแบบยูนิโพลาร์ ดังนั้น งานวิจัยนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับออกแบบอินเวอร์เตอร์อันเนื่องมาจากผลรวมของกำลังสูญเสียที่มีค่าสูงและการรบกวนทางเสียงได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ: กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก อินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์ อินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์ เหล็กไม่เรียงแนวรีด การรบกวนทางเสียง

¹ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

² รองศาสตราจารย์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์

* ผู้นิพนธ์ประสานงาน โทรศัพท์ 0-2555-2000 ต่อ 6323 อีเมล: o_pas@hotmail.com



Effect Investigation and Comparison of Iron Losses and Acoustic Noise of Non-oriented Magnetic Steel Supplied by Bipolar and Unipolar PWM Inverter

Opas Sirikunchittavon^{1*} and Siriwich Tadsuan²

Abstract

This paper presents the effect investigation and comparison of iron losses and acoustic noise with bipolar and unipolar PWM inverter. In the experiment, 0.5 mm-thick, non-oriented magnetic steel was employed with the defined thickness of the maximum fundamental magnetic density for each test process of 0.3, 0.45, 0.6, 0.9 modulation index and 1, 3, 5 kHz.- inverter switching frequency. It was

found that the iron losses and magnitude of acoustic noise supplied by Bipolar PWM inverter are higher than Unipolar PWM inverter. Thus, the findings are significant for the design of inverter due to a high quantity of power losses and acoustic noise.

Keywords: Iron Losses, Bipolar Inverter, Unipolar Inverter, Non-oriented Magnetic Steel, Acoustic Noise

¹ Assistant Professor, Department of Electronic Technology, College of Industrial Technology, King Mongkut's University of Technology North Bangkok.

² Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Southeast Asia University.

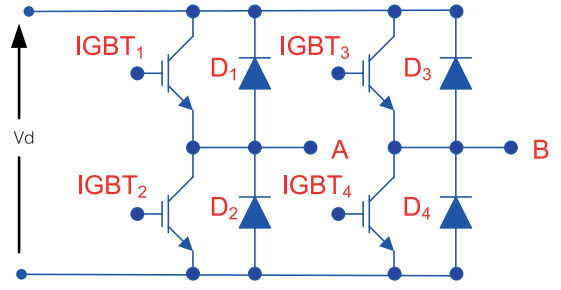
* Corresponding Author, Tel. 0-2555-2000 Ext. 6323, E-mail: o_pas@hotmail.com

1. บทนำ

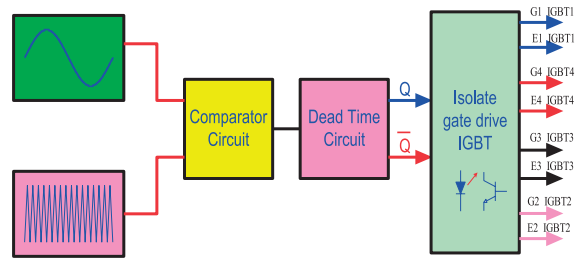
โดยปกติค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กเมื่อเทียบกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดเมื่อแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณชานนี้ มีค่าต่ำสามารถละเลยได้ แต่ในปัจจุบันนี้ ได้มีอุปกรณ์ทางวงจรแม่เหล็กและพลังงานกลไฟฟ้าที่ใช้แหล่งจ่ายประเภทสแตติกคอนเวอร์เตอร์เพิ่มมากขึ้น ซึ่งเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายชนิดนี้เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น จึงทำให้การออกแบบไม่สามารถละเลยในเรื่องของกำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก รวมถึงการรบกวนทางเสียงได้จากงานวิจัย [1]-[5] ได้กล่าวถึงการปรับพารามิเตอร์บางตัวในวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ เช่น ปรับดัชนีการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (m_a) และทางความถี่ (f_s) ที่ไม่เหมาะสมจะส่งผลทำให้ค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กเพิ่มขนาดขึ้นได้ หรือการเลือกชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เหมาะสมก็สามารถทำให้ค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กเพิ่มขึ้นได้เช่นกัน ส่วน Tangsiriyorakul และ Tadsuan [6] ได้กล่าวถึงค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กอันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิค SPWM แบบไบโพลาร์ เทียบกับเทคนิค Delta Modulation (DM) ที่มีค่าใกล้เคียงกัน แต่การรบกวนทางเสียงของการใช้เทคนิค SPWM มีค่าสูงกว่าแบบ Delta Modulation ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ ได้ให้ความสนใจที่จะเปรียบเทียบค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและการรบกวนทางเสียง อันเนื่องมาจากแหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิค SPWM แบบไบโพลาร์ เทียบกับแบบยูนิโพลาร์ ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นประโยชน์ในการเลือกใช้แหล่งจ่ายฟีดแบ็คเบิ้ลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์กับอุปกรณ์ทางวงจรแม่เหล็กให้มีความเหมาะสมที่สุด

2. ทฤษฎี

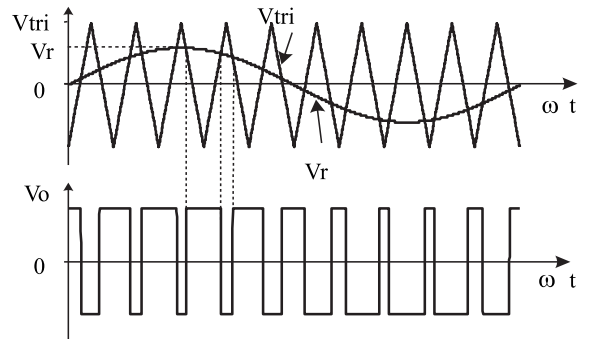
จากรูปที่ 1 เป็นวงจรกำลัง 1 เฟสอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่น [7] จะนำมาเป็นแหล่งจ่ายกับชุดทดสอบ Epstein ที่ภายในบรรจุแผ่นเหล็กประเภทไม่เรียงแนวรีด ส่วนรูปที่ 2 และรูปที่ 3 เป็นบล็อกไดอะแกรมและการมอดูเลตของสัญญาณอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์เรียงตามลำดับ ส่วนรูปที่ 4 และรูปที่ 5 เป็นบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 1 วงจร 1 เฟสอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่น

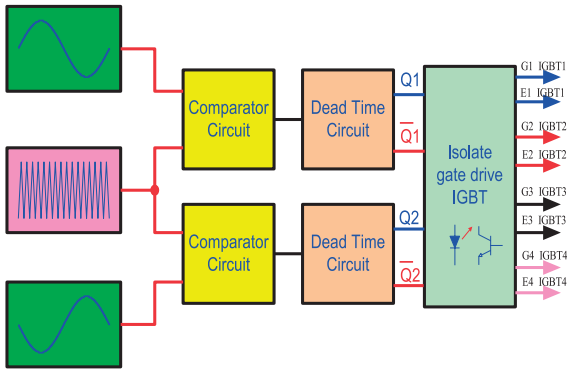


รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมแบบไบโพลาร์ของ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่น

