

การวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่มีการควบคุม
แรงดันแบบไม่สมมาตรเพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยสารเหนียวนำความถี่สูง

ANALYSIS OF A FULL-BRIDGE RESONANT
INVERTER WITH ASYMMETRICAL VOLTAGE CONTROL
FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

เกียรติศักดิ์ ผาสุกมูน
KIATTISAK PHASUKMOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-020-056

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**การวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่มีการควบคุม
แรงดันแบบไม่สมมาตรเพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง**

**ANALYSIS OF A FULL-BRIDGE RESONANT
INVERTER WITH ASYMMETRICAL VOLTAGE CONTROL
FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING**

เกียรติศักดิ์ ภาสุขมุล

KIATTISAK PHASUKMOON

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **82660**
วัน,เดือน,ปี..... **21 ก.ค. 2551**

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

ISBN KMITL-2008-EN-M-020-056

**ANALYSIS OF A FULL-BRIDGE RESONANT
INVERTER WITH ASYMMETRICAL VOLTAGE CONTROL
FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING**

KIATTISAK PHASUKMOON

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2008

ISBN KMITL-2008-EN-M-020-056

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

| | |
|-----------------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | การวิเคราะห์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรเพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง |
| นักศึกษา | นาย เกียรติศักดิ์ ผาสุขมุล |
| รหัสนักศึกษา | 49060222 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| พ.ศ. | 2551 |
| อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ | รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่มีโพลเรโซแนนซ์อนุกรมโดยมีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบการเหนี่ยวนำแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร โดยมีโพลเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ในรายละเอียดของโหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรและไม่สมมาตร หลังจากนั้นจะได้คำนวณหาสมการแรงดัน v_o ที่มุมเฟสต่าง ๆ กระแส i_o เมื่อได้แรงดันและกระแสสามารถนำไปคำนวณหารูปคลื่นในวงจรโดยโปรแกรม MATLAB และกำลังไฟฟ้า P_o ของวงจรทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ตลอดจนคำนวณแรงดัน V_d กระแสเฉลี่ย I_d และกำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ โดยได้นำผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลองทุกขั้นตอนเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอ รายละเอียดของวิทยานิพนธ์สามารถสรุปได้ดังนี้ บทที่ 1 เกี่ยวกับบทนำ บทที่ 2 อธิบายหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและหลักการของวงจรเรโซแนนซ์ความถี่สูง บทที่ 3 อธิบายหลักการการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ และหลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ บทที่ 4 จะเกี่ยวกับการวิเคราะห์สมการแรงดันกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยมีการควบคุมการเหนี่ยวนำแรงดันแบบไม่สมมาตร บทที่ 5 เป็นการพิจารณาเปรียบเทียบผลการซิมูเลตและผลการทดลอง และตามด้วยบทสรุปในบทที่ 6

| | |
|-----------------------|--|
| Thesis Title | Analysis of a Full-Bridge Resonant Inverter with Asymmetrical Voltage Control for High-Frequency Induction Heating |
| Student | Mr. Kiattisak Phasukmoon |
| Student ID. | 49060222 |
| Degree | Master of Engineering |
| Program | Electrical Engineering |
| Year | 2008 |
| Thesis Advisor | Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen |

ABSTRACT

This paper presents an analysis of a full-bridge series resonant inverter for output power control, using the principle of asymmetrical voltage-cancellation control for the application of induction heating. In the first step, we start with a detailed analysis of various modes of circuit operation of the full-bridge series resonant inverter, with symmetrical and asymmetrical voltage controls. Then, the voltage v_o and current i_o equations of these circuit operations are obtained and used for calculation of the voltage and current waveforms in the circuit by MATLAB program. The calculation results of these voltage and current equations can lead to the calculation of output power P_o . The calculated current i_o equation can also lead to the calculation of average current I_d on the dc-side of the inverter. This average current I_d with the dc-link voltage P_d can make a product of dc input power P_d of the inverter, and finally the efficiency of the inverter. All these calculated results are also verified by experimental ones, using a prototype test set in our laboratory. The thesis can be divided into 6 chapters with the introduction in the first chapter, following with principle of high-frequency induction heating and principle of high-frequency resonant circuit in Chapter 2. Chapter 3 deals with principle of resonant inverter circuit and output power control with an analysis of the output voltage and current of the inverter equation the for asymmetrical voltage control in Chapter 4. Chapter 5 discusses the comparison between the simulation and experimental results with conclusion in the last chapter 6.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ตลอดจนคำปรึกษาในด้านต่างๆเกี่ยวกับการดำเนินงาน จากท่านอาจารย์ รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ ซึ่งท่านได้ให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ยงยุทธ นาราชกูร์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยาม และขอขอบคุณเพื่อนๆที่ทุกคนที่ได้เสียสละทั้งร่างกาย แรงใจงานวิจัยนี้สำเร็จ ลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อเสฉิณ และคุณแม่ปีทมา ผาสุขมุล ซึ่งเป็นที่เคารพ ยิ่ง อีกทั้งยังเป็นผู้ให้การสนับสนุนและกำลังใจ ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัย จนจบจนสำเร็จการศึกษา

สำหรับคุณงามความดีอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอมอบคุณค่าต่างๆเหล่านี้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้ทำการศึกษา เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานวิจัยในด้านต่าง ๆ และสามารถพัฒนาประเทศชาติได้ต่อไป

เกียรติศักดิ์ ผาสุขมุล

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญตาราง..... | VII |
| สารบัญรูป | VIII |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา | 1 |
| 1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา | 2 |
| 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ | 3 |
| 1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่ | 3 |
| 1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ ต้นแบบ | 4 |
| 1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ | 4 |
| 1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน | 4 |
| 1.6 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย | 4 |
| 1.7 รายละเอียดที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ | 5 |
| 1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน | 6 |
| 1.9 ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย | 7 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่สูง ที่ใช้ในชุดแข็งผิวโลหะ..... | 8 |
| 2.1 บทนำ | 8 |
| 2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน | 9 |
| 2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง | 13 |
| 2.4 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน | 14 |
| 2.5 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม | 19 |
| 2.6 สรุป..... | 27 |

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยหลัก การเหนี่ยวนำความถี่สูง..... | 28 |
| 3.1 บทนำ..... | 28 |
| 3.2 รูปแบบของ อินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ..... | 28 |
| 3.2.1 วงจรภาคกำลัง..... | 29 |
| 3.2.2 ชุดโพลคร โชนแนนซ์(Load Resonant)..... | 30 |
| 3.2.3 ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์..... | 34 |
| 3.3 หลักการเครื่องให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบรีโซแนนท์อนุกรม..... | 35 |
| 3.3.1 หลักการทำงานและการควบคุมของอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์โดยทั่วไป..... | 35 |
| 3.3.2 การเปรียบเทียบกับหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตร และไม่สมมาตร..... | 36 |
| 3.3.3 การเปรียบเทียบโหมดการทำงานแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร | 38 |
| 3.4 สรุป..... | 44 |
| บทที่ 4 การวิเคราะห์และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่มุมเฉือนเฟสต่าง ๆ ของอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง | 45 |
| 4.1 บทนำ | 45 |
| 4.2 การวิเคราะห์การเปรียบเทียบสมการแรงดันทางด้านเอาต์พุต แบบสมมาตรและไม่สมมาตร..... | 46 |
| 4.2.1 แรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบการเลื่อนเฟส (Phase-Shift Control)..... | 47 |
| 4.2.2 แรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่ สมมาตร(Asymmetrical Voltage Control)..... | 49 |
| 4.3 การวิเคราะห์หาสมการกระแสและกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต แบบการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบ ไม่สมมาตร..... | 52 |
| 4.4 วิเคราะห์หาสมการกระแสและกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของ อินเวอร์เตอร์แบบการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบ ไม่สมมาตร..... | 56 |
| 4.5 การวิเคราะห์แรงดันเอาต์พุตกับแรงดันความถี่หลักมูล..... | 61 |
| 4.6 การวิเคราะห์หาความถี่ที่เหมาะสมที่ใช้ในการเลื่อนเฟส | 62 |

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|-----------|
| 4.7 คำนวณหาค่าคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อป้องกันไม่ให้คลื่นแรงดันดีซีไหลเข้าสู่หม้อแปลงและยังไม่ส่งผลกระทบต่อค่า C เรโซแนนท์ | 64 |
| 4.8 สรุป | 66 |
| บทที่ 5 ผลการทดลองและผลการซิมูเลต | |
| 5.1 บทนำ..... | 67 |
| 5.2 ขั้นตอนการดำเนินการ | 67 |
| 5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดลอง | 68 |
| 5.2.2 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง | 69 |
| 5.2.3 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Pspice และ Matlab | 69 |
| 5.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง | 70 |
| 5.4 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 2 ของระบบรวม | 73 |
| 5.5 การคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมและอินเวอร์เตอร์ | 74 |
| 5.6 ผลการทดลองการเปรียบเทียบการเลื่อนเฟสและการเหนี่ยวนำแรงดันแบบไม่สมมาตร | 75 |
| 5.6.1 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง | 75 |
| 5.6.2 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Pspice และ Matlab | 75 |
| 5.6.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ | 76 |
| 5.6.4 กราฟแสดงเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์..... | 79 |
| 5.7 สรุป | 82 |
| บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ | 83 |
| บรรณานุกรม | 84 |

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| ภาคผนวก | |
| ภาคผนวก ก. ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่..... | 88 |
| ภาคผนวก ข. โฟลชาร์จขั้นตอนการซิมมูลเตด้วยโปรแกรม MATLAB | 89 |
| ภาคผนวก ค. อุปกรณ์ | 91 |
| ประวัติผู้เขียน | 112 |

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|----------|---|
| 2.1 | ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะที่ความถี่ 53 กิโลเฮิรตซ์12 |
| 5.1 | อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) 68 |

สารบัญรูป

| รูปที่ | | หน้า |
|--------|---|------|
| 2.1 | การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย | 8 |
| 2.2 | วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ขึ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า | 9 |
| 2.3 | วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงาน โดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ..... | 10 |
| 2.4 | ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน..... | 13 |
| 2.5 | โครงสร้างเครื่องเหนี่ยวนำที่ทำให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน | 14 |
| 2.6 | วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม..... | 15 |
| 2.7 | เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันตกคร่อมต่างๆ กับกระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรม..... | 15 |
| 2.8 | มุมแรงดันที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไม่เท่ากัน | 16 |
| 2.9 | วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน | 17 |
| 2.10 | เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันตกคร่อมต่างๆ กับกระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรม..... | 18 |
| 2.11 | วงจรอินเวอร์เตอร์ที่จ่าย โหลด induction heating..... | 20 |
| 2.12 | วงจรสมมูล RLC อนุกรมของ induction heating load..... | 20 |
| 2.13 | วงจร RLC อนุกรมและวงจรเฟสเซอร์..... | 21 |
| 2.14 | การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง..... | 23 |
| 2.15 | วงจร RLC อนุกรมเรโซแนนซ์ | 25 |
| 2.16 | รูปเฟสเซอร์ของแรงดันตกคร่อมวงจร RLC อนุกรมที่ความถี่เรโซแนนซ์ | 24 |
| 2.17 | ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ค่า quality factor ต่างๆ | 26 |
| 3.1 | แสดงโครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ | 28 |
| 3.2 | วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น | 29 |
| 3.3 | วงจรอินเวอร์เตอร์ | 30 |
| 3.4 | ชุดเครื่องเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน | 31 |
| 3.5 | การต่อขนานคาปาซิเตอร์ C b เพื่อป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าหม้อแปลง..... | 31 |
| 3.6 | ชุดหม้อแปลงความถี่สูงใช้แกนเฟอร์ไรต์ | 32 |
| 3.7 | ขดลวดการให้ความร้อนแก่ชิ้นเหล็กและการระบายความร้อน | 33 |
| 3.8 | วงจรขับเคลื่อนทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างภาคกำลังและภาคควบคุม | 34 |

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--------|---|
| 3.9 | วงจรอินเวอร์เตอร์แบบทั่วไปที่จ่ายโหลด RLC อนุกรมรีโซแนนท์35 |
| 3.10 | สัญญาณการควบคุมเนื้อแรงดันที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตร(Phase Shift Control) ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$36 |
| 3.11 | สัญญาณการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุมเฉือนเนื้อที่มุม $\phi = 40^\circ$37 |
| 3.12 | เปรียบเทียบโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Regenerating Mode38 |
| 3.13 | เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Powering Mode39 |
| 3.14 | เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Freewheeling Mode.....40 |
| 3.15 | เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Regenerating Mode41 |
| 3.16 | เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Powering Mode42 |
| 3.17 | โหมดการทำงานที่มีการควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Freewheeling Mode43 |
| 4.1 | วงจรอินเวอร์เตอร์ขับโหลด Induction Heating แบบรีโซแนนท์45 |
| 4.2 | วงจรรีโซแนนท์แบบอนุกรมที่มีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศา46 |
| 4.3 | แรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรทางอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์หาสมการแรงดัน47 |
| 4.4 | การรวมฮาร์มอนิกส์ของแรงดันแบบที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, \phi = 60^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$.48 |
| 4.5 | แรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตรทางอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์หาสมการแรงดัน49 |
| 4.6 | การรวมฮาร์มอนิกส์ของแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, \phi = 60^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$50 |
| 4.7 | ขนาดแรงดันความถี่หลักมูลที่มุมเลื่อนเฟสต่าง ๆ51 |
| 4.8 | อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์เมื่อจ่ายโหลด RLC เรโซแนนท์แบบอนุกรมพร้อมวงจรสมมูลที่ความถี่ต่าง ๆ52 |
| 4.9 | รูปคลื่นกระแสแต่ละฮาร์มอนิกส์ 200 องค์ประกอบรวมกันเป็นกระแสเอาต์พุต54 |
| 4.10 | เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต55 |
| 4.11 | แสดงการเชื่อมโยงระหว่างกระแสเอาต์พุตและกระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์56 |

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | | หน้า |
|--------|--|------|
| 4.12 | กระแสทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้จากการรวมฮาร์มอนิกส์ | 58 |
| 4.13 | เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ | 59 |
| 4.14 | รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรที่กระแสเฟส i_{lag} คงที่ | 61 |
| 4.15 | กราฟเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุทแบบสมมาตรและไม่สมมาตร | 61 |
| 4.16 | รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรที่กระแสเฟส θ_{lag} คงที่ | 62 |
| 4.17 | กราฟแสดงค่าความถี่สวิทช์ f_s ที่ทำให้กระแสเฟส i_0 ล้าหลังแรงดันเฟส v_0 คงที่ | 63 |
| 4.18 | ชุดโพลทให้ความร้อนทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ | 64 |
| 4.19 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการคำนวณจากทฤษฎีเปรียบเทียบกับกรทดลองและแถบสเปคตรัม ที่มุมเฉือนมุม $\phi = 90^\circ$ | 65 |
| 5.1 | วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโพลทเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน โดย การเหนี่ยวนำความถี่สูง | 67 |
| 5.2 | อินเวอร์เตอร์ที่มีโพลทเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง | 70 |
| 5.3 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเฉือน $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ที่อุณหภูมิใช้งาน 400°C ... | 71 |
| 5.4 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเฉือน $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ที่อุณหภูมิใช้งาน 400° | 72 |
| 5.5 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตาม การเหนี่ยวนำแรงดันเอาต์พุทที่มุมเฉือนต่าง ๆ | 73 |
| 5.6 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตาม การเหนี่ยวนำแรงดันเอาต์พุทที่มุมเฉือนต่าง ๆ | 74 |
| 5.7 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ที่ทางด้านเปลี่ยนแปลงตามการ เหนี่ยวนำแรงดันเอาต์พุทที่มุมเฉือนต่าง ๆ | 74 |
| 5.8 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านแหล่งจ่ายทางด้านการ ไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเฉือน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิทช์ 60 kHz | 77 |
| 5.9 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเฉือน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิทช์ 60 kHz | 78 |
| 5.10 | ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเฉือน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิทช์ 60 kHz | 79 |

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--------|--|
| 5.11 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_i ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์.....80 |
| 5.12 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์.....81 |
| 5.13 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์.....81 |
| 5.14 | ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์.....82 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยการเหนี่ยวนำแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร(Asymmetrical Voltage Control) ในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction Heating) ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูง ในปัจจุบันนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เป็นวงจรรีโซแนนซ์ โดยชิ้นงานซึ่งเป็นส่วนมักจะเป็นวัสดุสาร Ferro Magnetic จะมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นตามเวลาที่ใช้ในกระบวนการให้ความร้อน ซึ่งในช่วงเวลาของกระบวนการเกิดความร้อนนี้ชิ้นงานจะเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็กเช่น ความต้านทานและความเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะเมื่อชิ้นงานมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงจุด Curie temperature จะมีผลทำให้อิมพีแดนซ์ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก และทำให้อินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานต้องรับภาระการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่กำลังศึกษาอยู่ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter :VSI) ซึ่งโดยปกติตัวมันเองไม่สามารถควบคุมกำลังงานที่จ่ายไปยังโหลดได้ ดังนั้นในการใช้งานเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลดโดยทั่วไปจะมีอยู่ 3 วิธี ซึ่งวิธีที่หนึ่งคือแบบ PAM (Pulse Amplitude Modulation) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับระดับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง(D.C Link)โดยใช้ Thyristorized Phase Controlled Rectifier ซึ่งวิธีนี้จะมีผลทำให้เกิด Harmonic Noise ใน Line มากอีกทั้งตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ การตอบสนองในการปรับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเป็นไปได้ช้า และยังมีต้นทุนรวมที่สูงเนื่องจากชุดควบคุมแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงอีกด้วย และวิธีที่สองคือแบบ PFM (Pulse Frequency Modulation) เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับความถี่อินเวอร์เตอร์จะสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะZVS (Zero Voltage Switching)ซึ่งจะทำให้ไม่มีการสูญเสียขณะ turn-on switch แต่จะยากในการปรับความถี่เพื่อจ่ายกำลังงานในย่านที่กว้าง และอินเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพต่ำเมื่อต้องจ่ายกำลังงานระดับต่ำ และวิธีสามคือแบบ Phase-Shifted Controlled เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ซึ่งวิธีนี้มี ผลทำให้เกิดปริมาณHarmonicใน Line มีระดับต่ำ ระบบจะตอบสนองเร็ว แต่เมื่อปรับมุมเฟสเลื่อนเพิ่มมากขึ้นจะเกิดปัญหาที่ไดโอดคร่อมสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เกิด EMI noise และเกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ (switching losses) มากขึ้น

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้น ประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ ๆ ดังนี้

1. ขดลวดเหนี่ยวนำ (Induction Coil) เป็นขดลวดที่ใช้สำหรับสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงาน ในงานวิจัยนี้ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีการออกแบบให้เหมาะสมกับงานที่ต้องการให้ความร้อนและเหมาะสมกับคาปาซิเตอร์ที่เราต้องการต่ออนุกรมกัน เพื่อการใช้กับหม้อแปลงความถี่สูง(จะกล่าวต่อไปในบทที่ 2)

2. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับความถี่ปานกลาง ประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ชนิด 1 เฟส ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง และวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ ที่ทำหน้าที่แปลงผันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแส ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ 53000 เฮิร์ตซ์ เพื่อจ่ายพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้กระแสสูงเพื่อจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้มอสเฟตขนานกันทำหน้าที่เป็นสวิทช์ มอสเฟตทั้งคู่จะสลับกันทำงานซึ่งการทำงานของโคโอดแต่ละตัวที่ต่อคร่อมมอสเฟตตัวนั้น ๆ การทำงานของมอสเฟตก่อนจะทำงานคาปาซิเตอร์แฝงที่ตัวสวิทช์ต้องถ่ายเทประจุให้หมดก่อน ดังนั้น โหลดของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีค่าตัวประกอบกำลังแบบล่าหลัง(Lagging Power Factor)

3. วงจรควบคุมสัญญาณสวิทช์ ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำให้ทำงานได้สะดวก ทั้งการปรับเพิ่ม ลดความถี่สวิทช์ และเงื่อนไขแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากวิธีการควบคุมกำลังงานทั้ง 3 แบบข้างต้นนั้น แต่ละวิธีจะมีคุณลักษณะของระบบการทำงาน ที่มีส่วนดีและส่วนเสียที่แตกต่างกัน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีแนวทางในการศึกษาและพัฒนา โดยนำส่วนดีที่มีอยู่ในแต่ละแบบมาใช้ร่วมกันในการควบคุมกำลังงานเพื่อให้ระบบมีคุณลักษณะการทำงานที่ดี

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง
2. การควบคุมกำลังแบบควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต้องมี Chopper หรือ

Thyristorized Phase Controlled Rectifier ซึ่งเป็นชุดควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดใหญ่ ดังนั้นถ้า สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ชุดอินเวอร์เตอร์ได้จะทำให้ขนาดของเครื่องลดลงได้

3. การควบคุมกำลังในแบบ PFM สามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในสภาวะ ZVS และจะทำให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงเมื่อมีย่านความถี่ใช้งานที่ไม่กว้างมาก และเป็นวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยทั่วไป

4. การควบคุมกำลังในแบบ Phase-Shifted Controlled มีลักษณะการควบคุมกำลังโดยการควบคุมปริมาณแรงดันซึ่งคล้ายกับแบบ PAM แต่มีจุดเด่นที่สามารถควบคุมกำลังได้โดยตรงที่ตัวอินเวอร์เตอร์ แต่ความถี่ใช้งานจะถูกจำกัดเนื่องจากผลของ Switching Losses และต้องเพิ่มความถี่ตลอดย่านการเลื่อนเฟสจึงทำให้ยากในการปรับลดกำลังไฟฟ้า

5. การควบคุมกำลังในแบบ Asymmetrical Voltage Controlled (AVC) มีลักษณะการควบคุมกำลังโดยการควบคุมเนื้อแรงดันซึ่งคล้ายกับแบบ Phase-Shifted Controlled ซึ่งสามารถควบคุมเนื้อแรงดันทางด้านซิกบวก แต่การปรับลดกำลังไฟฟ้าแบบไม่สมมาตรเพิ่มความถี่เพียงเล็กน้อยเท่านั้น จึงสามารถคงค่าความถี่ไว้ตลอดย่านการปรับมุมเนื้อแรงดันทางด้านซิกบวกได้ แต่การควบคุมแบบไม่สมมาตรนี้ไม่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าถึงศูนย์ได้

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

1. ใช้การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Asymmetrical Voltage Controlled เพื่อปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านซิกบวกทางด้านเอาต์พุตความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์
2. นำข้อดีของการควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage Controlled มาใช้โดยการควบคุมปริมาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านซิกบวก ให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ ZVS ตลอดเวลา โดยการคงค่าความถี่ตลอดย่านการปรับลดปริมาณเนื้อแรงดันทางด้านซิกบวก
3. เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสีย การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Phase-Shifted Controlled และการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Asymmetrical Voltage Controlled

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่

1. การควบคุมแบบใหม่จะมีขนาดเล็กและมีต้นทุนในการสร้างน้อยกว่าแบบ PAM เนื่องจากสามารถควบคุมกำลังได้โดยตรงที่อินเวอร์เตอร์ จึงไม่มีความจำเป็นต้องมี ภาค Thyristorized Phase Controlled Rectifier หรือใช้ Chopper เพิ่มเข้ามา
2. มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบ Phase-Shift Controlled เนื่องจากสามารถลดกำลังงานสูญเสียขณะ turn-on สวิตช์โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์ให้ทำงานในสภาวะ ZVS ตลอดเวลา
3. ย่านความถี่การควบคุมจะแคบกว่าแบบ PFM เนื่องจากความถี่จะถูกปรับเพื่อรักษาสภาวะ ZVS เท่านั้น

1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบ

1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ

| | |
|-------------------|--------------------|
| แรงดันอินพุท | 220 โวลต์ |
| ความถี่อินพุท | 50 เฮิร์ตซ์ |
| กำลังไฟฟ้าด้านออก | 4,500 วัตต์ |
| ความถี่สวิตชิง | 50-60 กิโลเฮิร์ตซ์ |

1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน

เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบได้ออกแบบไว้เพื่อใช้งานในลักษณะการให้ความร้อนสำหรับเหล็กชิ้นงานซึ่งมีลักษณะเป็นทรงกระบอกตันมีรายละเอียดดังนี้

| | |
|--|--------|
| เส้นผ่านศูนย์กลางสูงสุด | 3 ซม. |
| ระยะความยาวในการให้ความร้อนในแนวตั้ง | 3 ซม. |
| ระยะเวลาในการให้ความร้อนจนถึงจุด Curie Temperature | 1 นาที |

1.6 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

1. กำลังด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ 4.5 กิโลวัตต์แอมแปร์ และปรับลดปริมาณเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวกจนกำลังไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1.8 กิโลวัตต์
2. ความถี่ที่ภาคอินเวอร์เตอร์ 53 กิโลเฮิร์ตซ์
3. แรงดันขาเข้า 1 เฟส 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์
4. สามารถให้ความร้อนแก่ชิ้นงานเหล็กทรงกระบอกตันที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน 30 มิลลิเมตร
5. เปรียบเทียบการควบคุมแบบการเลื่อนเฟสและการควบคุมด้วยการเฉือนเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวกโดยคงค่าความถี่คงที่เท่ากันทั้งสองแบบเพื่อดูประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์
6. ทำการปรับลดกำลังไฟฟ้าด้วยการเฉือนเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวกตั้งแต่ 0 องศาถึง 120 องศา โดยการคงค่าความถี่สวิตชิงเท่ากับ 53 กิโลวัตต์ ตลอดย่านการปรับเฉือนเนื้อแรงดัน

1.7 รายละเอียดที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบทต่างๆ ทั้งหมด 6 บท โดยเริ่มจากพื้นฐานและรายละเอียดของหลักการการทำงานควบคู่กันไปพร้อมกันระหว่างทฤษฎีและปฏิบัติซึ่งในทางทฤษฎีจะประกอบไปด้วยหลักการคำนวณและการ Simulate ด้วยโปรแกรมทั้งโปรแกรม Matlab และ โปรแกรม Pspice โดยเนื้อหาต่างๆ ได้ถูกแบ่งออกเป็นบทต่างดังนี้

บทที่ 1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา ความน่าสนใจของปัญหา และ แนวความคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงพื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยการทำความร้อนจากการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งอธิบายความสัมพันธ์ของคุณสมบัติตัวแปรต่างๆ และพฤติกรรมพื้นฐานของเหล็กชิ้นงานเมื่อได้รับความร้อนรวมทั้งพฤติกรรมทางด้านความแข็งของเหล็ก

บทที่ 3 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นนี้ เป็นเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่สร้างไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทมอสเฟตกำลัง โดยมีอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50-70 kHz เพื่อจ่ายกำลังให้กับขดลวดโดยผ่านหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เฟอร์ไรต์เป็นแกนเหล็กของหม้อแปลงความถี่สูงโดยอาศัย turn ratio ของหม้อแปลงที่มีค่าเท่ากับ 11 เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ที่มีมอสเฟตกำลังเป็นสวิทช์ ให้กระแสเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ประมาณ 19 แอมแปร์ เพราะค่านปฐมภูมิของหม้อแปลงมีจำนวนขดลวดมากกว่าจึงกระแสต่ำกว่าค่านทุติยภูมิที่มีจำนวนขดลวดน้อยกว่า

บทที่ 4 งานวิจัยที่นำเสนอในบทความนี้ เกี่ยวกับรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร เพื่อใช้ในงานเกี่ยวเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงดังรูปที่ 4.1 โดยคำนวณและทดสอบหาค่าแรงดัน v_o ที่มุมเฟสต่างๆ กระแส i_o และกำลังไฟฟ้า P_o ที่ความถี่สูงทางด้านเอาต์พุต ตลอดจนคำนวณหาค่าแรงดัน V_d กระแสเฉลี่ย i_d และกำลังไฟฟ้า P_d โดยนำผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลองทุกขั้นตอนเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนออินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งมีวิธีการในการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดโดยทั่วไปด้วยการเลื่อนเฟส (PSC, Phase Shift Control) ดังรูปคลื่นบนในรูปที่ 4.2(ข)

บทที่ 5 ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องใน ขั้นตอนสุดท้าย ได้แสดงคลื่นจากการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของ อินเวอร์เตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้งสอง ของระบบรวมซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้าน อินพุตของอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากนั้นสามารถ พิจารณาค่าประสิทธิภาพ η ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าแปร ผันตามค่ามุม ϕ โดยคงค่าความถี่ตลอดการเดินเนื้อแรงดัน และเปรียบเทียบแรงดันและกระแสทั้ง ทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบ Asymmetrical Voltage และ Phase Shift ที่ ความถี่เดียวกัน ที่มุมเดินเนื้อเท่ากันเพื่อคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการสรุปผลงานวิจัยและทดสอบเพื่อเป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. สํารวจและค้นคว้าข้อมูลของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
2. ศึกษาทฤษฎีการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำและศึกษาคลวดเหนี่ยวนำและหม้อ แปลงที่นำมาใช้ในการวิจัย
3. วิเคราะห์และออกแบบวงจรในแต่ละส่วน โดยการจำลองการทำงานของวงจรย่อยส่วน (Model) ด้วยโปรแกรม Pspice คอมพิวเตอร์
4. ออกแบบวงจรย่อยส่วน (Model) ที่ทำการวิจัยทั้งหมดเพิ่มคูแวนโน้มน้ำมความเป็นไปได้ใน การวิจัย
5. สร้าง ทดลอง และแก้ไขปรับปรุงวงจรย่อยส่วน
6. สร้าง ทดลอง และแก้ไขวงจรที่ทำการวิจัยในแต่ละส่วน
7. นำแต่ละส่วนมาประกอบรวมกันและทดลองรวมกันทั้งหมด
8. แก้ไข ปรับปรุงวงจรและประเมินผลการทํางานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
9. เขียนและพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.9 ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

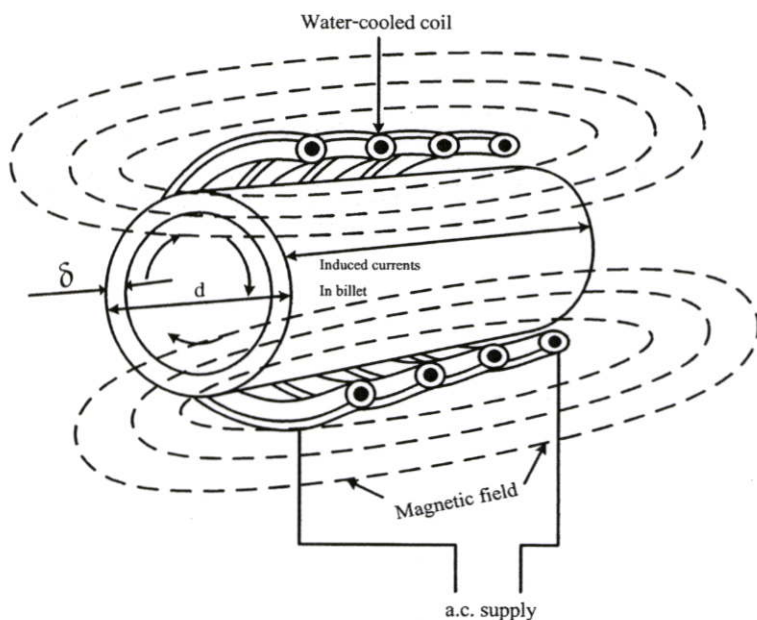
1. สามารถเข้าใจหลักการเทคนิค และปัญหาในการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนียวน้ำ โดยมีความถี่ใช้งานภาคอินเวอร์เตอร์ 53 กิโลเฮิร์ตซ์
2. หลักการและเทคนิคในการให้ความร้อนแบบเหนียวน้ำ ซึ่งอาจนำหลักการนี้ไปประยุกต์พัฒนา หรือวิจัยการให้ความร้อนแบบเหนียวน้ำที่มีลักษณะอื่นอีก เช่น เตาลอมโลหะ โดยการเหนียวน้ำ เตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนียวน้ำ การเชื่อมต่อในแนวยาวโดยการเหนียวน้ำ เป็นต้น
3. ทำให้เข้าเทคนิคการควบคุมกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ เช่น การเพิ่มความถี่สวิทช์ การเลื่อนเฟส และการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร
4. ทำให้ช่วยลดการพึ่งพาเทคโนโลยีจากต่างประเทศ และช่วยลดการสูญเสียเงินตราในการซื้อเทคโนโลยีเหล่านี้ได้มากขึ้นด้วย

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่สูงที่ใช้ในชุบแข็งผิวโลหะ

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เป็นปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วม ซึ่งประกอบด้วย การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) จากปรากฏการณ์มูลฐานทั้งสามสามารถอธิบายการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวดเหนี่ยวนำที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นในขดลวดคล้องผ่านชิ้นงานเนื่องจากชิ้นงานเป็นโลหะสนามแม่เหล็กคล้องผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลของเส้นทางที่กระแสไหลผ่านและความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการนำ การพา และการแผ่รังสีที่บริเวณผิวรูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย

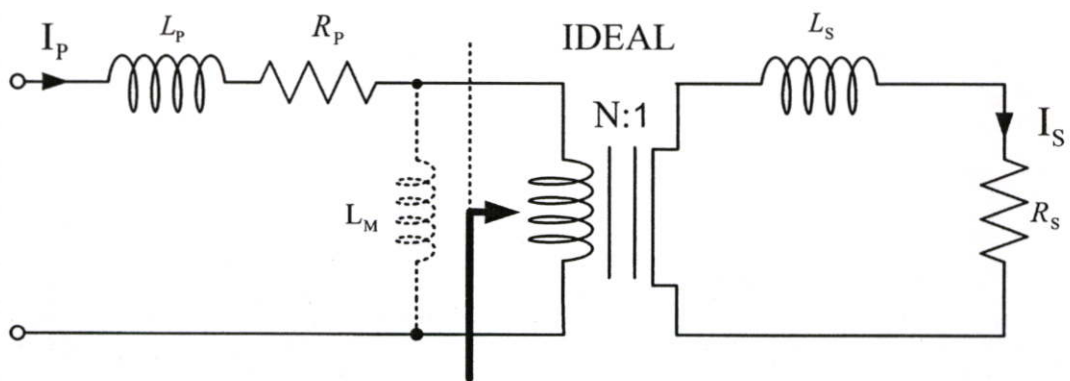


รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย

กล่าวคือถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวดหรือใกล้กับขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้นถ้าพิจารณาทั้งระบบว่าเป็นหม้อแปลงชุดหนึ่ง ขดลวดเหนี่ยวนำจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนที่ชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเพียงหนึ่งรอบเสมือนมีโหลดต่อแบบเก็บบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ

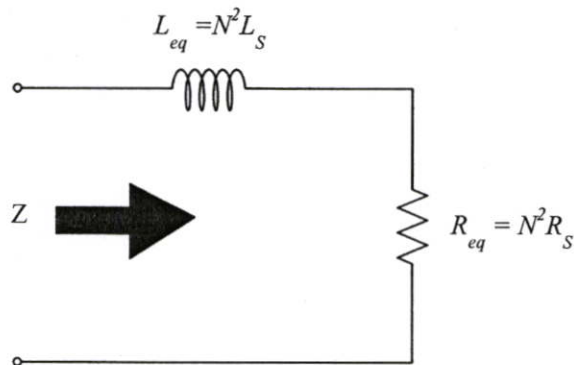
2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีหลักการใกล้เคียงกับหลักการในหม้อแปลงไฟฟ้า โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดปฐมภูมิและชิ้นงานซึ่งถูกเกี่ยวคล้องด้วยเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเหมือนเป็นขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเพียง 1 รอบ โดยมีค่าอินดักแตนซ์ L_s และค่าความต้านทาน R_s เป็นค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานของชิ้นงานและมีค่าอินดักแตนซ์ L_p และค่าความต้านทาน R_p เป็นค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิซึ่งเมื่อเขียนแสดงด้วยวงจรจะได้ดังรูปที่ 2.2 โดยที่วงจรสมมูลที่ได้นี้ อยู่ในเงื่อนไขว่ากระแสแม่เหล็กในแกน I_M ซึ่งไหลผ่านแม่เหล็กในแกนอินดักแตนซ์ L_M มีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณาในวงจร



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.2 เมื่อย้ายค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางด้านทุติยภูมิไปรวมกับทางด้านปฐมภูมิสามารถเขียนวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงานได้ใหม่ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงาน โดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะซึ่งบรรจุชิ้นงานซึ่งประกอบด้วย ค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} และค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$R_{eq} = R_p + N^2 R_s \quad (2.1)$$

$$L_{eq} = L_p + N^2 L_s \quad (2.2)$$

แทนค่า $R'_p = N^2 R_s$ และ $L'_p = N^2 L_s$ จะได้

$$R_{eq} = R_p + R'_p \quad (2.3)$$

$$L_{eq} = L_p + L'_p \quad (2.4)$$

N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะ

R_p, R_s คือ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและของโหลดชิ้นงานตามลำดับ

L_p, L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลขดลวดเหนี่ยวนำและของโหลดชิ้นงานตามลำดับ

R'_p คือ ค่าความต้านทานของโหลดชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

L'_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของโหลดชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.3 สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.5

$$P_p = I_p^2 R_p \quad (2.5)$$

ในทำนองเดียวกันก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่โหลดชิ้นงานได้ดังสมการที่ 2.6

$$P_s = I_s^2 R_s \quad (2.6)$$

และเมื่อพิจารณาจากด้านปฐมภูมิโดยที่ $I_s = NI_p$ จะได้

$$P_s = I_p^2 R'_p \quad (2.7)$$

เมื่อ I_p คือ กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

I_s คือ กระแสในโหลดชิ้นงาน

จากสมการ (2.5) - (2.7) สามารถหาค่าประสิทธิภาพของโหลดชิ้นงานได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_p} \quad (2.8)$$

แทนสมการ (2.5) และ (2.7) ในสมการที่ (2.8) จะได้

$$\eta = \frac{I_p^2 R'_p}{I_p^2 R'_p + I_p^2 R_p} \quad (2.9)$$

$$\eta = \frac{R'_p}{R'_p + R_p} \quad (2.10)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + (R_p / R'_p)} \quad (2.11)$$

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ ดังนั้นในการหาค่าความต้านทาน R_p และ R_s ที่บริเวณผิวสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R_p = \frac{\rho_p}{\delta_p} = \sqrt{\rho_p \mu_o \mu_{rp} f \pi} \quad (2.12)$$

และ

$$R_s = \frac{\rho_s}{\delta_s} = \sqrt{\rho_s \mu_o \mu_{rs} f \pi} \quad (2.13)$$

เมื่อ δ_p คือ ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ
 δ_s คือ ความลึกผิวของชิ้นงาน
 ρ_p คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ
 ρ_s คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน

ดังนั้นสมการ 2.13 จะเห็นได้ว่าความต้านทานของชิ้นงาน R_s จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ_s ของชิ้นงาน ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_{rs} และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ 2.13 สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะได้ดังตารางที่ 2.1