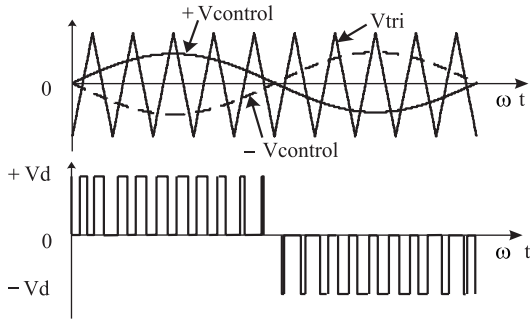


รูปที่ 3 การมอดูเลตของสัญญาณอ้างอิงชานนี้กับสัญญาณสามเหลี่ยม และคลื่นสัญญาณขาออกของอินเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมแบบไบโพลาร์

และการมอดูเลตของสัญญาณอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์เรียงตามลำดับ ส่วนสมการที่ใช้ในการคำนวณปริมาณต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 1 ถึงสมการที่ 11



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมแบบยูนิโพลาร์ของ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่น



รูปที่ 5 การมอดูเลตของสัญญาณอ้างอิงซายน์กับสัญญาณสามเหลี่ยม และคลื่นสัญญาณขาออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบยูนิโพลาร์

$$V_{rms} = 4.44f_1NB_{fund}A \quad (1)$$

$$V_{rms} = 0.707m_a \cdot V_{dc} \quad (2)$$

$$m_a = \frac{V_{peak \text{ of Sinusoidal wave}}}{V_{peak \text{ of Triangle wave}}} \quad (3)$$

$$m_f = \frac{\text{Frequency of Sinusoidal wave}}{\text{Frequency of Triangle wave}} \quad (4)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \quad (5)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (6)$$

$$P_{(h)} = V_h \cdot I_h \cdot \cos \phi_h \quad (7)$$

$$P_T = \sum_{h=1}^{\infty} P_{(h)} \quad (8)$$

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (9)$$

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (10)$$

$$V_{hm_{DB}} = 20 \log(V_h/V_{I_{rms}}) \quad (11)$$

เมื่อ

- N คือจำนวนรอบของลวดตัวนำที่ขุดทดสอบ Epstein
- B_{fund} คือค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กมูลฐานสูงสุด, Tesla
- f_1 คือค่าความถี่คลื่นมูลฐาน, Hz
- A คือพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก, m^2
- m_a คือดัชนีการมอดูเลตทางแอมพลิจูด
- m_f คือดัชนีการมอดูเลตทางความถี่
- V_{dc} คือแรงดันดี.ซี. เชื่อมโยง, V
- $V_{I_{rms}}$ คือแรงดันอาร์เอ็มเอสคลื่นมูลฐาน, V
- V_h คือแรงดันอาร์เอ็มเอสลำดับ h ของฮาร์มอนิก, V
- V_{rms} คือแรงดันประสิทธิภาพ, V
- $V_{hm_{DB}}$ คือสเปคตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง, dB
- $I_{I_{rms}}$ คือกระแสอาร์เอ็มเอสคลื่นมูลฐาน, A
- I_h คือกระแสอาร์เอ็มเอสลำดับ h ของฮาร์มอนิก, A
- I_{rms} คือกระแสไฟฟ้าประสิทธิภาพ, A
- P_T คือกำลังไฟฟ้าจริงรวม, W
- $P_{(h)}$ คือกำลังไฟฟ้าจริงลำดับ h, W

- ϕ_h คือมุมแตกต่างระหว่าง V_{1rms} กับ I_{1rms}
Degree
- %THD_v คือร้อยละของความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันไฟฟ้า
- %THD_i คือร้อยละของความผิดเพี้ยนรวมของกระแสไฟฟ้า

3. ขั้นตอนและผลการทดสอบ

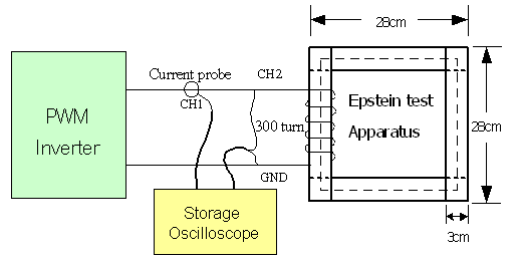
การทดสอบหาค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและการรบกวนทางเสียง เมื่อแหล่งจ่ายเป็นพีดีบีเบิลยูเอเอ็มแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์มีรายละเอียดดังนี้

3.1 ขั้นตอนการทดสอบ

เลือกใช้แผ่นเหล็กที่ทำการทดสอบแบบไม่เรียงแนวรีด เบอร์ JMLC0331 มีขนาดความหนาเท่ากับ 0.5 มม./แผ่น ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแผ่นเหล็กรวม (A) เท่ากับ 0.000242 m² ร่วมกับชุดทดสอบ Epstein ใช้แหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟสไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์ แสดงดังรูปที่ 6 โดยคงที่ V_{1rms} ของทุกแหล่งจ่ายเท่ากับ 25.8V ที่ความถี่มูลฐาน 50Hz วัดและบันทึกผลสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า (แบบ Offline) ด้วยสโตเรจออสซิลโลสโคปยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1640 จากนั้นนำค่าสัญญาณทั้ง 2 ไปคำนวณหาค่าต่างๆ ด้วยโปรแกรม MATLAB ส่วนรูปที่ 7 เป็นภาพถ่ายจริงชุดทดสอบ Epstein

3.2 ผลการทดสอบ

จากรูปที่ 8 ถึงรูปที่ 47 เป็นสัญญาณแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมกลุ่มฮาร์โมนิกที่ได้จากการใช้ฟังก์ชัน Fast Fourier Transform ของโปรแกรม MATLAB มาช่วยในการวิเคราะห์ ส่วนรูปที่ 48 ถึงรูปที่ 55 เป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบในกรณีต่างๆ ที่สำคัญรวมถึงตารางที่ 1 เป็นการแสดงรายละเอียดค่าสำคัญต่างๆ ของผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเป็นพีดีบีเบิลยูเอเอ็มแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์



รูปที่ 6 การทดสอบหาค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กด้วยชุดทดสอบ Epstein



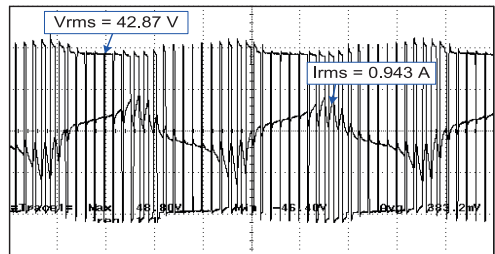
(ก)



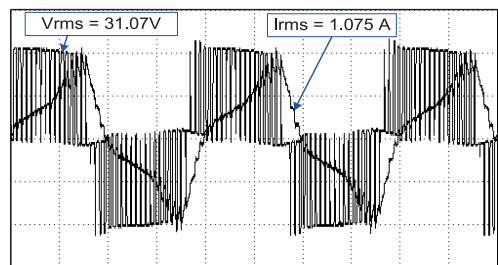
(ข)

รูปที่ 7 (ก) ภาพถ่ายจริงชุดทดสอบ Epstein

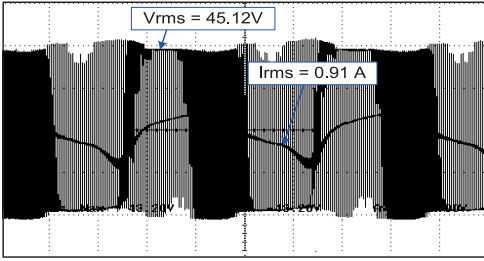
(ข) ภาพถ่ายจริงแผ่นเหล็กแบบไม่เรียงแนวรีด



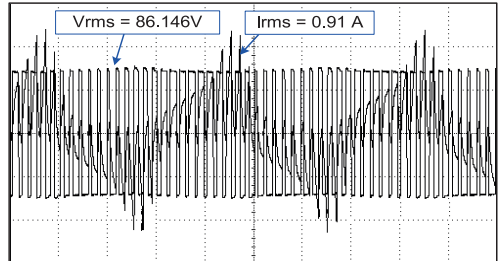
รูปที่ 8 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1\text{kHz}$



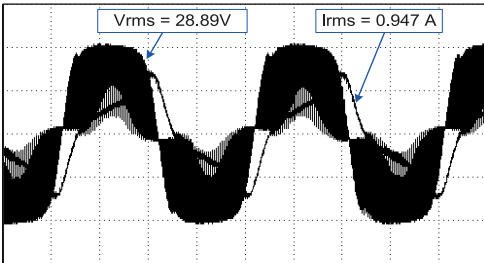
รูปที่ 9 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1\text{kHz}$



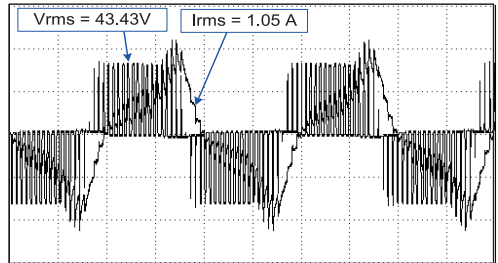
รูปที่ 10 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5\text{kHz}$



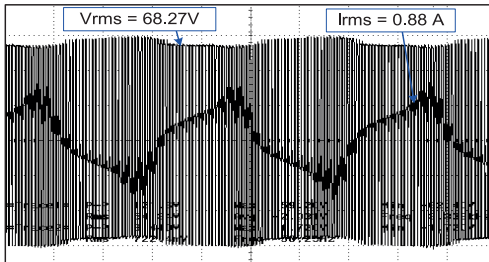
รูปที่ 14 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1\text{kHz}$



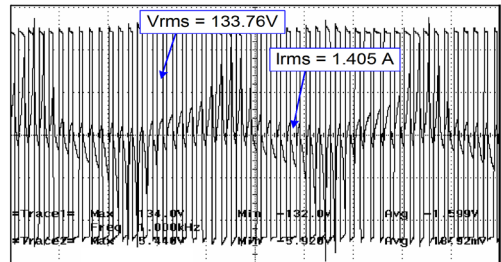
รูปที่ 11 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5\text{kHz}$



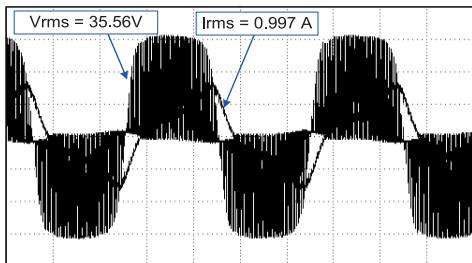
รูปที่ 15 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1\text{kHz}$



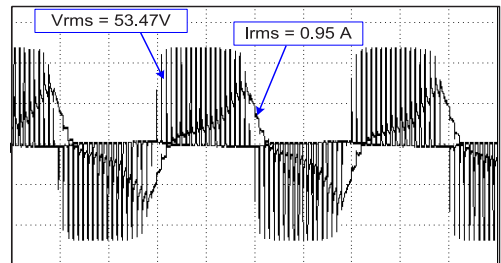
รูปที่ 12 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3\text{kHz}$



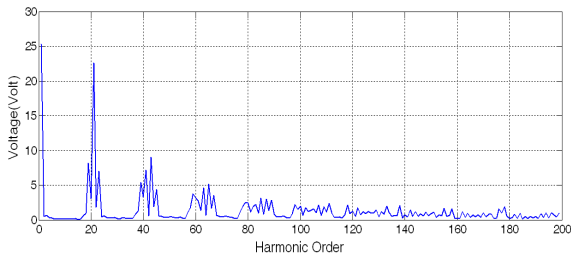
รูปที่ 16 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1\text{kHz}$



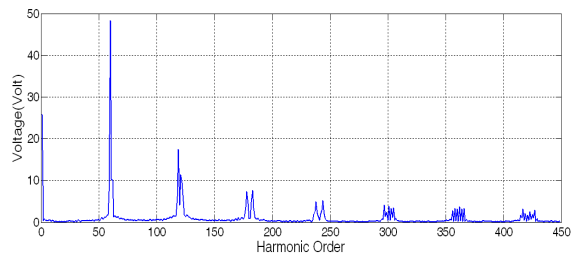
รูปที่ 13 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3\text{kHz}$



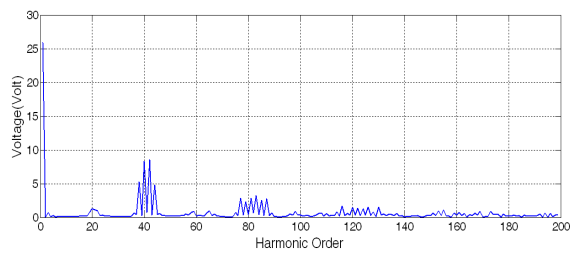
รูปที่ 17 สัญญาณแรงดันและกระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1\text{kHz}$