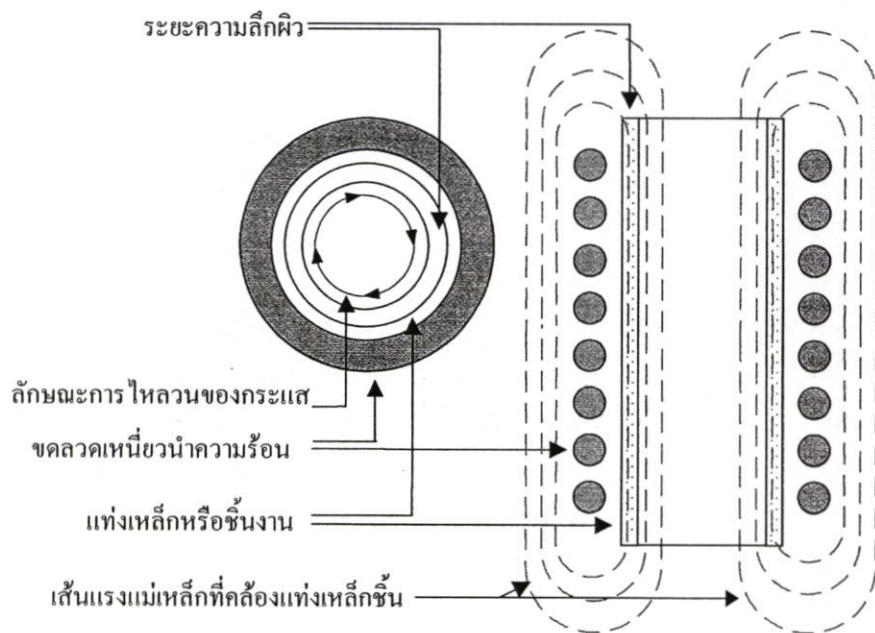
ตารางที่ 2.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะที่ความถี่ 53 กิโลเฮิร์ตซ์

| material | Iron* | Silver | Aluminum | Lead |
|--|------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Resistivity : ρ_s 20°C [1] ($\Omega \cdot m$) | 9.71×10^{-8} | 1.59×10^{-8} | 2.65×10^{-8} | 20.65×10^{-8} |
| Relative permeability : μ_{rs} | 100 | 1 | 1 | 1 |
| Skin depth : δ_s (mm) | 0.0681 | 0.2756 | 0.35588 | 0.99344 |
| Surface resistivity : R_s (Ω) | 1.402×10^{-3} | 0.0576×10^{-3} | 0.0744×10^{-3} | 0.2078×10^{-3} |

*ชนิดโลหะที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะในโครงการนี้

2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้เกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ คือกระบวนการให้ความร้อนในวัสดุตัวนำไฟฟ้า โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้ไหลกลับไปกลับมาภายในตัวชิ้นงานโลหะดังรูป 2.4 ซึ่งมีค่าความต้านทานภายในตัวชิ้นงานทำให้เกิด ความร้อนขึ้นภายในบริเวณที่มีกระแสไหล โดยจะมีหลักการพิจารณาเช่นเดียวกับหม้อแปลง นั่นคือเมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวด เหนี่ยวนำที่พันรอบที่ชิ้นงานโลหะ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กที่เคลื่อนที่ (Magnetic Flux) กับชิ้นงานโลหะ ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เคลื่อนที่กับชิ้นงานโลหะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) โดยกระแสดังกล่าวจะไหลในลักษณะเป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจาก กระแสไหลวนเป็นผลให้เกิดความร้อน ขึ้นที่ตัวชิ้นงาน โลหะและเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ดังนั้นจึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของชิ้นงาน โลหะ โดยความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในตัวชิ้นงานนี้จะขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหล ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบชิ้นงาน ดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำคูณกับจำนวนรอบของขดลวดเดียวกัน



รูปที่ 2.4 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

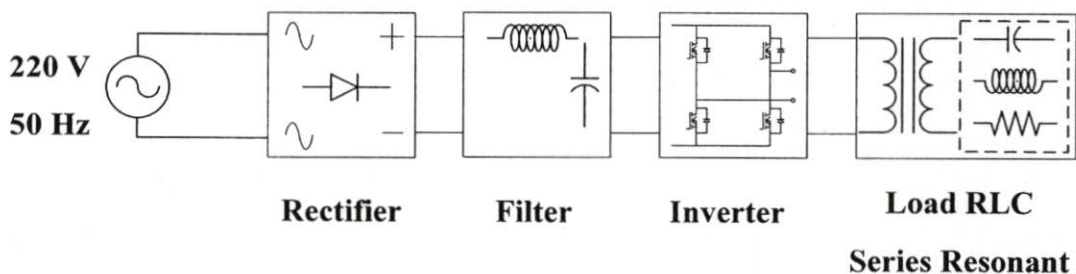
สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ ที่ความถี่สูงนี้ จะประกอบไปด้วย ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ คือ ความถี่ (Frequency : f) สภาพความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability : μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) ได้โดยสมการที่ 2.14 ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu f \pi}} \quad (2.14)$$

- เมื่อ δ = ค่าความลึกผิว (m)
 ρ = สภาพความต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน ($\Omega \cdot m$)
 f = ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)
 μ_r = ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของชิ้นงาน
 μ_0 = ค่าความซึมซาบของอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

2.4 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

จากกระบวนการที่ 2.5 การที่ทำให้เกิดการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่เป็นเหล็กด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้น บริเวณเหล็กที่ต้องการให้เกิดร้อนแดง บริเวณนั้นต้องมีการแสสูงและมีความถี่สูงไหลผ่าน ซึ่งการทำให้เกิดความถี่สูง สามารถทำได้โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ในการจ่ายแรงดันที่เป็นความถี่สูง แต่ด้วยข้อจำกัดของอินเวอร์เตอร์ที่ต้องใช้การทำงานของสวิทช์ในการทำให้เกิดแรงดันความถี่สูง จึงไม่สามารถทนต่อกระแสที่สูงได้ดังนั้นจึงต้องใช้หม้อแปลงความถี่สูงในการเพิ่มกระแสสูงโดยอาศัยหลักการ Turn ratio ของหม้อแปลงเพื่อเพิ่มกระแสให้มีค่าสูง และเนื่องด้วยอินเวอร์เตอร์ทำงานได้ต้องมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้เท่านั้นจึงจำเป็นต้องมีชุดเรียงกระแสแบบบริดจ์เพื่อเปลี่ยนให้แรงดันไฟฟ้ากระแสจากการไฟฟ้า 220 โวลต์ 50 Hz ให้เป็นแรงดันกระแสตรงแต่แรงดันที่ได้จากชุดเรียงกระแสตรงยังไม่เรียบ ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้เรียบจึงมีชุด Filter ทำให้แรงดันดีซีเรียบเพื่อจ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ ในการสร้างความถี่สูง

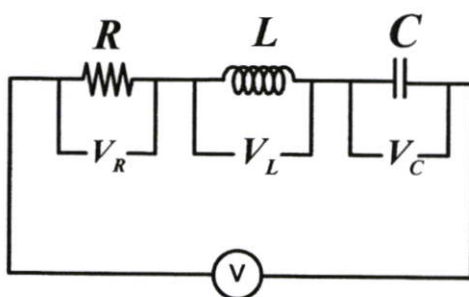


รูปที่ 2.5 โครงสร้างเครื่องเหนี่ยวนำที่ทำให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน

หลักการรีโซแนนซ์

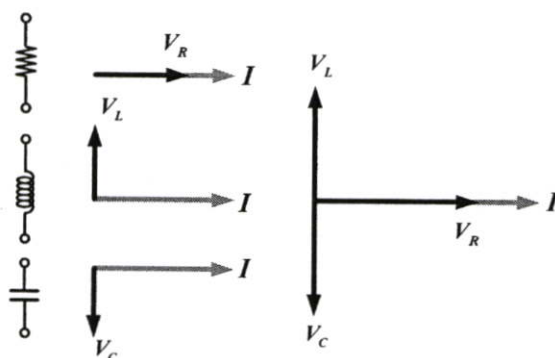
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ค่าความถี่ค่าหนึ่งค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ $Z=R$ ในสภาวะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และเป็นผลให้แรงดันตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้นลักษณะวงจรด้านเอาต์พุท จะเป็นวงจร RLC รีโซแนนซ์ซึ่งจะมีรูปแบบโครงสร้างการต่อวงจรแบ่งออกได้ 2 แบบโดยจะมีพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันดังนี้

1. วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonant Circuit) จากรูปที่ 2.6 ลักษณะพฤติกรรมทางไฟฟ้าของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม จะมีอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ต่ำที่สุด ดังนั้นจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหลด R มีค่าสูงสุด การควบคุมกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการลดแรงดันที่ป้อนให้วงจรหรือเลื่อนความถี่การใช้งานให้สูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์



รูปที่ 2.6 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

การรวมแรงดันที่ตกคร่อมอิมพีแดนซ์แต่ละตัวเข้าด้วยกันจำเป็นต้องคำนึงถึงเฟสเซอร์ของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่แสดงในรูปที่ 2.7 แสดงเฟสเซอร์ของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยให้กระแสเป็นตัวอ้างอิง

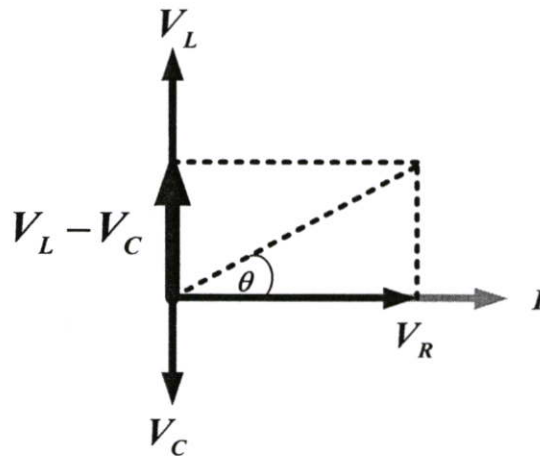


รูปที่ 2.7 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันตกคร่อมต่างๆ กับกระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรม

จากเฟสเซอร์ไคอะแกรมสามารถเขียนให้อยู่ในรูป ขนาดของแอมพลิจูด

$$V_{total} = \sqrt{V_R^2 + (V_L - V_C)^2} \quad (2.15)$$

ส่วนทิศทางเฟสสามารถหาได้จากมุมระหว่างขนาดรวมในแนวแกน y กับแกน x ซึ่งสัมพันธ์กันดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 มุมแรงดันที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไม่เท่ากัน

การรูปที่ 2.8 สามารถหามุมระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการ

$$\tan \theta = \frac{V_L - V_C}{V_R} \quad (2.16)$$

กระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรมมีขนาดเท่ากันดังนั้นกระแสสามารถคำนวณหาได้ดังสมการ

$$I_R = \frac{V_R}{R}, \quad I_L = \frac{V_L}{X_L}, \quad I_C = \frac{V_C}{X_C} \quad (2.17)$$

จากสมการ 2.17 แทนในสมการที่ 2.15 เพื่อหาขนาดของแรงดันรวมดังสมการที่ 2.18

$$\begin{aligned} V_{total} &= \sqrt{V_R^2 + (V_L - V_C)^2} \\ &= \sqrt{(IR)^2 + (IX_L - IX_C)^2} \\ &= I\sqrt{(R)^2 + (X_L - X_C)^2} \end{aligned} \quad (2.18)$$

จากสมการ 2.18 สามารถหากระแสที่ไหลในวงจรได้ดังสมการที่ 2.19

$$I = \frac{V_{total}}{\sqrt{(R)^2 + (X_L - X_C)^2}} \quad (2.19)$$

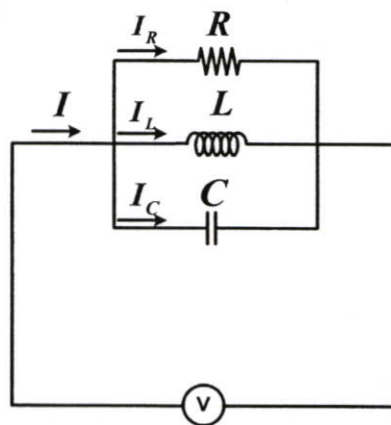
สามารถหาค่า Impedance ของวงจร RLC อนุกรมได้ดังนี้

$$Z_{series} = \sqrt{(R)^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (2.20)$$

สามารถหามุมระหว่างแรงดันและกระแสด้วยอิมพีแดนซ์ของวงจร

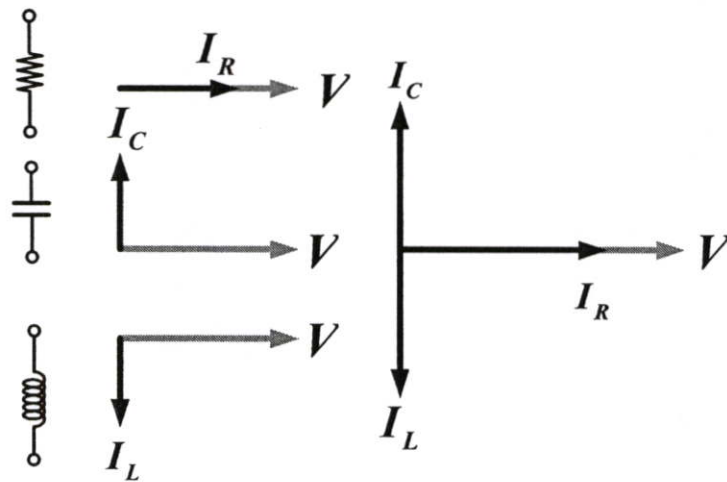
$$\tan \theta = \frac{IX_L - IX_C}{IR} = \frac{X_L - X_C}{R} \quad (2.21)$$

2. วงจรเรโซแนนซ์ขนาน (Parallel Resonant) จากรูปที่ 2.9 ลักษณะพฤติกรรมของวงจรเรโซแนนซ์ขนานจะมีอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ซึ่งที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์นี้จะเกิดการส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดสูงสุดโดยที่กระแสไหลเข้าวงจรมีน้อยที่สุดเนื่องจากมีอิมพีแดนซ์สูงสุด



รูปที่ 2.9 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

จากวงจรโซ่เนนซ์แบบขนานซึ่งแตกต่างจากวงจร RLC อนุกรม โดยวงจร RLC แบบขนานแรงดันที่คร่อม R L C เท่ากับแหล่งจ่าย แต่ส่วนของกระแสไฟฟ้าในวงจรมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้ารวมจากกระแสที่ผ่าน R L C ของแต่ละตัว ซึ่งตรงกันข้ามกับวงจร RLC อนุกรม ดังนั้นเราสามารถทำการคำนวณในลักษณะเดียวกับวงจร RLC อนุกรม เว้นแต่เราจะใช้ความต่างศักย์ v เป็นตัวอ้างอิงแทนดังในรูปที่ 2.10 แสดงในรูปเฟสเซอร์



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันตกคร่อมต่างๆ กับกระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรม

สามารถคำนวณหาขนาดของกระแสไฟฟ้ารวมดังสมการ

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} \quad (2.22)$$

สามารถคำนวณมุมแรงดันระหว่างกระแส

$$\tan \theta = \frac{(I_C - I_L)}{I_R} \quad (2.23)$$

แรงที่ไหลในวงจร RLC ขนานมีขนาดเท่ากันดังนั้นกระแสคำนวณหาได้ดังสมการ

$$I_R = \frac{V}{R}, I_C = \frac{V}{X_C}, I_L = \frac{V}{X_L} \quad (2.24)$$

จากสมการที่ 2.24 แทนในสมการที่ 2.22 เพื่อหาขนาดของกระแสรวมดังสมการที่ 2.25

$$\begin{aligned}
 I_{total} &= \sqrt{\left(\frac{V}{R}\right)^2 + \left(\frac{V}{X_C} - \frac{V}{X_L}\right)^2} \\
 &= V \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

สามารถหาค่า impedance รวมของวงจร RLC แบบขนานนี้

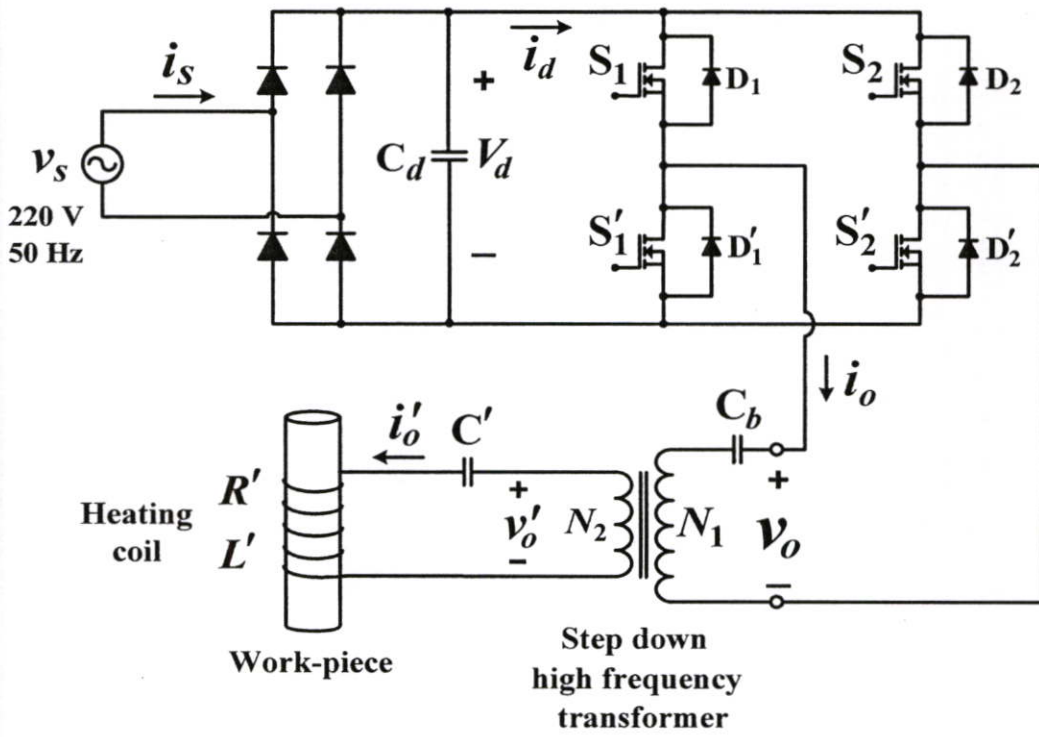
$$Z_{parallel} = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2} \tag{2.26}$$

มุมของแรงดันระหว่างกระแสรวมของวงจร RLC แบบขนาน

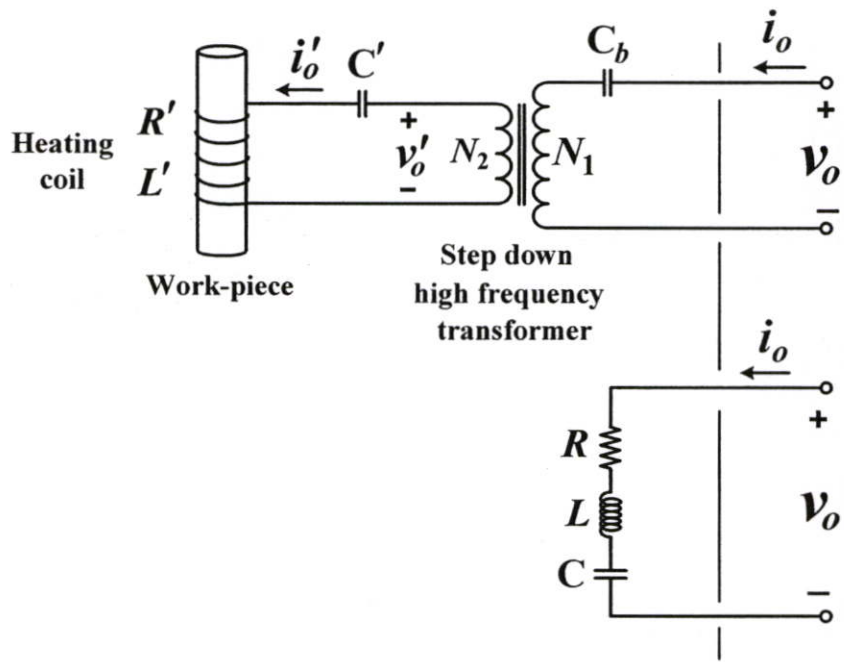
$$\tan \theta = \frac{I_C - I_L}{I_R} = \frac{\frac{V}{X_C} - \frac{V}{X_L}}{\frac{V}{R}} = \frac{\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}}{\frac{1}{R}} \tag{2.27}$$

2.5 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เครื่องทดลองการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 2.11 โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับโลหะชิ้นงาน สามารถแทนด้วยตัวต้านทาน และอินดักแตนซ์สมมูล โดยที่พิจารณาอยู่ในรูปของวงจร RLC อนุกรม ซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ใน Induction heating เป็นขบวนการทำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยตรงที่ชิ้นงานที่เป็นวัสดุแม่เหล็ก (ferromagnetic material) โดยอาศัยการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (eddy current) ที่บริเวณผิวของชิ้นงาน โดยโครงสร้างประกอบด้วยชิ้นงาน (work-piece) และขดลวดเหนี่ยวนำ (heating coil) ดังรูปที่ 2.12 ในการที่จะเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงานได้มากพอนั้น จะต้องจ่ายกระแสสูง ความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ

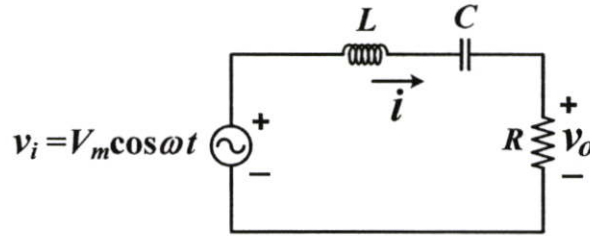


รูปที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลด induction heating

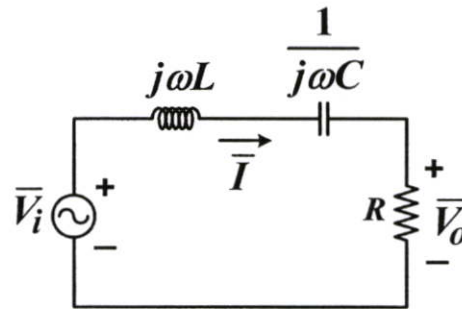


รูปที่ 2.12 วงจรสมมูล RLC อนุกรมของ induction heating load

วงจร RLC เรโซแนนท์แบบอนุกรมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดยจะนำเสนอการพิจารณาผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรในกรณีที่แรงดันอินพุตเป็นคลื่นไซน์ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการพิจารณาสำหรับกรณีที่อินพุตมีลักษณะคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ได้ต่อไป



(a) วงจร RLC อนุกรม



(b) วงจรเฟสเซอร์ของ RLC อนุกรม

รูปที่ 2.13 วงจร RLC อนุกรมและวงจรเฟสเซอร์

จากวงจร RLC อนุกรมดังรูปที่ 2.13 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$\bar{V}_o = \frac{R}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \bar{V}_i \quad (2.28)$$

$$= \frac{R}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \bar{V}_i$$

และความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการ

$$V_o = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} V_i \quad (2.29)$$

ดังนั้นจะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรคือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.30)$$

หรือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (2.31)$$

เรโซแนนท์เกิดขึ้นเมื่อค่า $\omega L = 1/\omega C$ ซึ่งจะทำให้ค่าทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของวงจรเท่ากับ 1 และความถี่ที่ทำให้เกิดเรโซแนนท์นี้มีค่าดังสมการ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.32)$$

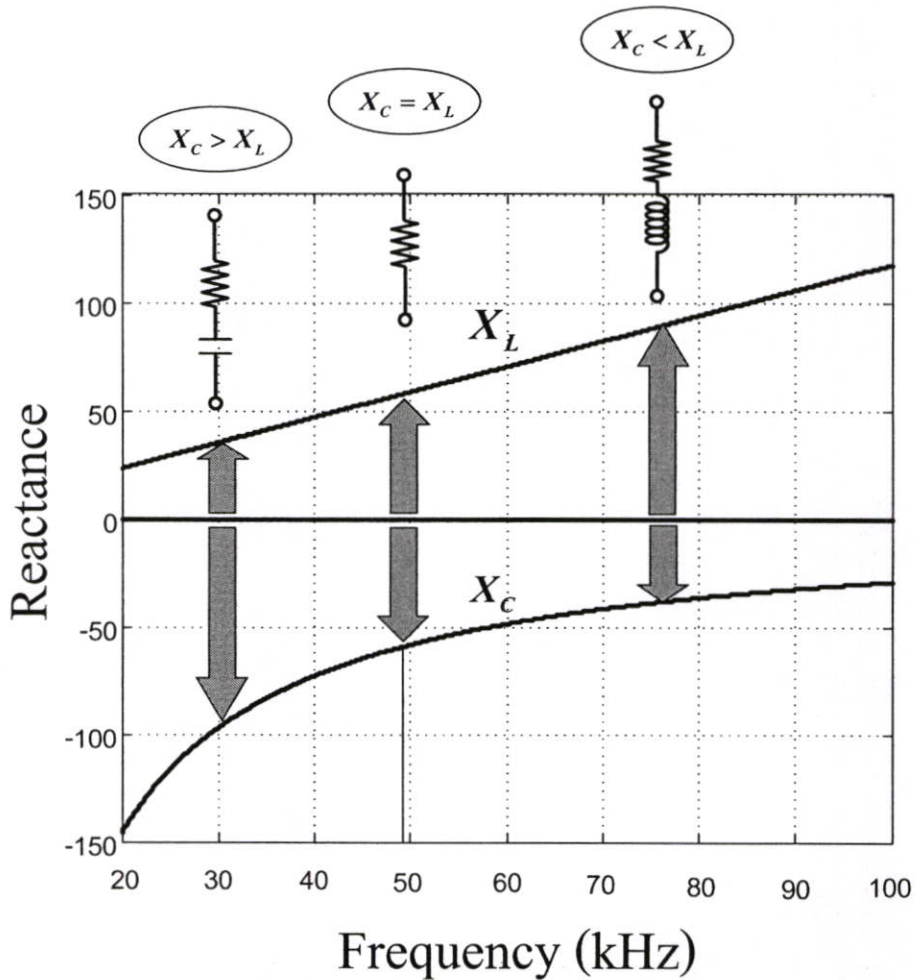
หรือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.33)$$

ค่า characteristic impedance (Z_o) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเท่ากับ

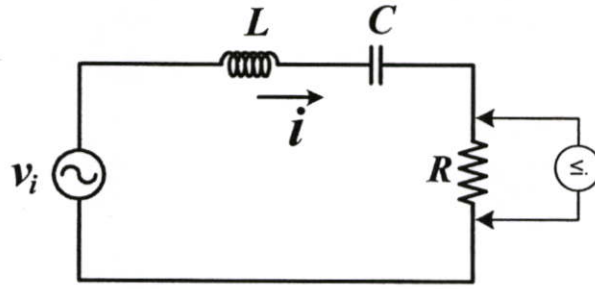
$$\begin{aligned} Z_o &= \sqrt{\frac{L}{C}} \\ &= \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \end{aligned} \quad (2.34)$$

เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ X_L และค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ X_C เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงสามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของ X_L และ X_C เทียบกับความถี่ได้ดังรูปที่ 2.14 ซึ่งจะพบว่า $X_L = X_C$ ขณะที่ความถี่ $f = f_r$ เมื่อ $f_r = 49.9$ kHz ที่ $L = 0.1844$ mH และ $C = 0.0545$ μ F ค่าที่ได้มาจากเครื่องต้นแบบ



รูปที่ 2.14 การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง

เมื่อวงจร RLC อนุกรมเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.13 แสดงการหาค่า Quality factor Q วงจรสามารถหาได้จากสถานะที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ดังรูปจะเห็นได้ว่า แรงดันที่แหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานเพราะแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้หักล้างกันหมด ที่สถานะความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร RLC อนุกรม และคำนวณหา Quality factor Q ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ได้แสดงดังสมการที่ (2.35)

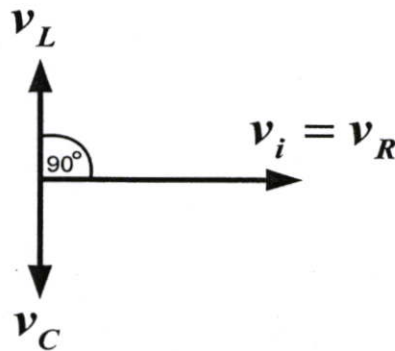


รูปที่ 2.15 วงจร RLC อนุกรมเรโซแนนซ์

ค่า Quality factor Q ของวงจรรูปที่ 2.15 สามารถหาได้จากสมการ

$$Q = \frac{v_L}{v_{total}} = \frac{v_C}{v_{total}} \quad (2.35)$$

เมื่อสถานะเรโซแนนซ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำได้หักล้างกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์หมด ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจึงมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายอินพุต ดังแสดงในรูป 2.16 ซึ่งแสดงด้วยรูปเฟสเซอร์



รูปที่ 2.16 รูปเฟสเซอร์ของแรงดันตกคร่อมวงจร RLC อนุกรมที่ความถี่เรโซแนนซ์

จากสมการที่ 2.35 v_{total} คือแรงดันที่แหล่งจ่ายจากรูปเฟสเซอร์รูปที่ 2.16 ที่ความถี่เรโซแนนซ์

$v_{total} = v_R$ สามารถแทน v_{total} ด้วย v_R ดังสมการที่ 2.36

$$Q = \frac{v_L}{v_R} = \frac{v_C}{v_R} \quad (2.36)$$

จากสมการที่ 2.36 ซึ่งเขียนในรูปของแรงดันสามารถเปลี่ยนให้อยู่ในรูปกระแสโดยกฎของโอห์ม จากวงจร RLC อนุกรมเรโซแนนซ์กระแสที่ไหลในวงจรเท่ากันดังนี้

$$Q = \frac{I \times \omega_r L}{I \times R} = \frac{I \times 1/\omega_r C}{I \times R} \quad (2.37)$$

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} \quad (2.38)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (2.39)$$

เนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_r L = \frac{1}{\omega_r C}$ ดังนั้นจะได้

$$Q = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (2.40)$$

คูณทั้งสองด้านของสมการ (2.38) ด้วย ω/ω_r :

$$Q\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right) = \frac{\omega_r L}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right) = \frac{\omega L}{R} \quad (2.41)$$

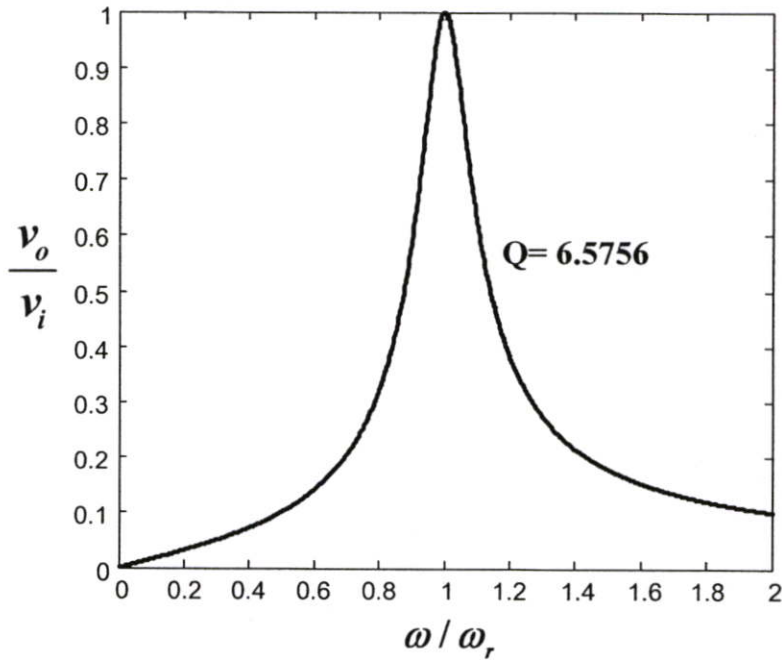
คูณทั้งสองด้านของสมการ (2.39) ด้วย ω_r/ω :

$$Q\left(\frac{\omega_r}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega_r RC}\left(\frac{\omega_r}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega RC} \quad (2.42)$$

แทนค่า $\omega L/R$ จากสมการ (2.41) และ $1/\omega RC$ จากสมการ (2.42) ลงในทรานสเฟอร์ฟังก์ชันสมการ (2.31) จะสามารถเขียนทรานสเฟอร์ฟังก์ชันใหม่ในรูปของค่า Q ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{\omega}{\omega_r} - Q \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2}} \end{aligned} \quad (2.43)$$

จากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเครื่องต้นแบบในงานวิจัย $R=10.9 \ \Omega$ $L=0.1844 \text{ mH}$ และ $C=0.0545 \ \mu\text{F}$ สามารถแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ที่ $Q=6.5756$ สามารถนำมาพล็อตเพื่อดูค่าตอบสนองต่อความถี่ต่าง ๆ ดังรูป 2.17



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ค่า quality factor ต่างๆ

2.5 สรุป

จากหลักการพื้นฐานการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงเพื่อใช้ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน จากเนื้อหาที่ได้กล่าวมาสามารถสรุปเป็นหัวข้อต่าง ๆ ได้ดังนี้

1. ในการทำให้เกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงเพื่อใช้ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่พันรอบชิ้นงาน นั้นสามารถมองเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง ซึ่งมองขดลวดเหนี่ยวนำเสมือนว่าเป็นขดลวดทางด้านปฐมภูมิที่มีจำนวนรอบ N รอบ และชิ้นงานเป็นขดลวดทางด้านทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเพียงขดเดียว ดังนั้นถ้าขดลวดเหนี่ยวนำมีจำนวนรอบ N รอบ กระแสที่ไหลในชิ้นงานก็จะมีค่าเป็นจำนวน N เท่าของกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำ การให้ความร้อนเป็นการให้เฉพาะบริเวณที่มีขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบ

2. ในชุดทดสอบอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีหลักการทำงาน โดยการแปลงกำลังไฟฟ้าความถี่ต่ำ ไปเป็นความถี่สูง โดยมีโครงสร้างของเครื่องเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนด้วยความถี่สูงการมีส่วนประกอบดังนี้

- 1) ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz
- 2) ภาคจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
- 3) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
- 4) เครื่องเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อนแก่ชิ้นงาน

3. กล่าวถึงหลักการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเครื่องเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนด้วยความถี่สูง มองเสมือนเป็นโหลด RLC อนุกรมแบบรีโซแนนท์ ที่สภาวะการเกิดรีโซแนนท์ของโหลด RLC อนุกรมเรโซแนนท์ อิมพีแดนซ์จะเหลือเฉพาะค่าความต้านทานเพราะค่า รีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้หักล้างกันหมด เป็นสภาวะที่โหลดมีกำลังไฟฟ้าสูงสุด

บทที่ 3

การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ เครื่องให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง

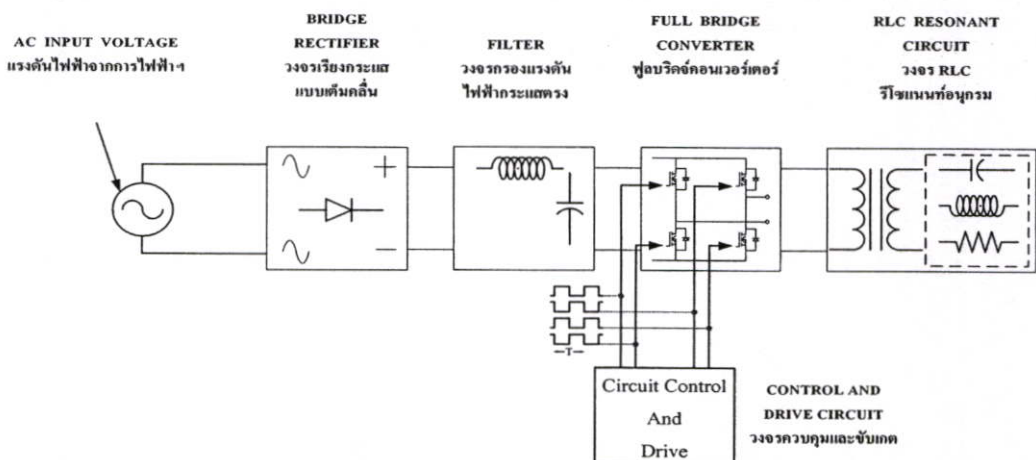
3.1 บทนำ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นนี้ เป็นเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่สร้างไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ ประเภทมอสเฟตกำลัง โดยมีอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50-70 kHz เพื่อจ่ายกำลังให้กับขดลวดโดยผ่านหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เฟอร์ไรต์เป็นแกนเหล็กของหม้อแปลงความถี่สูงโดยอาศัย turn ratio ของหม้อแปลงที่มีค่าเท่ากับ 11 เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ที่มีมอสเฟตกำลังเป็นสวิทช์ ให้กระแสเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ประมาณ 19 แอมแปร์ เพราะด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงมีจำนวนขดลวดมากกว่าจึงกระแสต่ำกว่าด้านทุติยภูมิที่มีจำนวนขดลวดน้อยกว่า

3.2 รูปแบบของ อินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

โครงสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบ่งได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันคือภาคกำลัง ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงของระบบ และวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนที่สองเป็นภาคควบคุม ประกอบด้วยวงจรควบคุม วงจรขับเคลื่อนเพื่อทำหน้าที่แยกภาคกำลังและภาคควบคุมออกจากกัน โดยภาคควบคุมสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์โดยการ ควบคุมเนื้อแรงดันทางด้านเอาต์พุตทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรส่วนที่ 3 เป็นโหลดแบบเรโซแนนท์

โครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้แสดงดังรูปที่ 3.1



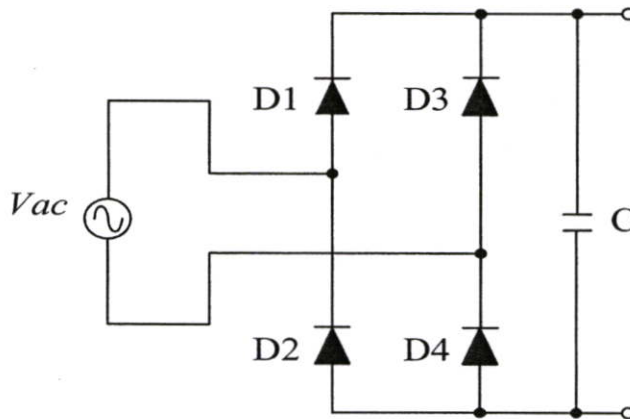
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

3.2.1 วงจรภาคกำลัง

วงจรกำลังทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ จากสายส่งของการไฟฟ้าเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงสำหรับป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงขึ้นในชิ้นงาน อันจะเป็นผลทำให้เกิดความร้อนขึ้นในชิ้นงาน วงจรภาคกำลังประกอบไปด้วยวงจรร้อยดังนี้

1. วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อช่วยให้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งมีแรงดันระหว่างสาย 220 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งวงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 1 เฟส (Single phase bridge rectifier) และตัวเก็บประจุ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองให้เป็นแรงดันคิซีตรงเรียบ ซึ่งแบบนี้เป็นแหล่งจ่ายแบบแรงดัน