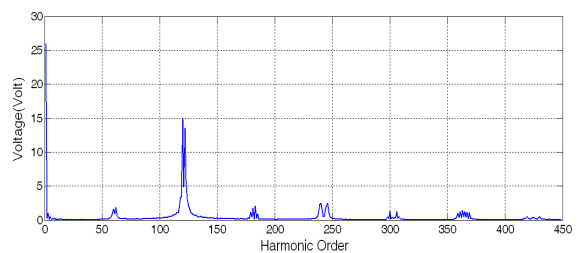
รูปที่ 18 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



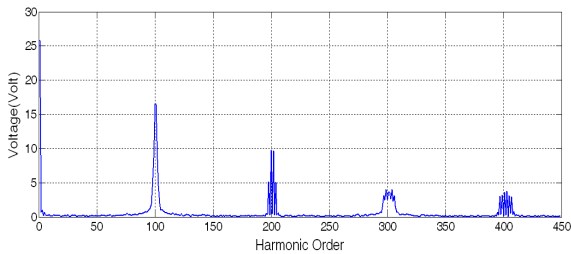
รูปที่ 22 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



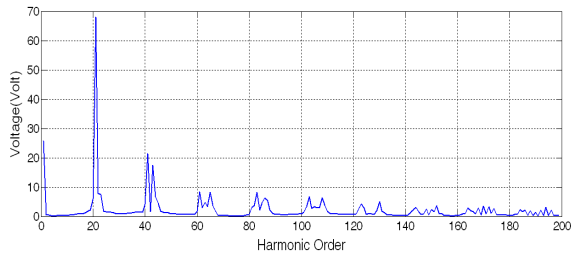
รูปที่ 19 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



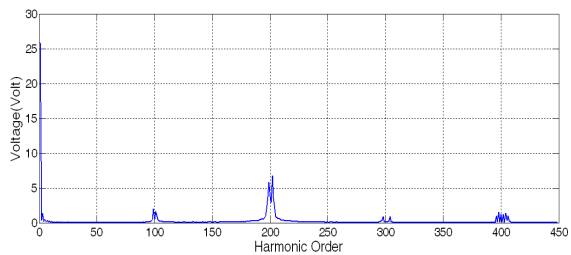
รูปที่ 23 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



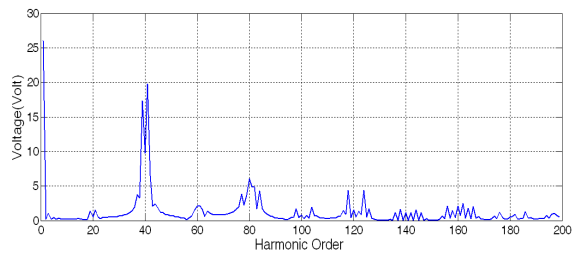
รูปที่ 20 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



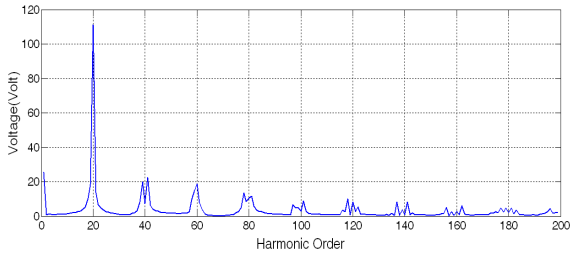
รูปที่ 24 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



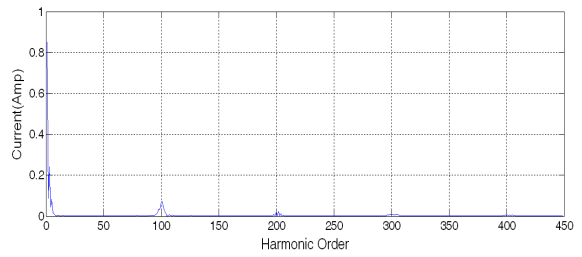
รูปที่ 21 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



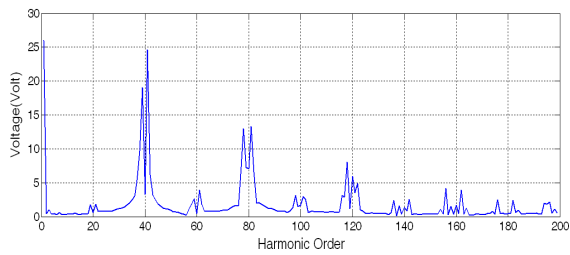
รูปที่ 25 สเปกตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



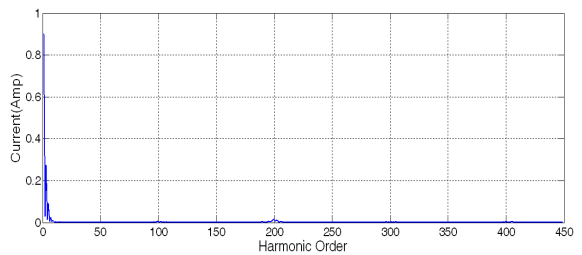
รูปที่ 26 สเปคตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



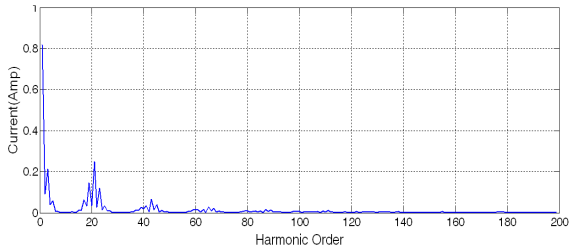
รูปที่ 30 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



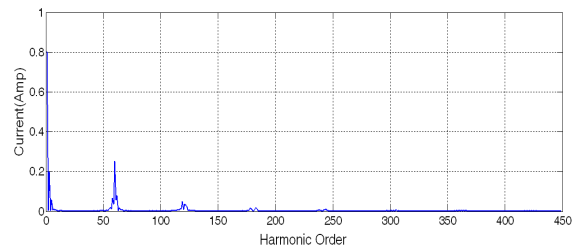
รูปที่ 27 สเปคตร้าแรงดันโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



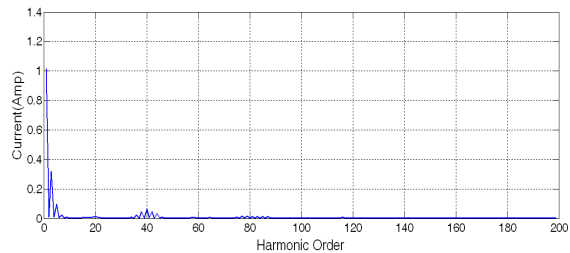
รูปที่ 31 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