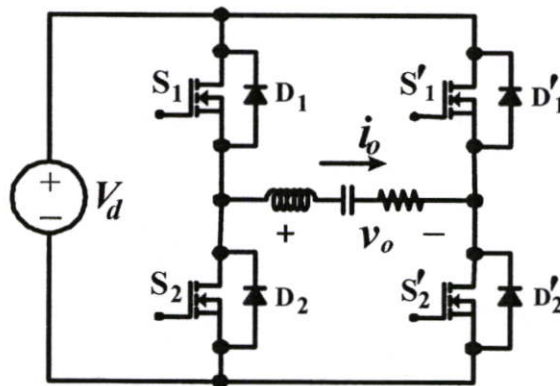


รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

2. วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยจะทำหน้าที่จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำโดยผ่านหม้อแปลงความถี่สูง วงจรที่ใช้ในภาคนี้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ (Full Bridge Inverter) วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ใช้ในวงจร จะเป็นฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตกำลัง (Power mosfet) เป็นสวิตช์ โดยการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต (Power mosfet) จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา คือ S_1 และ S_2' จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลา ของคาบเวลาแรกและเมื่อหยุด

นำกระแส S_2 และ S'_1 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาของคาบเวลาหลังซึ่งจะทำงานอย่างนี้ไปเรื่อยๆ ส่วนไดโอดที่คร่อมเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่ฟรีวีลิ่ง (Free Wheeling) คือขณะที่มอสเฟต S_1 และ S'_2 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดปฐุมภูมิจะมีการกลับแรงดันทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 อยู่ในสภาวะไบอัสตรงและมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดลวดปฐุมภูมิซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสเหล่านี้ไหลเข้ามอสเฟต เพราะอาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้ จึงต้องมีไดโอดเป็นทางผ่านของกระแส ซึ่งมอสเฟตแบบ IRFP460 ที่ใช้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์ จะมีไดโอดอยู่ภายในตัวของมันเองอยู่แล้วในการทำงานของมอสเฟต ระหว่างมอสเฟต S_1 และ S'_2 หรือ S_2 และ S'_1 จะทำงานหรือนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและ มอสเฟตอาจเกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นในการทำงานจะต้องมีการเผื่อเวลาในการขับสวิตช์ ของมอสเฟต คือจะให้ S_1 และ S'_2 ทำงานพร้อมกัน และเมื่อสวิตช์ S_2 และ S'_1 จะทำงานได้ต้องให้สวิตช์ S_1 และ S'_2 หยุดทำงานก่อน จึงจะสามารถทำงานได้

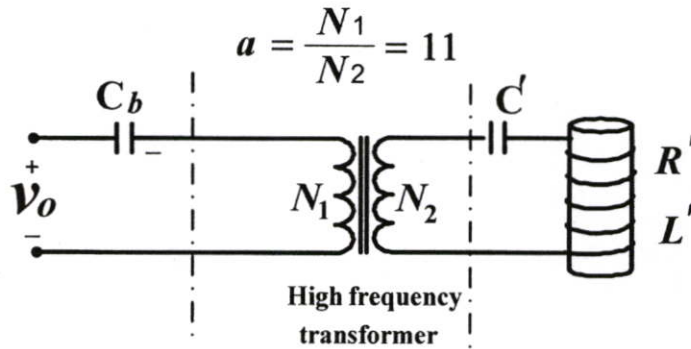


รูปที่ 3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.2 ชุดโหลดเรโซแนนซ์ (Load Resonant)

ชุดโหลดให้ความร้อนด้วยความถี่สูง ซึ่งมองวงจรเสมือน โหลดเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ เป็น RLC อนุกรมแบบเรโซแนนท์ ซึ่งเป็นชุดโหลดที่รับแรงดันความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ แต่การที่จะทำให้เหล็กร้อนแดงได้ต้องมีกระแสสูงมาก เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้ จึงใช้หม้อแปลงความถี่สูงโดยอาศัย Turn ratio ของหม้อแปลงเพื่อลดกระแสทางด้านปฐุมภูมิให้มีขนาดพิกัดที่อินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ที่เหมาะสม การที่ได้กำลังงานไฟฟ้าสูงสุดจึงจำเป็นต้องใช้คาปาซิเตอร์มาต่ออนุกรมกับ โหลด เพื่อที่โหลดตอนสภาวะเรโซแนนท์ รีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหักล้างกับรีแอกแตนซ์ที่เกิดจากคาปาซิเตอร์หมด ซึ่งทำให้อิมพีแดนซ์ของโหลดเหลือ

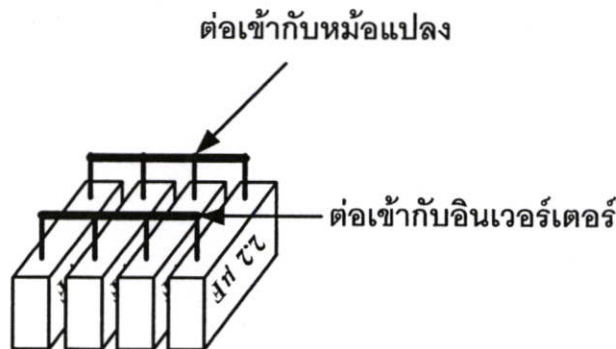
เฉพาะค่าของตัวต้านทาน ซึ่งเป็นสภาวะที่อิมพีแดนซ์น้อยที่สุดจึงทำให้กระแสไหลในสภาวะนี้ไหลมากที่สุด และส่วนประกอบของโหลดแบ่งเป็น 3 ส่วน



รูปที่ 3.4 ชุดเครื่องเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน

1. คาปาซิเตอร์(Cb)ป้องกันแรงดันกระแสตรงเข้าสู่หม้อแปลง

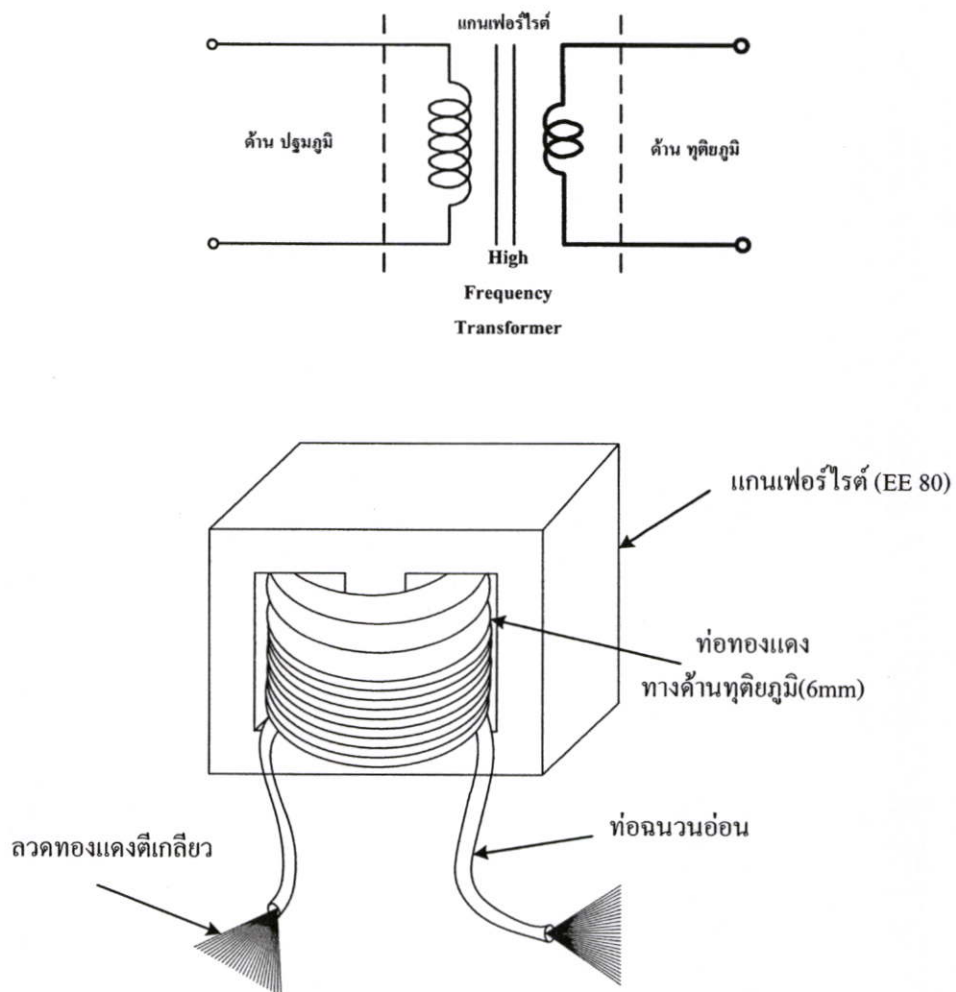
การนำคาปาซิเตอร์มาอนุกรมกับหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 3.4 ทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของงานวิจัยนี้เป็นการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร ซึ่งทำให้แรงดันที่มาจากอินเวอร์เตอร์ไม่สมมาตรเมื่อทำการเงื่อนไข ทำให้มีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงรวมอยู่ด้วย ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไปในบทที่ 4 และเพื่อป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าสู่หม้อแปลง ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงเกิดความเสียหายได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อคาปาซิเตอร์(Cb)อนุกรมกับหม้อแปลงทางด้านปฐมภูมิ และปลายอีกด้านต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ทนต่อกระแสสูงที่ไหลผ่าน และต้องการค่าของคาปาซิเตอร์ให้มีค่ามากกว่าค่าคาปาซิเตอร์ที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์มากๆ เพื่อไม่ให้ค่าคาปาซิเตอร์(Cb)ส่งผลต่อค่าคาปาซิเตอร์ที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์ จึงจำเป็นต้องนำคาปาซิเตอร์(Cb) มาต่อขนานกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การต่อขนานคาปาซิเตอร์ C b เพื่อป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าหม้อแปลง

2. หม้อแปลงส่งผ่านกำลังความถี่สูง(High Frequency Transformer)

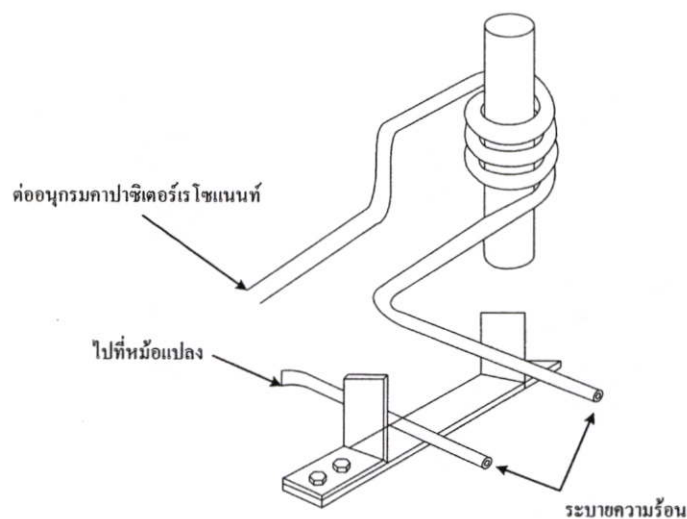
จากผลการวัดและการคำนวณทางทฤษฎีจะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำที่มีชิ้นงานมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงเพื่อปรับระดับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้มีความเหมาะสมกับแรงดันของโหลด นอกจากนี้ยังทำหน้าที่แยกโหลดขดลวดเหนี่ยวนำที่มีชิ้นงานออกจากสายส่งไฟฟ้า ชุดหม้อแปลงความถี่สูงจะเลือกใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะว่ามีจุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจาก ชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งภายในจะประกอบไปด้วยจำนวนขดลวดทองแดงตีเกลียวจะอยู่ทางด้านปฐมภูมิ และทางด้านทุติยภูมิจะใช้ท่อทองแดงเป็นตัวนำเพื่อที่จะสามารถระบายความร้อน ดังแสดงในรูปที่ 3.6 โดยใช้น้ำไหลเข้าไปในท่อทองแดง เนื่องจากทางด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูงดังนั้นเราจึงใช้น้ำเป็นตัวระบายความร้อนซึ่งกระแสที่ไหลจะไหลเฉพาะแค่ที่ผิวของท่อทองแดงเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพสูงและอายุการใช้งานได้นาน



รูปที่ 3.6 ชุดหม้อแปลงความถี่สูงใช้แกนเฟอร์ไรต์

3 การเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเป็นส่วนประกอบสำคัญที่สุดส่วนหนึ่งของงานการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าเพื่อแปลงรูปพลังงานให้อยู่ในรูปแบบกำลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อจะใช้เส้นแรงแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานซึ่งปกติจะเป็นวัสดุที่มีลักษณะเป็นสารแม่เหล็กเช่นเหล็ก เป็นต้น ในกาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช้การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยทั่วไป ดังแสดงรูปที่ 3.7 จากพิกัดต่างๆและจุดประสงค์และลักษณะการนำไปใช้งาน กระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน



รูปที่ 3.7 ขดลวดการให้ความร้อนแก่ชิ้นเหล็กและการระบายความร้อน

ในการออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบได้เลือกที่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม ชนิดจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งจะมีแรงดัน DC เท่ากับ 310 โวลต์คั้งนั้นโดยปกติขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีใช้ทั่วไปจะมีจำนวนรอบน้อยมาก ซึ่งจะไม่สามารถรับแรงดันที่สูงได้คั้งนั้นจึง จำเป็นต้องลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนลงในระดับที่ขดลวดและแหล่งจ่ายความถี่สูงสามารถเข้ากันได้ ซึ่งทำโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลง ซึ่งก็จะทำให้กระแสด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูง คั้งนั้นในการออกแบบขดลวดจึง จำเป็นที่จะต้องให้สามารถรับปริมาณกระแสที่สูงได้ประมาณ 190 แอมแปร์ และเนื่องจากเป็นการทำงานที่ความถี่สูงซึ่งมีผลของ Skin effect ทำให้ กระแสส่วนใหญ่ไหลเฉพาะที่บริเวณผิวของตัวนำคั้งนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจำเป็นต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขอลวดจึงต้องมีพื้นที่เพียงพอในการให้กระแสไหลได้อย่างเพียงพอการระบายความร้อนและอายุการใช้งาน เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงและ

ปริมาณมากไหลผ่านจึงทำให้เกิดความร้อนเนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น และขดลวดนี้ยังวางอยู่ใกล้แท่งเหล็กชิ้นงาน ซึ่งมีอุณหภูมิสูงมากทำให้ขดลวดได้รับความร้อนมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนให้กับขดลวด ซึ่งจากลักษณะของขดลวดซึ่งได้เลือกใช้เป็นท่อทองแดงซึ่งง่ายต่อการขุดและการพันดังนั้นจึงเลือกการระบายความร้อน โดยใช้ปั๊มน้ำไหลวนผ่านภายในขดลวดอยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพสูงและอายุการใช้งานนาน

3.2.3 ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

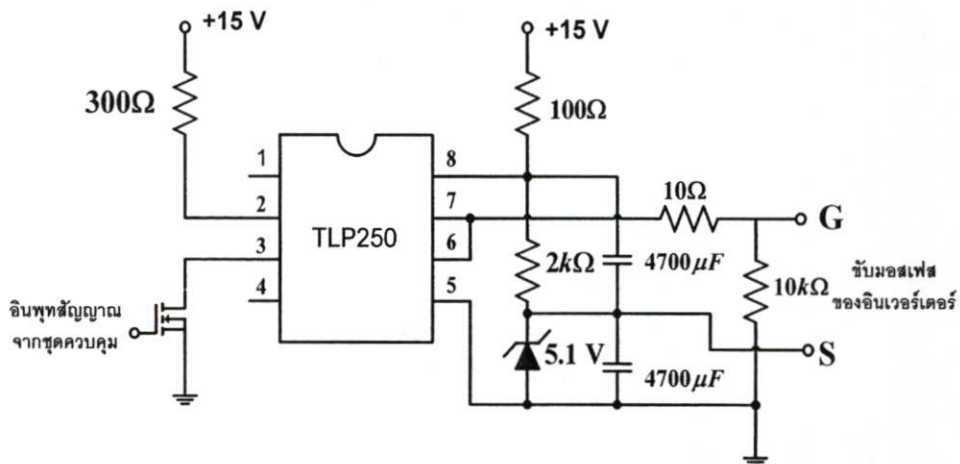
วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

1. วงจรควบคุม (Control Circuit)

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม(Square Wave)ได้ตั้งสัญญาณที่ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการขับสัญญาณขาเกิดของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะใช้ ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีขนาด 16 ขา ในการสร้างสัญญาณ ซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และ ปรับประวิงเวลา การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 6 และการปรับประวิงเวลา(Dead Time)สามารถทำได้โดยการปรับค่า ความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 4 การปรับการเลื่อนเฟสสามารถทำได้โดยการต่อไอซีประเภทลอจิกต่างๆเพื่อให้ได้สัญญาณที่ต้องการ

2. วงจรขับขาเกิด (Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดวงจรควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับชุดวงจรขับขาเกิด โดยชุดวงจรขับขาเกิดนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ที่ทำงานเชื่อมต่อโดยแสงแยกกราวน์ เพื่อแยกกราวน์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน ดังรูปที่ 3.8 ได้แสดงวงจรขับขาเกิดสวิทช์เพียงตัวเดียว จากรูปจะมีซีเนอร์ไดโอดเพื่อคั้งแรงดันเป็นลบ

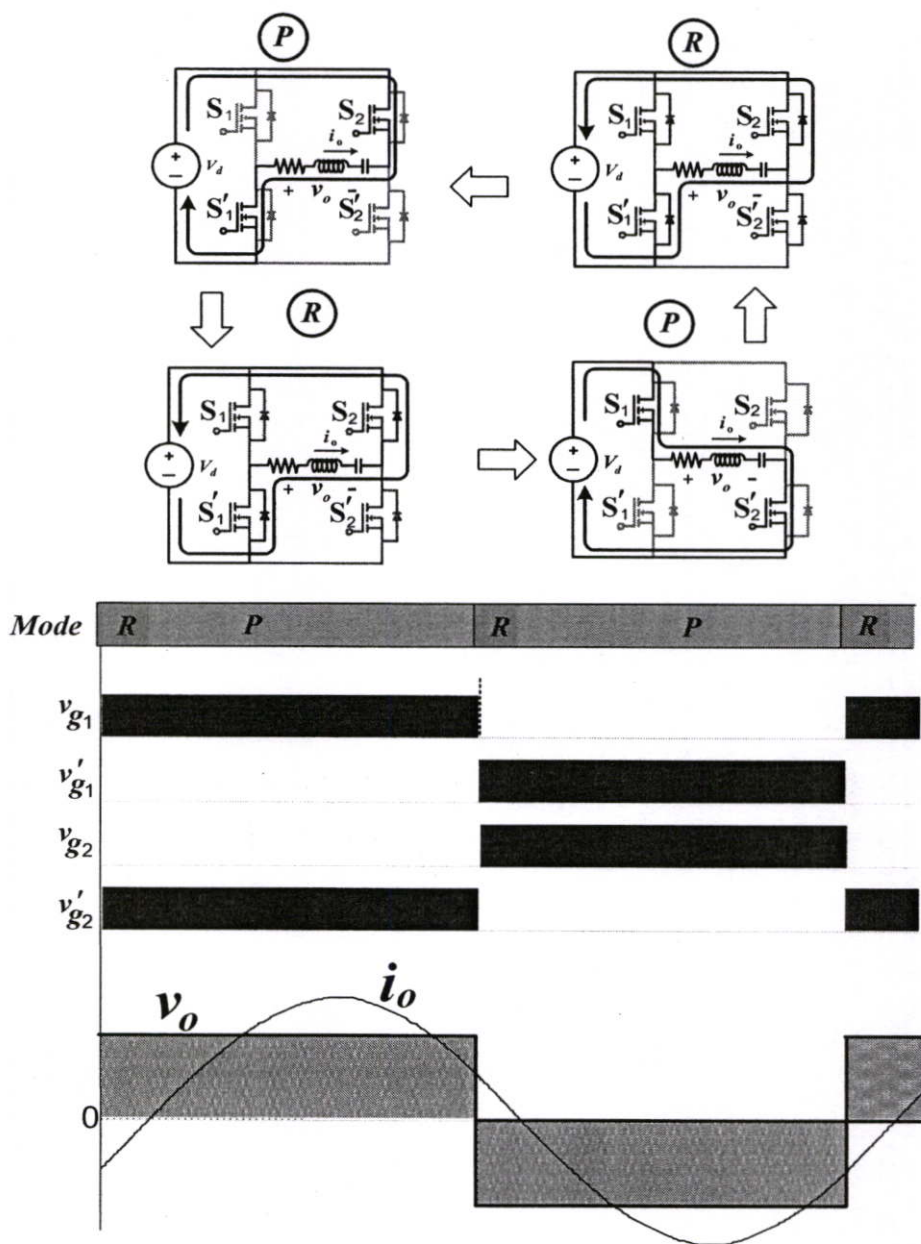


รูปที่ 3.8 วงจรขับขาเกิดทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างภาคกำลังและภาคควบคุม

3.3 หลักการทำงานเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบรีโซแนนท์อนุกรม

3.3.1 หลักการทำงานและการควบคุมของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์โดยทั่วไป

จากโครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ที่มีการทำงานแบบพื้นฐานมี โหมดการทำงาน Powering (P) และ Regenerating (R) ดังแสดงในรูปที่ 3.9 และได้แสดงทิศทางการไหลของกระแสในวงจรซึ่งทำงาน (R)(P)(R)(P) ทุก ๆ 1 ไซเคิล พร้อมทั้งแสดงสัญญาณควบคุมแบบทั่วไปของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

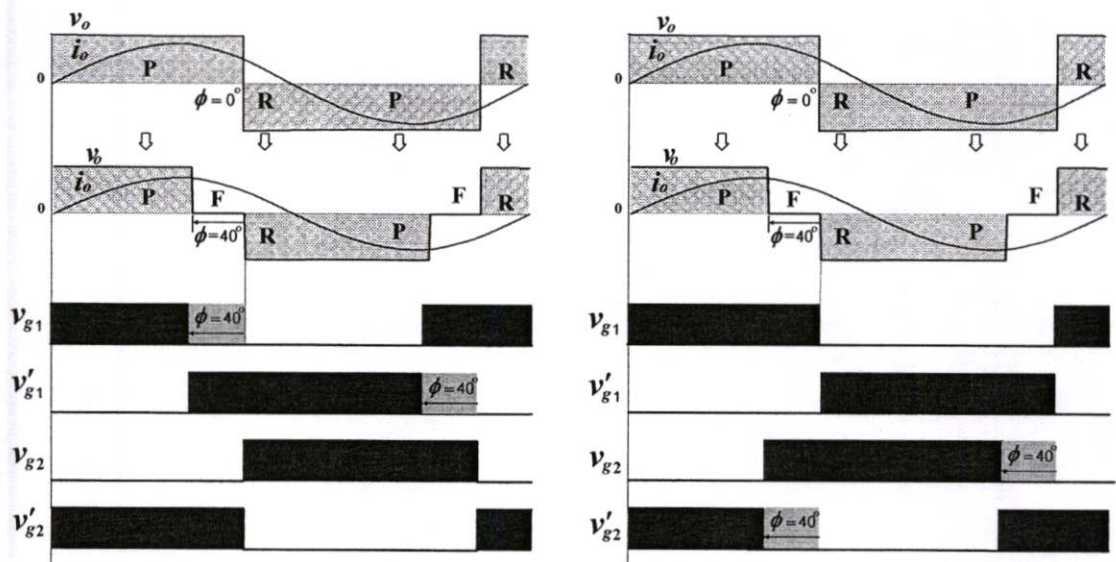


รูปที่ 3.9 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบทั่วไปที่จ่ายโหลด RLC อนุกรมรีโซแนนท์

3.3.2 การเปรียบเทียบกับหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

1. การควบคุมเนื้อแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบสมมาตร(Phase - Shift Control)

การควบคุมแบบการเลื่อนเฟสเป็นเทคนิคอย่างหนึ่งในการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต ซึ่งได้แสดงเปรียบเทียบกับการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบทั่วไปดังรูปที่ 3.9 โดยทำการการเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ ดังรูปที่ 3.10 โดยการควบคุมสัญญาณสามารถควบคุมกิ่งใดกิ่งหนึ่งก็ได้ของวงจรแบบฟลูบริดจ์ ซึ่งรูปคลื่นแรงดันที่ได้นี้มีลักษณะเหมือนกันทั้งการเลื่อนเฟสข้างหน้าและกิ่งหลัง โดยรูปที่ 3.10(ก) ควบคุมการเลื่อนเฟสด้วยสวิตช์ S_1 และ S'_1 ของกิ่งหน้า และรูปที่ 3.10(ข) ควบคุมการเลื่อนเฟสด้วยสวิตช์ S_2 และ S'_2 ของกิ่งหลัง ซึ่งจะได้รูปคลื่นแรงดันที่เหมือนกันทั้ง 2 กิ่ง



(ก) การเลื่อนเฟสข้างหน้า

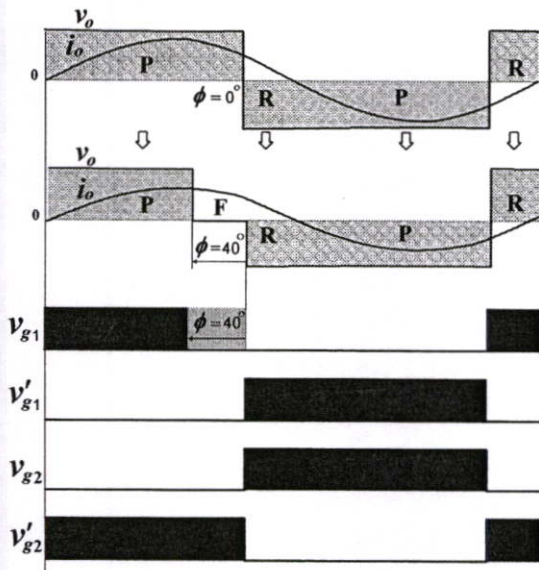
(ข) การเลื่อนเฟสกิ่งหลัง

รูปที่ 3.10 สัญญาณการควบคุมเนื้อแรงดันที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตร(Phase Shift Control) ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$

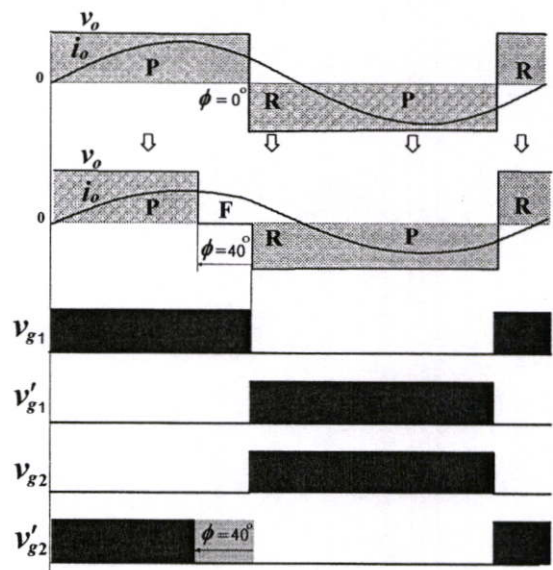
2. การควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร(Asymmetrical Voltage Control)

การควบคุมแบบการเงื่อนไขเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรที่งานวิจัยนี้ได้นำเสนอ ได้ทำการเปรียบเทียบกับรูปคลื่นแรงดันของอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์โดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่ง จะเห็นว่าสามารถควบคุมการเงื่อนไขเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรด้วยสวิตซ์ตัวใดตัวหนึ่งก็ได้ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะได้รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรเหมือนกัน แต่แตกต่างตรงด้านซิกบวกรหรือซิกลบเมื่อวัดแรงดัน v_o เป็นทิศทางอ้างอิงดังรูปวงจรในรูปที่ 3.9 ดังนั้นการควบคุมแรงดันทางด้านซิกบวกรต้องควบคุมสวิตซ์ S_1 หรือ S'_2 ตัวใดตัวหนึ่ง แสดงรูปคลื่นดังรูปที่ 3.11 (ก)และ 3.11 (ข)

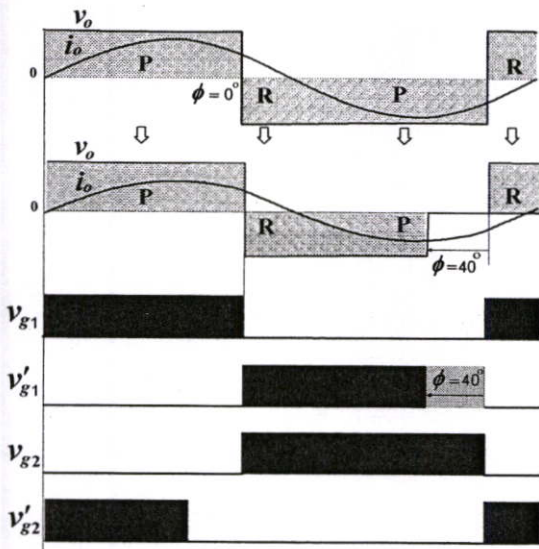
ตามลำดับ เมื่อต้องการควบคุมแรงดันทางด้านซีกลบต้องควบคุมสวิตช์ S_1' หรือ S_2 ตัวใดตัวหนึ่ง
 ได้รูปคลื่น ดังรูปที่ 3.11 (ค)และ 3.11 (ง) ตามลำดับ



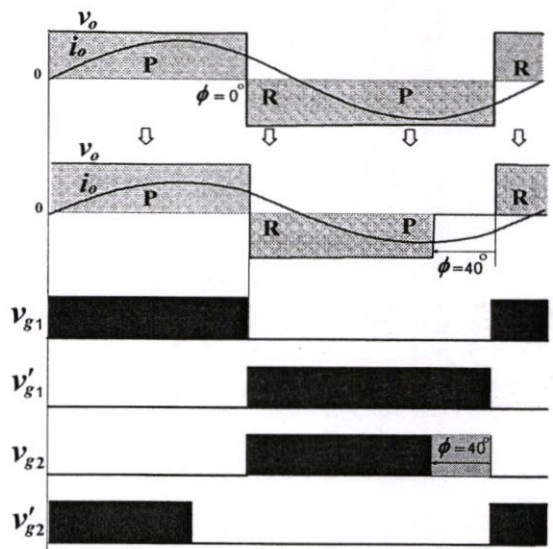
(ก) การเลื่อนเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวก
 ด้วยสวิตช์ S_1



(ข) การเลื่อนเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวก
 ด้วยสวิตช์ S_2'



(ค) การเลื่อนเนื้อแรงดันทางด้านซีกลบ
 ด้วยสวิตช์ S_1'



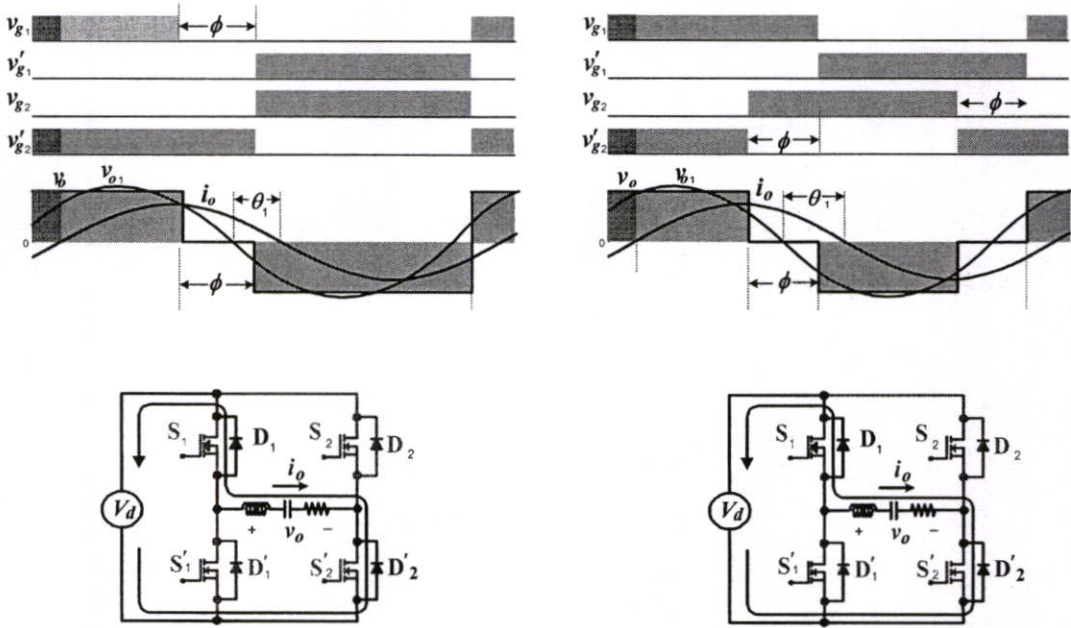
(ง) การเลื่อนเนื้อแรงดันทางด้านซีกลบ
 ด้วยสวิตช์ S_2

รูปที่ 3.11 สัญญาณการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุมเลื่อนเนื้อที่มุม $\phi = 40^\circ$

3.3.3 การเปรียบเทียบโหมดการทำงานแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร

การทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control) ที่การควบคุมเนื้อแรงดันเอาต์พุต v_o ทางด้านซีกบวก เพื่อให้ขนาดแอมพลิจูดของแรงดันพื้นคาเมนทอล v_{o1} มีค่าลดลง เพื่อให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง ซึ่งมีโหมดการทำงานใน 1 ไชเคิลของแรงดันเอาต์พุต v_o ประกอบด้วยโหมด Powering (P), Free-wheeling (F) และ Regenerating (R) โดยทุกๆ 1 ไชเคิลจะมีการทำงาน $(R)(P)(F)(R)(P)$ ต่อเนื่องกันไปตลอด จากรูปยังได้แสดงทิศทางการไหลของกระแสเอาต์พุต i_o ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของแต่ละโหมด พร้อมทั้งยังแสดงสัญญาณการควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต v_o ที่มีการเหนี่ยวนำเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวกเป็นมุม ϕ โดยการควบคุมสัญญาณ v_{g1} ของสวิตช์ S_1 เพียงตัวเดียวพร้อมทั้งยังแสดงโหมดการทำงานของแบบการเลื่อนเฟสเพื่อเปรียบเทียบ โดยควบคุมสวิตช์กึ่งคู่หลังการเลื่อนเฟส S_2 และ สวิตช์ S'_2 และมุมการเลื่อนเฟส ϕ ทำกันกับการควบคุมด้วยเนื้อแบบไม่สมมาตรซึ่งได้แสดงเป็นโหมด ๆ ดังนี้

1. โหมด I (Regenerating Mode) : เป็นโหมดกำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ในโหลดเอชซึ่งจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D_1 และ D'_2 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นบวกแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นลบ ซึ่งโหมดการทำงานนี้มีทิศทางการไหลผ่านไดโอด D_1 และ D'_2 เหมือนกันทั้ง 2 แบบ ทั้งแบบการเหนี่ยวนำเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร และแบบการเลื่อนเฟสดังแสดงรูปที่ 3.12(ก) และ 3.12(ข) ตามลำดับ

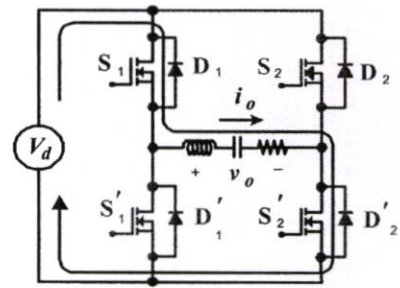
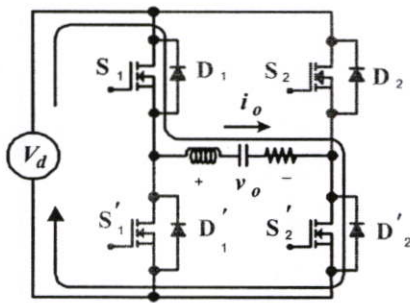
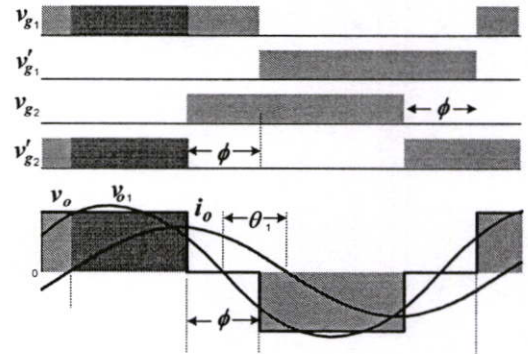
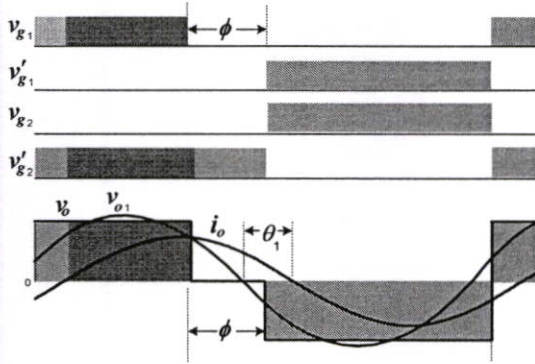


(ก) แบบ Asymmetrical Voltage Control

(ข) แบบ Phase Shift Control

รูปที่ 3.12 เปรียบเทียบโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Regenerating Mode

2. โหมด II (Powering Mode) : กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_1 และ S'_2 ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จะเป็นบวก ซึ่งโหมดทำงานนี้มีทิศทางกระแสไหลผ่านสวิตช์ S_1 และ S'_2 เหมือนกันทั้ง 2 แบบ ทั้งแบบการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร และการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรด้วยการเลื่อนเฟส ดังแสดงรูปที่ 3.13(ก) และ 3.13(ข) ตามลำดับ

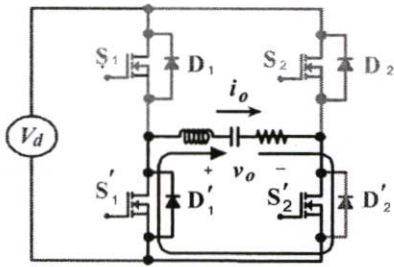
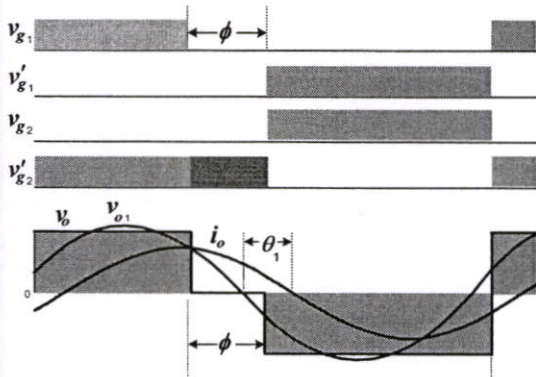


(ก) แบบ Asymmetrical Voltage Control

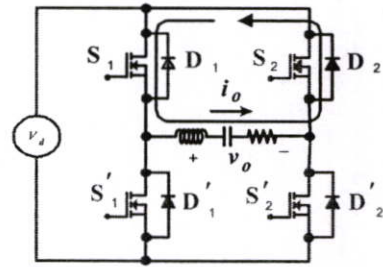
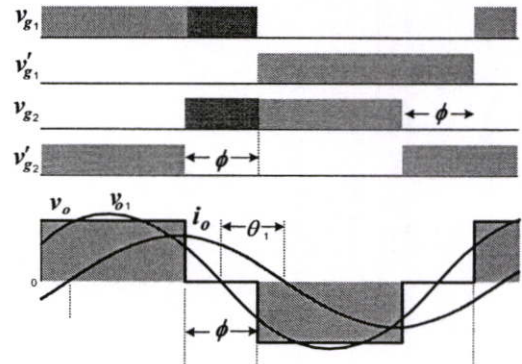
(ข) แบบ Phase Shift Control