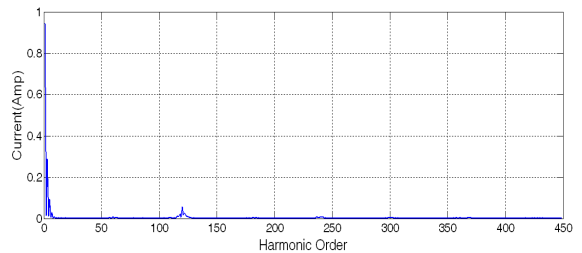
รูปที่ 28 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



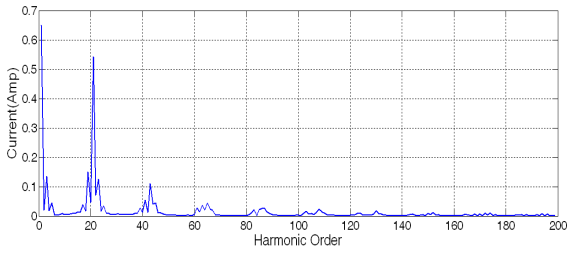
รูปที่ 32 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



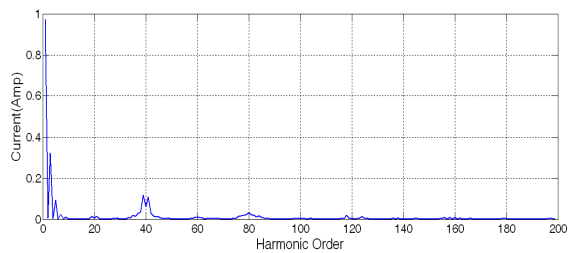
รูปที่ 29 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



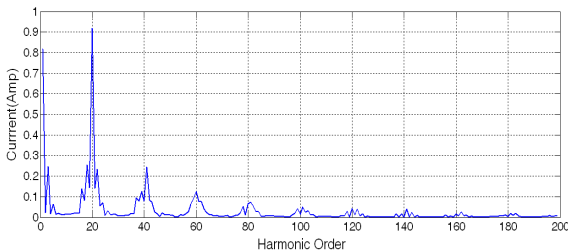
รูปที่ 33 สเปคตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



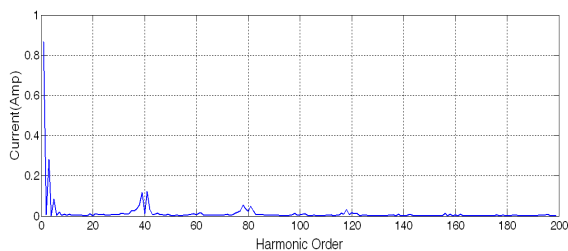
รูปที่ 34 สเปกตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



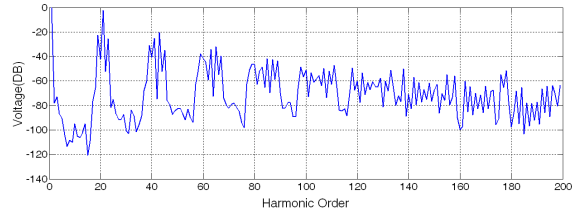
รูปที่ 35 สเปกตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



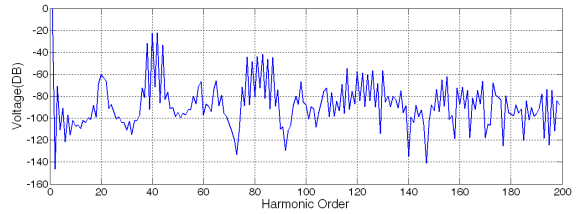
รูปที่ 36 สเปกตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



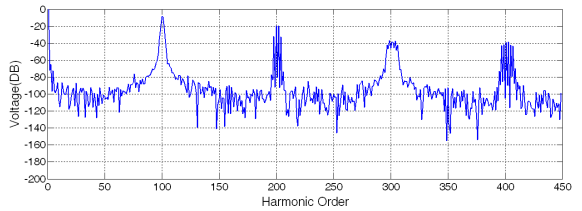
รูปที่ 37 สเปกตร้ากระแสโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



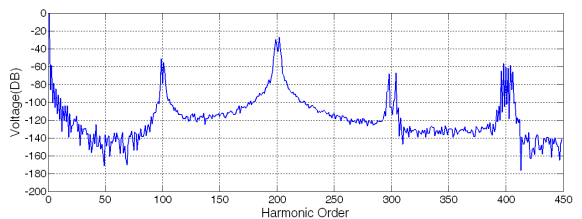
รูปที่ 38 สเปกตร้าแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียงโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



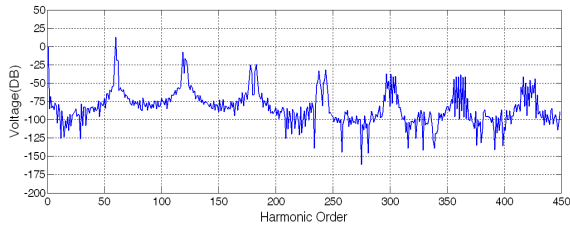
รูปที่ 39 สเปกตร้าแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียงโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



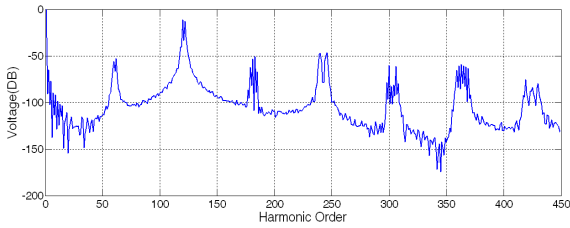
รูปที่ 40 สเปกตร้าแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียงโดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



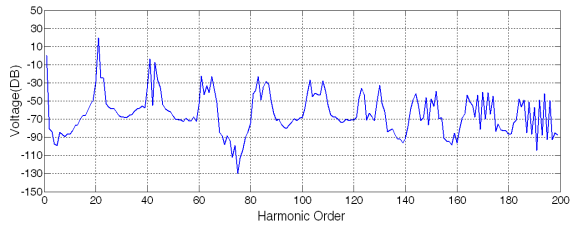
รูปที่ 41 สเปกตร้าแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียงโดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 5$ kHz



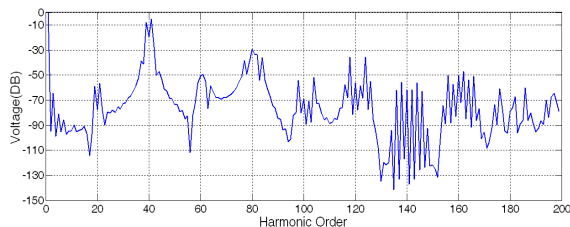
รูปที่ 42 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