รูปที่ 3.13 เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Powering Mode

3. โหมด III (Freewheeling Mode) : ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและโหลดเอซีแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดเอซีจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร ซึ่งแบบไม่สมมาตรกระแสนี้จะไหลผ่านสวิตช์ D'_1 และไดโอด S'_2 ดังแสดงในรูปที่ 3.14(ก) ซึ่งแตกต่างจากโหมดการทำงานของกรเลื้อนเฟสซึ่งกระแสนี้จะไหลผ่านสวิตช์ S_1 และไดโอด D_2 ดังแสดงในรูปที่ 3.14(ข)



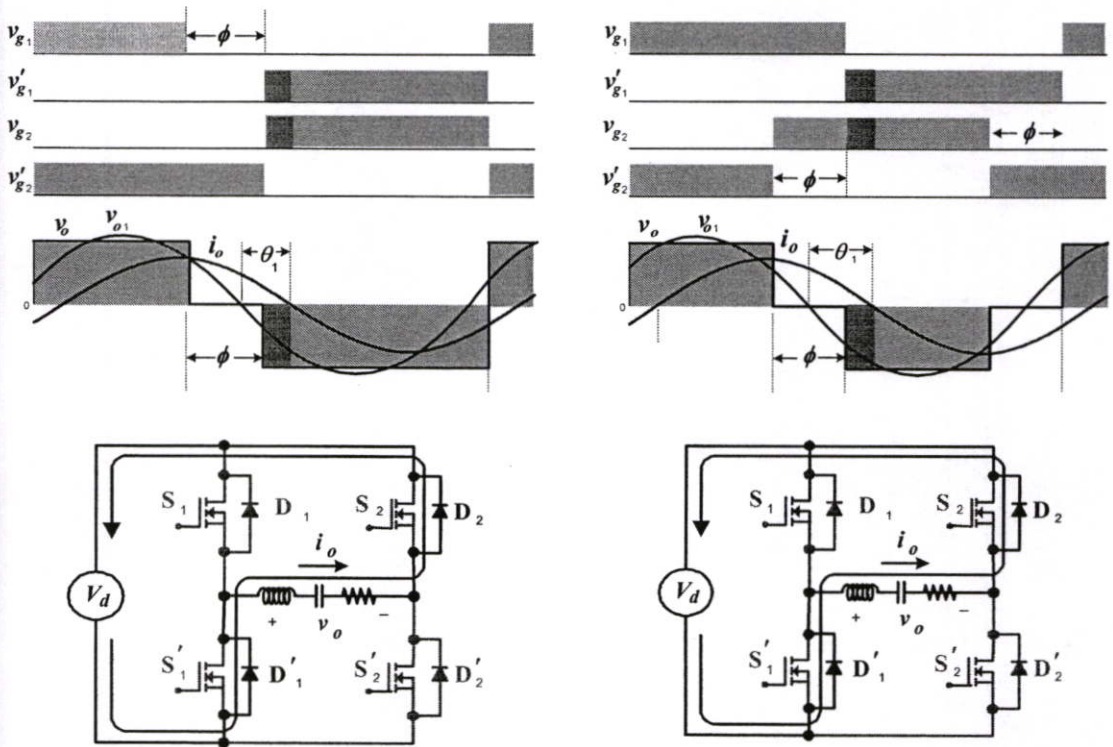
(ก) แบบ Asymmetrical Voltage Control



(ข) แบบ Phase Shift Control

รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Freewheeling Mode

โหมด IV (Regenerating Mode) : กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ที่เอซีโพลจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D'_1 และ D_2 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นลบแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นบวก ซึ่งโหมดการทำงานนี้มีทิศทางการไหลผ่านไดโอด D'_1 และ D_2 เหมือนกันทั้ง 2 แบบ ทั้งแบบการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรและการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรด้วยการเลื่อนเฟส ดังแสดงรูปที่ 3.15(ก) และ 3.15(ข) ตามลำดับ

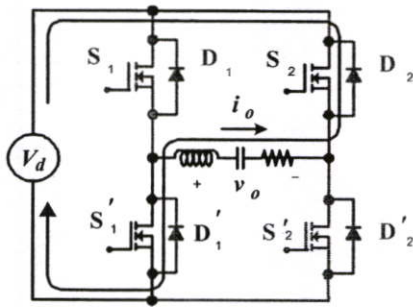
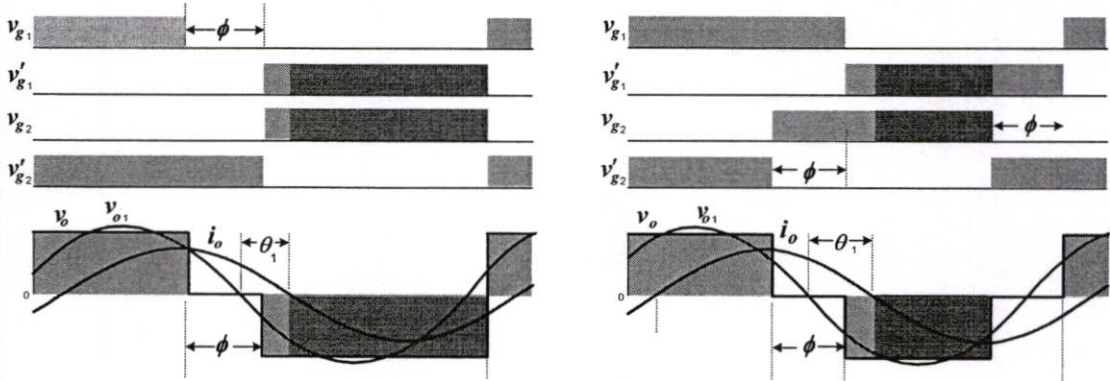


(ก) แบบ Asymmetrical Voltage Control

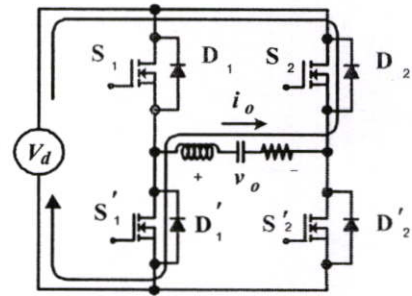
(ข) แบบ Phase Shift Control

รูปที่ 3.15 เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Regenerating Mode

โหมด V (Powering Mode) : กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_2 และ S'_1 ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จะเป็นลบ ซึ่งโหมดการทำงานนี้มีทิศทางการไหลผ่านสวิตช์ S_2 และ S'_1 เหมือนกันทั้ง 2 แบบ ทั้งแบบการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร และการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรด้วยการเลื่อนเฟส ดังแสดงรูปที่ 3.16(ก) และ 3.16(ข) ตามลำดับ



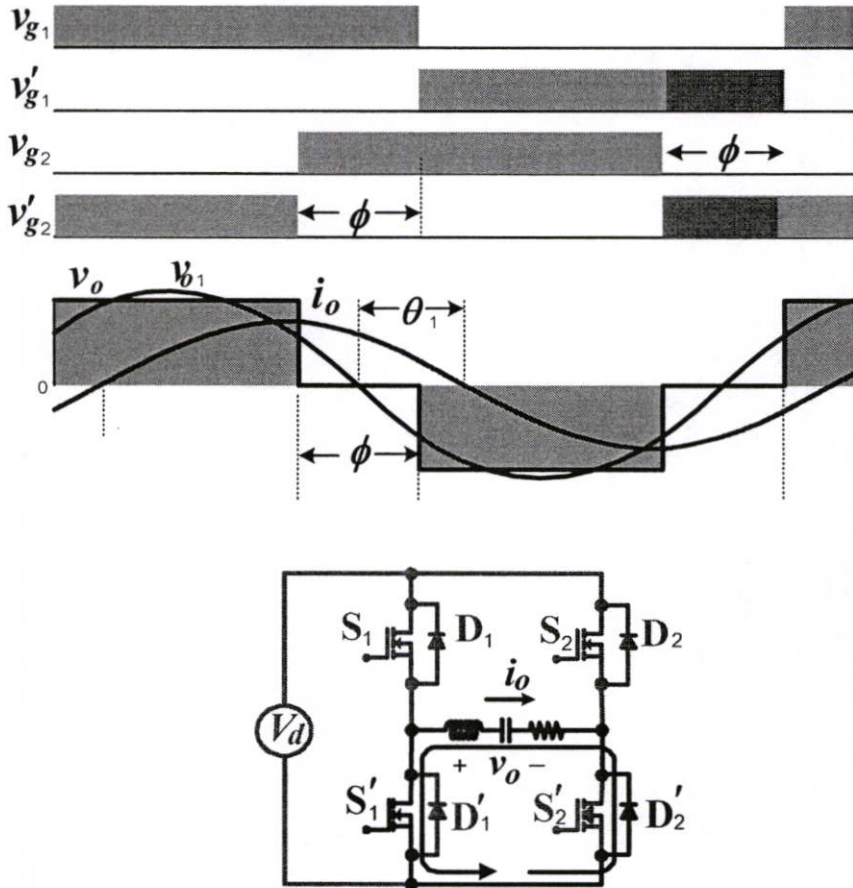
(ก) แบบ Asymmetrical Voltage Control



(ข) แบบ Phase Shift Control

รูปที่ 3.16 เปรียบเทียบโหมดการทำงานที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะ Powering Mode

โหมด VI (Freewheeling Mode) : ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและโหลดเอซีแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดเอซีจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะไหลผ่านสวิตช์ S'_1 และไดโอด D'_2 ดังแสดงในรูปที่ 3.17 (การควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage Control ,AVC จะไม่เกิดโหมดการทำงานนี้)



รูปที่ 3.17 โหมดการทำงานที่มีการควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรของอินเวอร์เตอร์ในสถานะ Freewheeling Mode

3.4 สรุป

1. ได้นำเสนอโครงสร้างเครื่องเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนด้วยความถี่สูงโดยทั่วไปสามารถแบ่งเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้

1) ภาคกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นส่วนที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดโดยผ่านเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์เพื่อจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ในการสร้างแรงดันความถี่สูงให้กับเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2) ชุดให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน ซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงความถี่สูง และขดลวดเหนี่ยวนำชิ้น และ ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์

3) ชุดควบคุมสัญญาณเป็นตัวสร้างสัญญาณเพื่อไปควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตรเพื่อควบคุมให้กับอินเวอร์เตอร์ทำงานในแบบต่าง ๆ

2. ได้นำเสนอการควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เนื้อหาในบทนี้ได้ศึกษาการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรและไม่สมมาตร โดยที่แบบสมมาตร มีวิธีควบคุมสวิตช์กึ่งคู่หน้าหรือกึ่งคู่หลังของอินเวอร์เตอร์ก็ได้ ซึ่งจะได้แรงดันมีลักษณะเหมือนกันทั้ง 2 วิธี ดังนั้นการควบคุมแบบสมมาตรสามารถควบคุมการเลื่อนเฟสถึงใดถึงหนึ่งก็ได้ และการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยเลือกเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรสามารถควบคุมสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งของอินเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียว ซึ่งจะได้แรงดันแบบไม่สมมาตรทางด้านซิกบวทหรือซิกลบขึ้นอยู่กับทิศทางการวัดของแรงดันอ้างอิง

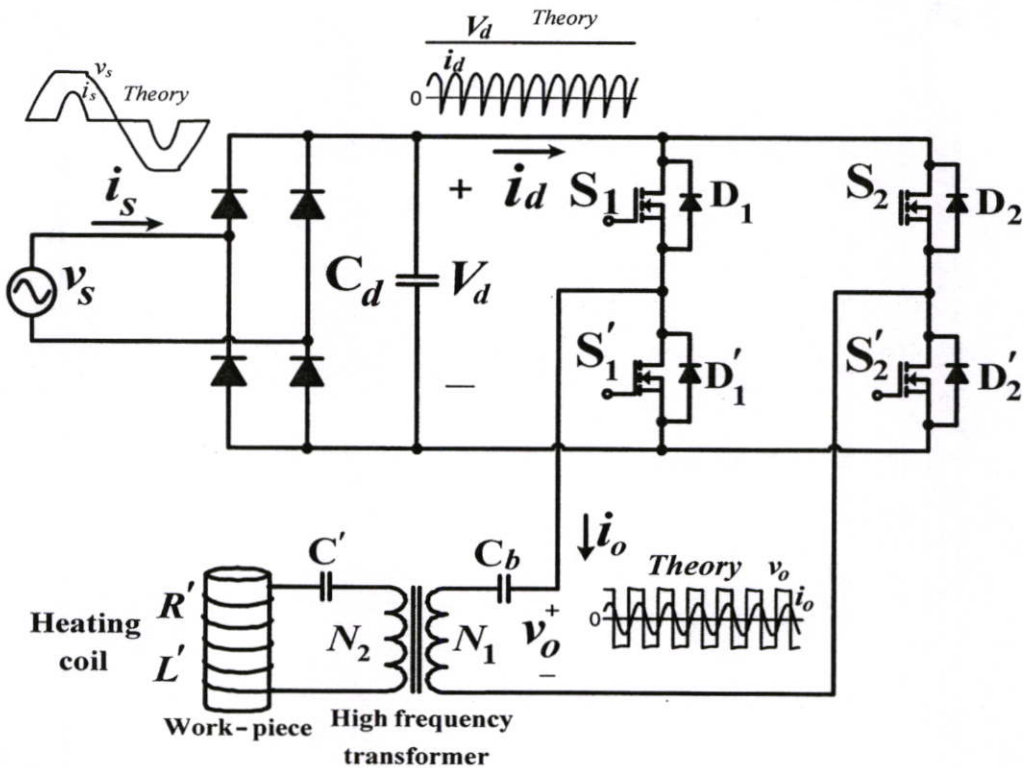
3. โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมทั่วไปสามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดการทำงาน คือ โหมด 1 Regenerating Mode ในโหมดนี้โหลดจะคืนพลังงานให้สู่แหล่งจ่าย โหมด 2 Powering Mode ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังให้กับโหลด ส่วนในโหมด 3 Regenerating Mode จะจ่ายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่าย เช่นเดียวกับโหมด 1 และ โหมดที่ 4 Powering Mode โหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเช่นเดียวกับโหมด 2 แต่การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร จะมีโหมด Freewheeling Mode เกิดขึ้นซึ่งได้กล่าวในหัวข้อที่ 3.3.3 ซึ่งโหมดนี้ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่าย

บทที่ 4

การวิเคราะห์และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่มุม เลื่อนเฟสต่าง ๆ ของอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.1 บทนำ

งานวิจัยที่นำเสนอในบทความนี้ เกี่ยวกับรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร เพื่อใช้ในงานเกี่ยวกับเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงดังรูปที่ 4.1 โดยคำนวณและทดสอบหาค่าแรงดัน v_o ที่มุมเลื่อนต่างๆ กระแส i_o และกำลังไฟฟ้า P_o ที่ความถี่สูงทางด้านเอาต์พุต ตลอดจนคำนวณหาค่าแรงดัน V_d กระแสเฉลี่ย i_d และกำลังไฟฟ้า P_d โดยนำผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลองทุกขั้นตอนเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอ อินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งมีวิธีการในการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ง่ายให้กับโหลดโดยทั่วไปด้วยการเลื่อนเฟส (PSC, Phase Shift Control) ดังรูปคลื่นบนในรูปที่ 4.2(ข)

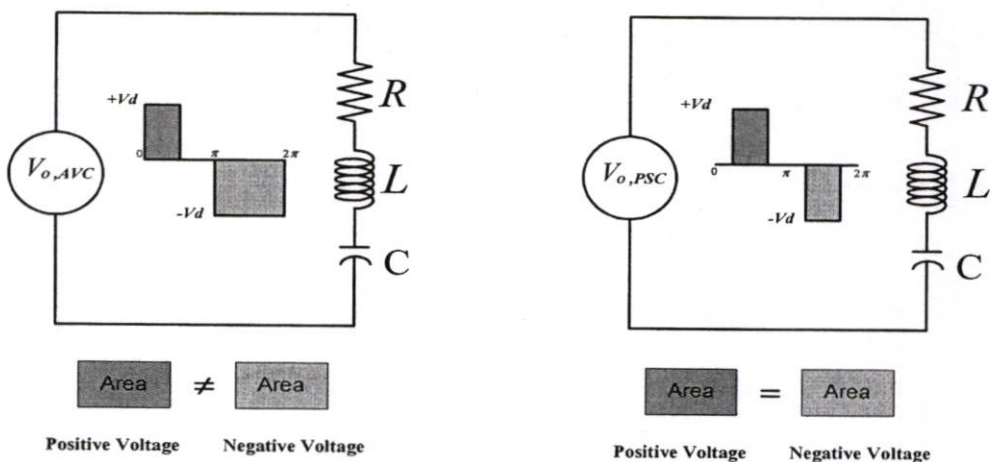


รูปที่ 4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ขับ โหลด Induction Heating แบบรีโซแนนซ์

ซึ่งการเลื่อนเฟสสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการลดเนื้อแรงดันแบบสมมาตรดังรูป 4.2 (ข) แต่เมื่อทำการเลื่อนเฟสทุกครั้งจะต้องปรับเพิ่มความถี่ตลอดย่านการปรับเลื่อนเฟสจึงทำให้ยากต่อการปรับลดกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด ด้วยสาเหตุนี้ในงานวิจัยที่นำเสนอจึงได้หาวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบใหม่เพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมกำลัง ซึ่งได้นำเสนอวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับลดกำลังไฟฟ้าด้วยการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร (AVC, Asymmetrical Voltage Control) ดังรูปคลื่นล่างในรูปที่ 4.2 (ก) โดยสามารถปรับเพิ่มมุมเงื่อนไขแรงดันทางด้านซีกบวกให้มีขนาดลดลงตามมุมเงื่อนไขแรงดัน ซึ่งวิธีนี้สามารถคงค่าความถี่ไว้ค่าหนึ่ง ตลอดย่านการปรับมุมเงื่อนไขแรงดันเพราะแบบไม่สมมาตรจะเพิ่มความถี่น้อยกว่าแบบเลื่อนเฟสจึงสามารถคงค่าความถี่ที่เหมาะสมไว้ได้เมื่อทำการเงื่อนไขแรงดัน ส่วนรายละเอียดในการวิเคราะห์ทั้งหมดได้นำเสนอไว้แล้วในบทความวิจัยนี้ทั้งในการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องโดยทำการคำนวณวิเคราะห์คลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุตของงานวิจัยที่นำเสนอเพื่อนำไปคำนวณหากำลังทางด้านเอาต์พุต P_o

4.2 การวิเคราะห์การเปรียบเทียบสมการทางด้านเอาต์พุตแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

จากรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต สามารถคำนวณเพื่อกระจายอนุกรมฟูเรียร์ โดยแรงดันแต่ละฮาร์โมนิกส์ เปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน v_{on} ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหากระแสทางด้านเอาต์พุต i_o ด้วยการหารอิมพีแดนซ์ Z_n แต่ละฮาร์โมนิก ด้วยวิธีการ Superposition เพื่อคำนวณหากระแสเอาต์พุต i_o ที่คำนวณได้นี้ สามารถนำไปสู่การคำนวณวิเคราะห์ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต P_o จากรูปที่ 4.2 เป็นการแสดงแรงดันทางด้านเอาต์พุตทั้งแบบเลื่อนเฟส (Phase-Shift Control, PSC) และแบบการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร(Asymmetrical Voltage Control, AVC) ที่มีมุมเลื่อนเฟสมีค่าเท่ากับ 90 องศา