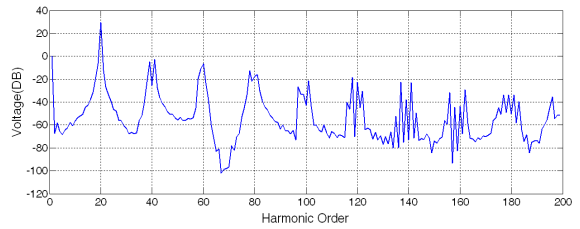
รูปที่ 43 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



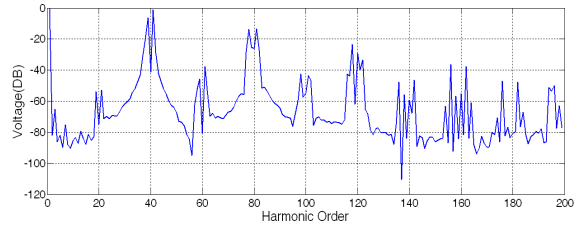
รูปที่ 44 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



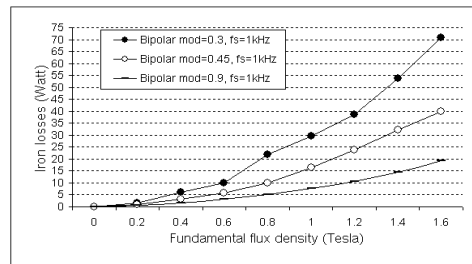
รูปที่ 45 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



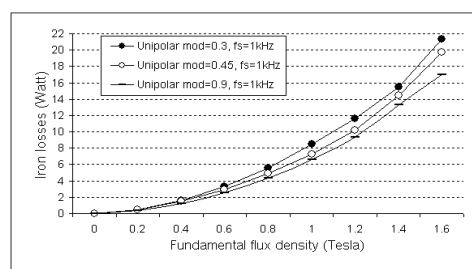
รูปที่ 46 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



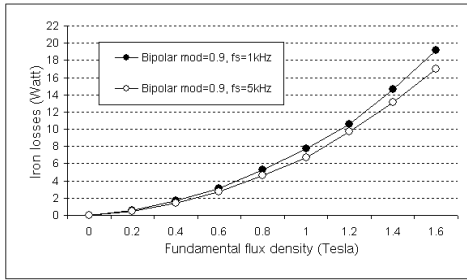
รูปที่ 47 สเปกตรัมแรงดันที่มีผลต่อการรบกวนทางเสียง โดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz



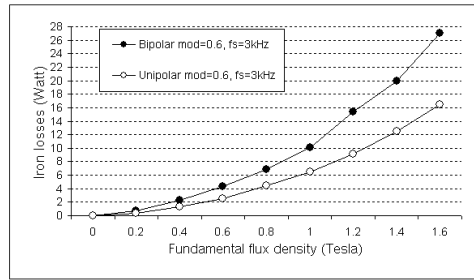
รูปที่ 48 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.3, 0.45, 0.9$, $f_s = 1$ kHz



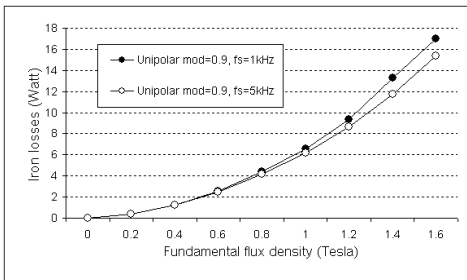
รูปที่ 49 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.3, 0.45, 0.9$, $f_s = 1$ kHz



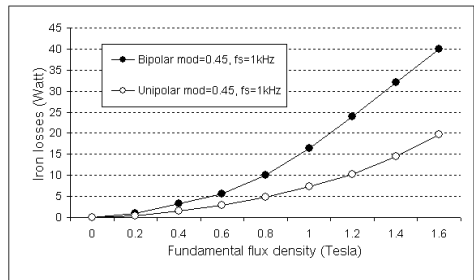
รูปที่ 50 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1, 5$ kHz



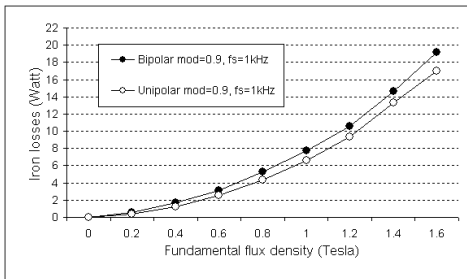
รูปที่ 53 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar และ Unipolar $m_a = 0.6$, $f_s = 3$ kHz



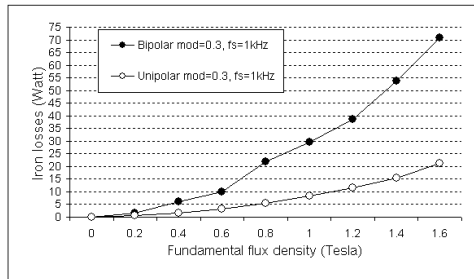
รูปที่ 51 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1, 5$ kHz



รูปที่ 54 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar และ Unipolar $m_a = 0.45$, $f_s = 1$ kHz



รูปที่ 52 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar และ Unipolar $m_a = 0.9$, $f_s = 1$ kHz



รูปที่ 55 เปรียบเทียบ Iron Losses โดยใช้ PWM Inverter แบบ Bipolar และ Unipolar $m_a = 0.3$, $f_s = 1$ kHz

4. วิเคราะห์ผลการทดสอบ

4.1 จากตารางที่ 1 ข้อ 1 เทียบกับข้อ 3 หรือข้อ 2 เทียบกับข้อ 4 โดยคงค่า m_a เดียวกันไว้ แสดงให้เห็นว่า ความถี่ในการสวิตซิ่งของอินเวอร์เตอร์มีอิทธิพลกับกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและ %THD₁ นั่นคือเมื่อปรับความถี่สวิตซิ่งสูงค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและ%THD₁ จะลดลง สาเหตุอันเนื่องจากการปรับความถี่สวิตซิ่งสูง

จะทำให้กลุ่มของฮาร์มอนิกแรงดันแต่ละกลุ่มเคลื่อนออกจากแรงดันคลื่นมูลฐาน (V_{1rms}) ไปอยู่ที่ความถี่สูงขึ้น ดังนั้นเมื่อพิจารณาในส่วนของชุดทดสอบที่ประกอบด้วยแผ่นเหล็กที่มีขดลวดพันอยู่รอบๆ ซึ่งก็คือตัวเหนี่ยวนำนั่นเอง ซึ่งค่าของ $X_L = 2\pi fL$ ที่ความถี่ฮาร์มอนิกสูงขึ้นไปก็จะทำค่า X_L มากขึ้นด้วย ซึ่งจะส่งผลให้ฮาร์มอนิกของกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกเดียวกันจะมีค่าลดลง

$I_h = \frac{V_h}{X_{Lh}}$ ยกตัวอย่างเช่น จากตารางที่ 1 ข้อที่ 1 $V_{h_{rms}}$ กลุ่มฮาร์โมนิกกลุ่มแรกมีค่าสูงสุดอยู่ที่ลำดับ 21 ($21 \times 50 = 1.050$ kHz) มีค่า 22.63V ทำให้เกิด $I_{h_{rms}}$ สูงสุดลำดับ 21 ($21 \times 50 = 1.050$ kHz) = 0.24A จะมีค่าสูงกว่าตารางที่ 1 ข้อที่ 3 ที่ $V_{h_{rms}}$ กลุ่มฮาร์โมนิกกลุ่มแรกมีค่าสูงสุดอยู่ที่ลำดับ 100 ($100 \times 50 = 5$ kHz) ทำให้มีค่า $I_{h_{rms}} = 0.07A$ ดังนั้น เมื่อนำค่าแรงดัน กระแสรวมถึงมุมต่างเฟสของฮาร์โมนิกแรงดันและกระแสแต่ละลำดับไปหาค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กก็จะทำให้มีปริมาณที่แตกต่างกันไป

4.2 จากตารางที่ 1 โดยเปรียบเทียบของข้อ 1, 7, 9 หรือของข้อ 2, 8, 10 โดยคงค่าความถี่ซึ่งเดียวกันไว้ แสดงให้เห็นว่าการปรับ m_a มีอิทธิพลกับกำลังสูญเสียที่

แกนเหล็กและ %THD_V นั้นคือเมื่อปรับ m_a ต่ำๆ ค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กและ %THD_V จะเพิ่มขึ้น สาเหตุอันเนื่องมาจากการใช้ $V_{1rms} = 25.8V$ ตลอดการทดสอบ (ในทางปฏิบัติเป็นการยากแก่การปรับแต่จะใช้ค่าใกล้เคียงแสดงดังตารางที่ 1) และเมื่อเลือก m_a ค่าต่ำๆ จำเป็นต้องทำการปรับ V_{dc} ให้มีค่าสูงๆ (ดังสมการที่ 2) ซึ่งจะส่งผลเสียทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกแรงดันแต่ละกลุ่มมีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับปรับ m_a ที่ค่าสูงๆ ส่งผลทำให้กลุ่มฮาร์โมนิกกระแสมีการขยายตัวสูงขึ้นตาม ดังนั้น เมื่อนำค่าแรงดัน กระแสรวมถึงมุมต่างเฟสของฮาร์โมนิกแรงดันและกระแสแต่ละลำดับไปหาค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กก็จะทำให้มีปริมาณที่แตกต่างกันไป

ตารางที่ 1 รายละเอียดค่าสำคัญต่างๆ ของผลการทดสอบ โดยกำหนดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กคลื่นมูลฐาน (B_{fund}) = 1.6 Tesla เมื่อใช้แหล่งจ่ายเป็นฟีดแบ็คเบิ้ลยูเอ็ม โดยใช้วงจรควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์

	V_{rms} (V)	I_{rms} (A)	V_{1rms} (V)	I_{1rms} (A)	$V_{h_{rms}}$ (V)	$I_{h_{rms}}$ (A)	$V_{h_{dB}}$ (dB)	THD _V (%)	THD _I (%)	P loss (W)
1. Bipolar $m_a = 0.9, f_s = 1$ kHz รูปที่ 8, 18, 28, 38	42.87	0.943	25.67	0.82	h21=22.63	h21=0.24	h21=-2.2	136.61	51.99	19.2
2. Unipolar $m_a = 0.9, f_s = 1$ kHz รูปที่ 9, 19, 29, 39	31.07	1.075	25.92	1.02	h42=8.58	h40=0.06	h42=-22.1	66.1	34.83	16.98
3. Bipolar $m_a = 0.9, f_s = 5$ kHz รูปที่ 10, 20, 30, 40	45.12	0.91	25.81	0.85	h100=16.57	h100=0.07	h100=-8.9	143.357	35.93	16.95
4. Unipolar $m_a = 0.9, f_s = 5$ kHz รูปที่ 11, 21, 31, 41	28.89	0.947	25.82	0.9	h202=6.73	h199=0.01	h202=-26.9	50.16	32.93	15.34
5. Bipolar $m_a = 0.6, f_s = 3$ kHz รูปที่ 12, 22, 32, 42	68.27	0.88	25.81	0.80	h60=48.29	h60=0.25	h60=12.5	244.85	45.57	27
6. Unipolar $m_a = 0.6, f_s = 3$ kHz รูปที่ 13, 23, 33, 43	35.56	0.997	25.90	0.94	h120=14.87	h120=0.05	h120=-11	93.83	33.678	16.42
7. Bipolar $m_a = 0.45, f_s = 1$ kHz รูปที่ 14, 24, 34, 44	86.15	0.91	25.70	0.65	h21=67.97	h21=0.54	h21=19.44	319.88	97.11	40
8. Unipolar $m_a = 0.45, f_s = 1$ kHz รูปที่ 15, 25, 35, 45	43.43	1.05	26.0	0.97	h41=19.80	h41=0.11	h41=-5.5	133.66	40.472	19.74
9. Bipolar $m_a = 0.3, f_s = 1$ kHz รูปที่ 16, 26, 36, 46	133.7	1.405	25.61	0.82	h20=111.12	h20=0.92	h20=29.3	512.70	139.68	70.73
10. Unipolar $m_a = 0.3, f_s = 1$ kHz รูปที่ 17, 27, 37, 47	53.47	0.95	25.90	0.87	h41=24.65	h41=0.12	h41=-1.0	180	43.428	21.3

4.3 จากตารางที่ 1 โดยเปรียบเทียบข้อ 1 กับข้อ 2 หรือข้อ 3 กับข้อ 4 หรือข้อ 5 กับข้อ 6 หรือข้อ 7 กับข้อ 8 หรือข้อ 9 กับข้อ 10 แสดงให้เห็นว่าการใช้วงจรควบคุมแบบไบโพลาร์ทำให้กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก %THD_v และ %THD_i สูงกว่าแบบยูนิโพลาร์ สาเหตุอันเนื่องมาจากว่าที่ m_a และความถี่ในสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เดียวกัน กลุ่มของฮาร์มอนิกของแบบยูนิโพลาร์จะมีขนาดที่ต่ำกว่าแบบไบโพลาร์และเกิดที่ความถี่สูงกว่าแบบไบโพลาร์ ยกตัวอย่างข้อ 1 แบบไบโพลาร์ ฮาร์มอนิก กลุ่มแรก มีขนาดแรงดันสูงสุดที่ $h_{21} = 22.63V$ ที่ความถี่สวิตซ์ 1.050 kHz แต่ข้อ 2 แบบยูนิโพลาร์ ฮาร์มอนิกกลุ่มแรก มีขนาดแรงดันสูงสุดที่ $h_{42} = 8.58V$ ที่ความถี่สวิตซ์ 2.1 kHz ดังนั้น จึงทำให้ขนาดฮาร์มอนิกกระแสแปรตามขนาดฮาร์มอนิกแรงดัน ดังนั้น เมื่อนำค่าแรงดัน กระแส รวมถึงมุมต่างเฟสของฮาร์มอนิกแรงดันและกระแส แต่ละลำดับไปหาค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กก็จะทำให้มีปริมาณที่แตกต่างกันไป

4.4 จากตารางที่ 1 โดยเปรียบเทียบของข้อ 1, 7, 9

หรือของข้อ 2, 8, 10 โดยองค์ค่าความถี่สวิตซ์เดียวกันไว้ แสดงให้เห็นว่าการปรับ m_a มีอิทธิพลกับการรบกวนทางเสียงนั้นคือเมื่อปรับ m_a ต่างๆขนาดการรบกวนทางเสียงจะสูงขึ้น สาเหตุอันเนื่องจากขนาดของฮาร์มอนิกแรงดันมีค่าสูง ส่งผลทำให้ขนาดการรบกวนทางเสียงมีการขยายตัวสูงขึ้นตาม นอกจากนั้นถ้าพิจารณาชนิดของอินเวอร์เตอร์ก็มีอิทธิพลกับการรบกวนทางเสียงด้วยเช่นกัน ตารางที่ 1 โดยเปรียบเทียบข้อ 1 กับข้อ 2 หรือข้อ 3 กับข้อ 4 หรือข้อ 5 กับข้อ 6 หรือข้อ 7 กับข้อ 8 หรือข้อ 9 กับข้อ 10 แสดงให้เห็นว่าการใช้วงจรควบคุมแบบไบโพลาร์ทำให้ขนาดการรบกวนทางเสียงมีการขยายตัวสูงกว่าแบบยูนิโพลาร์

4.5 จากตารางที่ 2 เป็นการสรุปร้อยละความแตกต่างของปริมาณต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเป็นพีดับเบิลยูเอ็ม โดยใช้วงจรควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์ เห็นได้ว่ายังปรับดัชนีการมอดูเลตต่ำ (คงที่ความถี่สวิตซ์) ส่งผลทำให้ร้อยละความแตกต่างของค่า %V_{rms}, %I_{rms}, %V_{hm_rms}, %I_{hm_rms} และ %P loss มีค่าสูงขึ้น

ตารางที่ 2 รายละเอียดความแตกต่างของปริมาณต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเป็นพีดับเบิลยูเอ็ม โดยใช้วงจรควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์

	V _{rms} (%)	I _{rms} (%)	I _{1rms} (%)	V _{hm_rms} (%)	I _{hm_rms} (%)	V _{hm_DB} (%)	THD _v (%)	THD _i (%)	P loss (%)
ระหว่าง Bipolar $m_a = 0.9, f_s = 1kHz$ กับ Unipolar $m_a = 0.9, f_s = 1kHz$	37.98	14	24.39	163.75	300	904.55	106.67	49.27	13.07
ระหว่าง Bipolar $m_a = 0.9, f_s = 5kHz$ กับ Unipolar $m_a = 0.9, f_s = 5kHz$	56.18	4.07	5.88	146.21	600	202.25	185.80	9.11	10.50
ระหว่าง Bipolar $m_a = 0.6, f_s = 3kHz$ กับ Unipolar $m_a = 0.6, f_s = 3kHz$	91.99	13.30	17.50	224.75	400	213.64	160.95	35.31	64.43
ระหว่าง Bipolar $m_a = 0.45, f_s = 1kHz$ กับ Unipolar $m_a = 0.45, f_s = 1kHz$	98.37	15.38	49.23	243.28	390.91	453.45	139.32	139.94	102.63
ระหว่าง Bipolar $m_a = 0.3, f_s = 1kHz$ กับ Unipolar $m_a = 0.3, f_s = 1kHz$	150.05	47.89	6.10	350.79	666.67	3030	184.83	221.64	232.07

5. สรุป

กรณีที่ใช้แหล่งจ่ายไฟดับเบิ้ลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังสูญเสียแกนเหล็กมีค่าเปลี่ยนแปลงขึ้นกับดัชนีการมอดูเลต ในกรณีที่ดัชนีการมอดูเลตต่ำค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กจะสูงกว่าที่ดัชนีการมอดูเลตสูง ไม่ว่าจะป็นแหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์หรือยูนิโพลาร์ก็ตาม แต่แบบยูนิโพลาร์ช่วงการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าสูญเสียแกนเหล็กต่ำกว่าแบบไบโพลาร์และค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็กจะมีค่าลดลงตามความถี่สวิตซิ่งของอินเวอร์เตอร์ที่สูงมากขึ้น ส่วนที่ขนาดมอดูเลตต่ำจะทำให้เกิดขนาดการรบกวนทางเสียงสูง และอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรควบคุมแบบไบโพลาร์จะทำให้เกิดขนาดการรบกวนทางเสียงสูงกว่าแบบยูนิโพลาร์

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Tadsuan and C. Tangsiriworakul, "Design and Comparison of Iron Losses Mathematical Model with Single Phase and Three phase PWM Inverter Supply," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT2008)*, China, 21-24 April. 2008.
- [2] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and F. Profumo, "Effect of Different Modulation Index on the Iron Losses in soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter," *IEEE Trans. on magnetics*, vol. 29, no. 6, pp.3234-3236, 1993.
- [3] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Influence of the inverter characteristics on the iron losses in PWM inverter-Fed Induction Motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA 32, no. 5, pp. 1190-1196, Sep.-Oct. 1996.
- [4] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "About the Possibility of Defining a Standard Method for Iron Loss Measurement in Soft Magnetic Materials with Inverter Supply," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33. no.5, pp.1283-1288, 1997.
- [5] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Dan M. Ionel, Mircea Popescu, David A. Staton Silvio Vaschetto, "A General Model to Predict Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 36, no. 5, pp. 1190-1196, 2010.
- [6] C. Tangsiriworakul, S. Tadsuan, "A Comparison of iron losses and Acoustic Noise supplied by pwm inverter of dm and spwm techniques," in *International Conference on Mechanical and Electrical Technology (ICMET 2009)*, Beijing, China, 8-11 August, 2009, pp. 105-110.
- [7] M. Ned, U. M. Tore, and R. P. William, *Power Electronic*, John Wiley and sons, 1995.