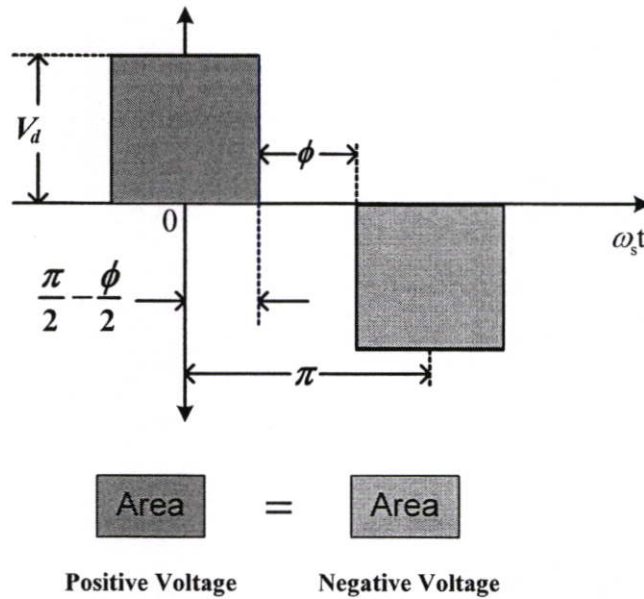
ก. แรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร

ข. แรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตร

รูปที่ 4.2 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศา

4.2.1 แรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบการเลื่อนเฟส (Phase-Shift Control)

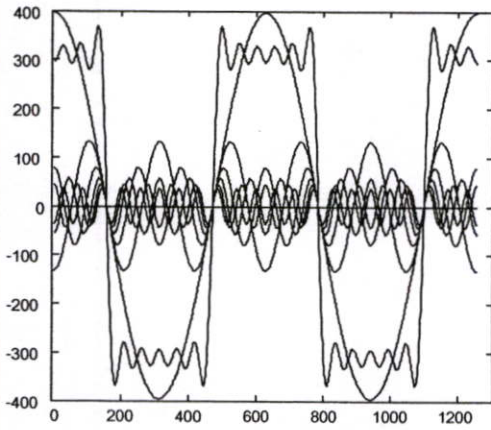
จากรูปคลื่นกระแสสลับความถี่สูงแบบสมมาตรสามารถมองแบบอุดมคติและสามารถเขียนได้ดังรูป 4.3 โดยมีการเลื่อนเฟสเป็นมุม ϕ จากรูปจะเห็นได้ว่าแรงดันทางด้านซีกบวกและซีกลบมีพื้นที่เท่ากัน และใช้หลักการวิเคราะห์ฟูเรียร์ ก็จะได้สมการ (4.1) ดังต่อไปนี้ในเทอมขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ต่างๆของแรงดัน



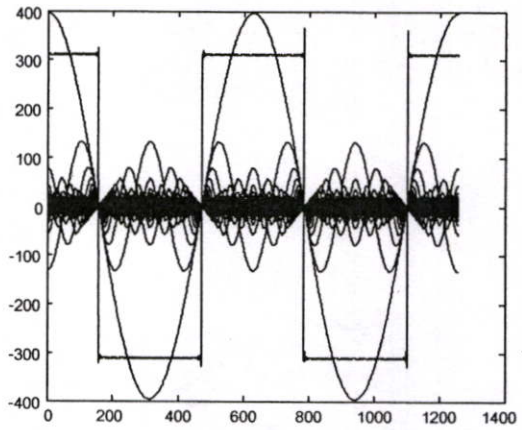
รูปที่ 4.3 แรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรทางอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์หาสมการแรงดัน

$$v_o = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\phi}{2} \cos n\omega_s t \quad (4.1)$$

จากสมการ (4.1) สามารถนำมาทดสอบความถูกต้องได้โดยการนำองค์ประกอบต่างๆของแรงดัน v_o โดยใช้ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, และ 13 รวม 7 องค์ประกอบเปรียบเทียบกับ 400 องค์ประกอบ มาทดสอบรวมกันโดยแบ่งออกเป็น 3 กรณีคือกรณีมุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$, 60° และ 120° ซึ่งผลรวมของคลื่นที่ได้ทั้ง 3 กรณีนี้ได้แสดงในรูปที่ 4.4(ก1, ก2), (ข1, ข2) และ(ค1, ค2) ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 0° , 60° และ 120° ตามลำดับ

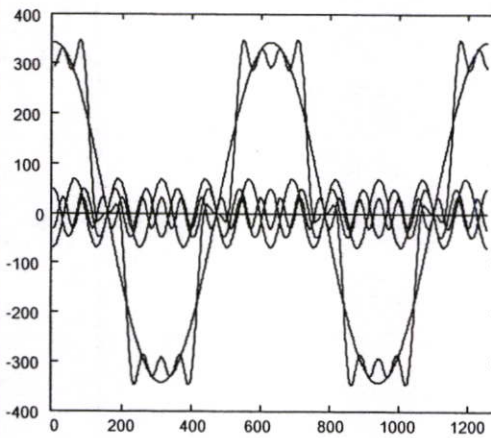


(ก1) รวม 7 องค์ประกอบ

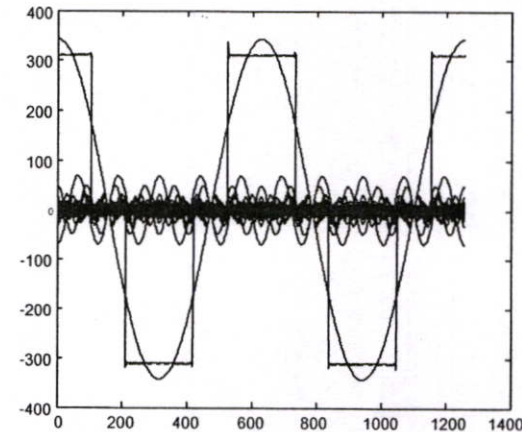


(ก2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ก) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$

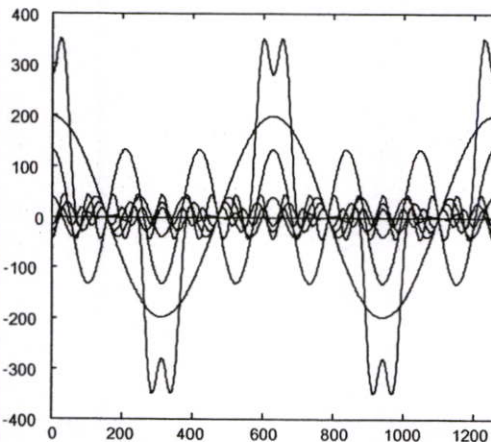


(ข1) รวม 7 องค์ประกอบ

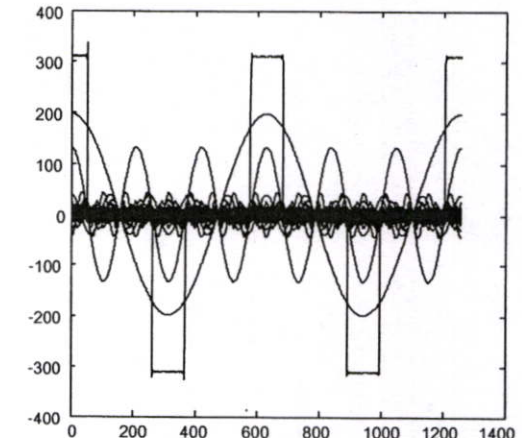


(ข2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ข) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$



(ค1) รวม 7 องค์ประกอบ



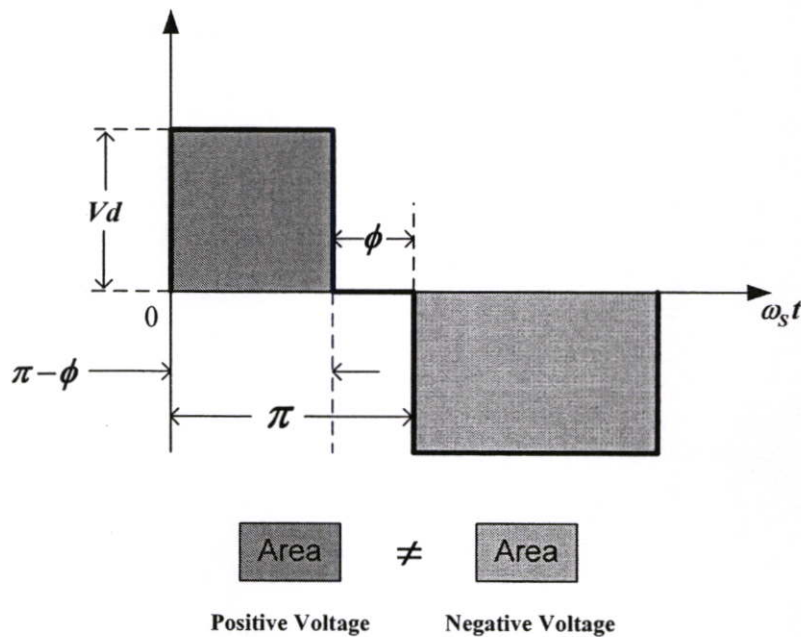
(ค2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ค) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 120^\circ$

รูปที่ 4.4 การรวมฮาร์มอนิกซ์ของแรงดันแบบที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, \phi = 60^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$

4.2.2 แรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control)

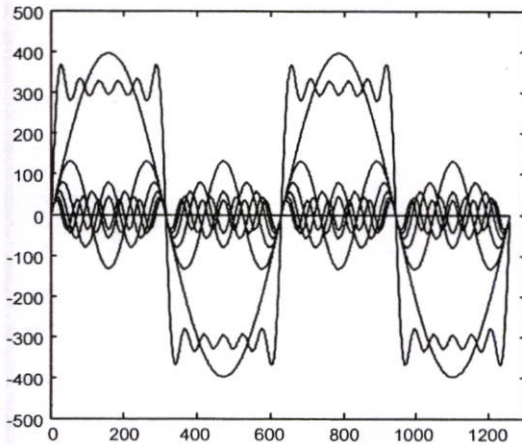
จากแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบไม่สมมาตรในอุดมคติสามารถแสดงดังรูปที่ 4.5 ซึ่งมีการเงื่อนไขแรงดันทางด้านซิกบวคที่มุมเงื่อนไขเท่ากับ ϕ เพื่อลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและสามารถกระจาย พูเรียร์ ดังสมการที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าพื้นที่แรงดันทางด้านซิกบวคไม่เท่ากับแรงดันทางด้านซิกลบ สมการแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตรจึงมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงรวมอยู่ด้วย ซึ่งการใช้งานกับโหลดที่เป็นหม้อแปลงจึงจำเป็นต้องมีคาปาซิเตอร์ (Cb) ป้อนกันซึ่งจะกล่าวในบทที่ 5



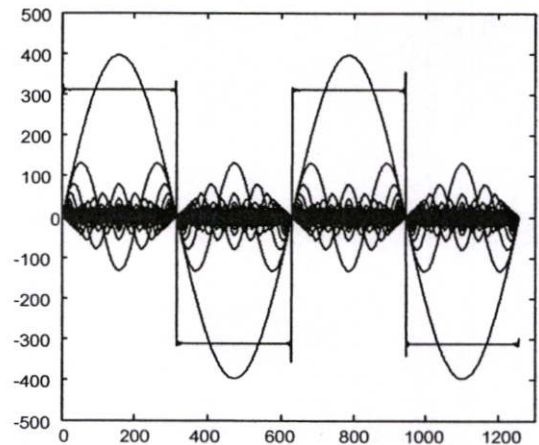
รูปที่ 4.5 แรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตรทางอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์หาสมการแรงดัน

$$\begin{aligned}
 v_o = & -\frac{\phi}{2} V_d + \frac{V_d}{\pi} [\{\sin(\pi - \phi)\} \cos \omega_s t \\
 & + \{3 - \cos(\pi - \phi)\} \sin \omega_s t] \\
 & + \frac{V_d}{2\pi} [\{\sin 2(\pi - \phi)\} \cos 2\omega_s t \\
 & + \{1 - \cos 2(\pi - \phi)\} \sin 2\omega_s t] \\
 & + \frac{V_d}{3\pi} [\{\sin 3(\pi - \phi)\} \cos 3\omega_s t \\
 & + \{3 - \cos 3(\pi - \phi)\} \sin 3\omega_s t] \dots
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

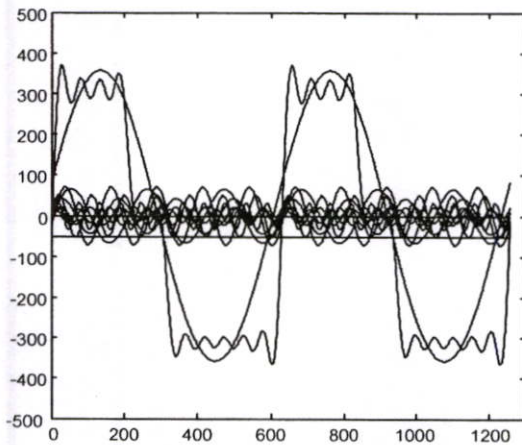
จากสมการ (4.2) สามารถนำมาทดสอบความถูกต้องได้โดยการนำองค์ประกอบต่างๆของแรงดัน v_o โดยใช้ฮาร์มอนิกส์ รวม 13 องค์ประกอบ เปรียบเทียบกับ 400 องค์ประกอบ มาทดสอบรวมกัน โดยกรณีคือกรณีมุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ได้แสดงในรูปที่ 4.6(ก1, ก2), (ข1, ข2) และ(ค1, ค2)



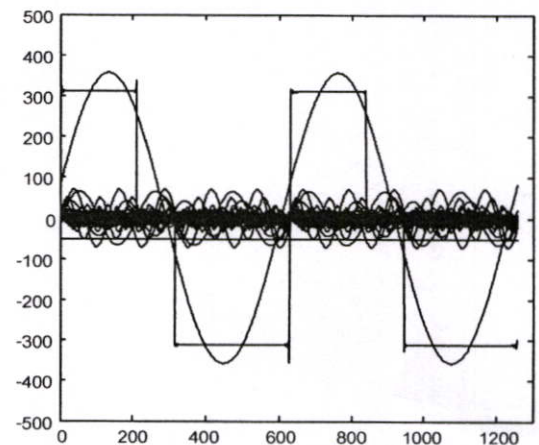
(ก1) รวม 7 องค์ประกอบ



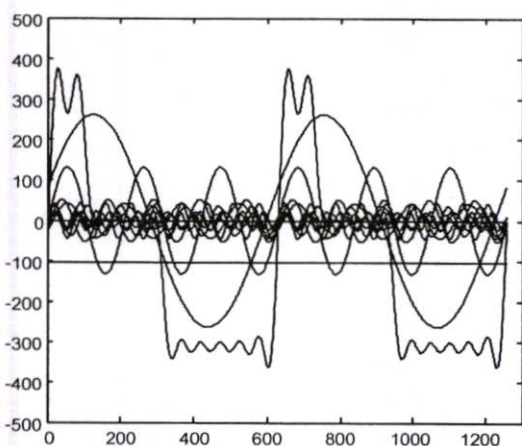
(ก2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ก) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$ 

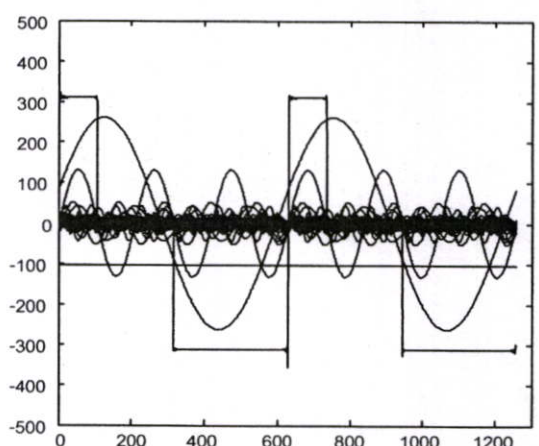
(ข1) รวม 13 องค์ประกอบ



(ข2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ข) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$ 

(ค1) รวม 7 องค์ประกอบ

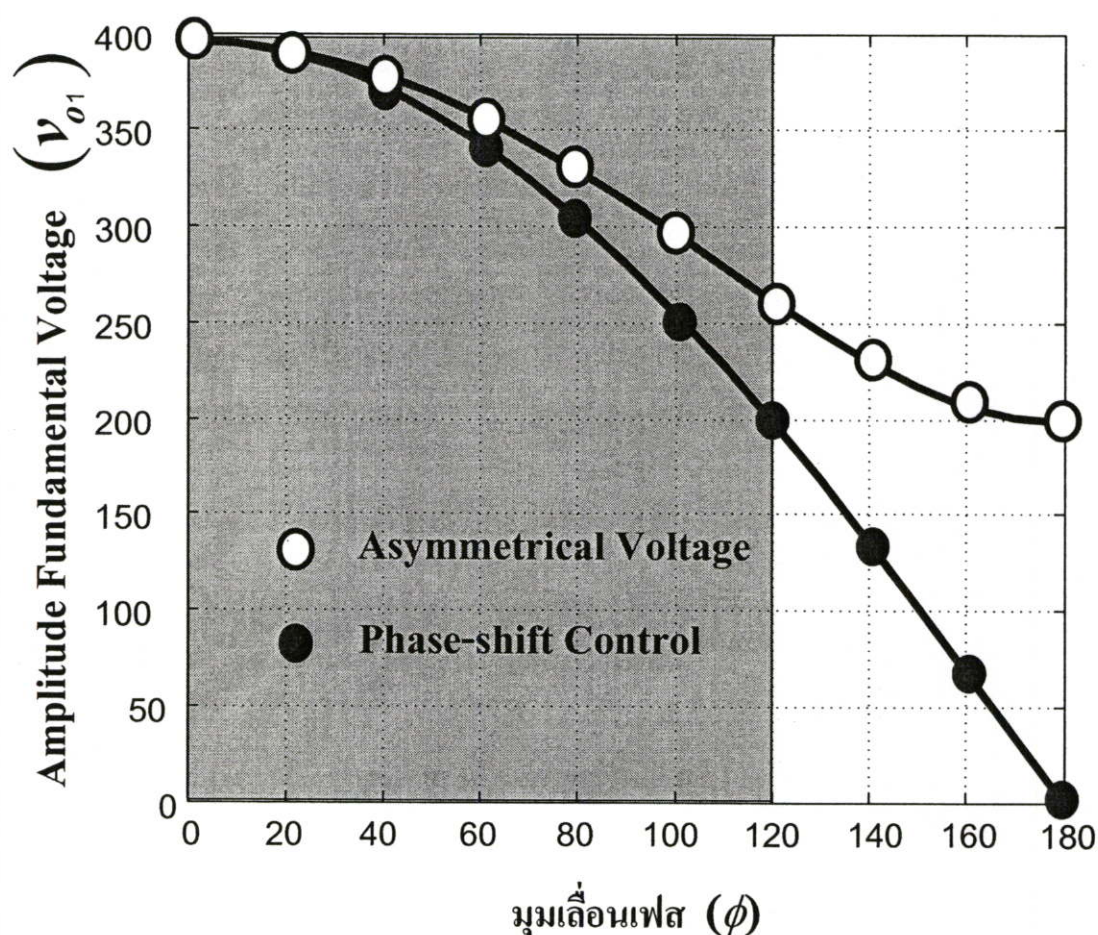


(ค2) รวม 400 องค์ประกอบ

(ค) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 120^\circ$

รูปที่ 4.6 การรวมฮาร์มอนิกซ์ของแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, \phi = 60^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$

จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) ทำให้ทราบขนาดของแอมพลิจูดของแรงดันความถี่หลักมูล ซึ่งทำให้เกิดกระแสฟลักซ์คาเมนทอล i_{o1} โดยกระแสฟลักซ์คาเมนทอลเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งของ กระแสเอาต์พุต i_o ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตได้ว่า การควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสและการควบคุมด้วยการเฉือนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร ขนาดของแรงดันความถี่หลักมูลมีขนาดลดลงตามมุมเลื่อนเฟส ϕ ดังรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าแบบเลื่อนเฟสมีขนาดแรงดันความถี่หลักมูลน้อยกว่าแบบการเฉือนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร แสดงว่าการควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้มากกว่าแบบเฉือนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรและทั้งสองแบบใน ทางปฏิบัติสามารถควบคุมการเลื่อนเฟส ได้สูงสุดประมาณ 120 องศา ไม่สามารถทำการปรับได้อีกดังรูปที่ 4.7

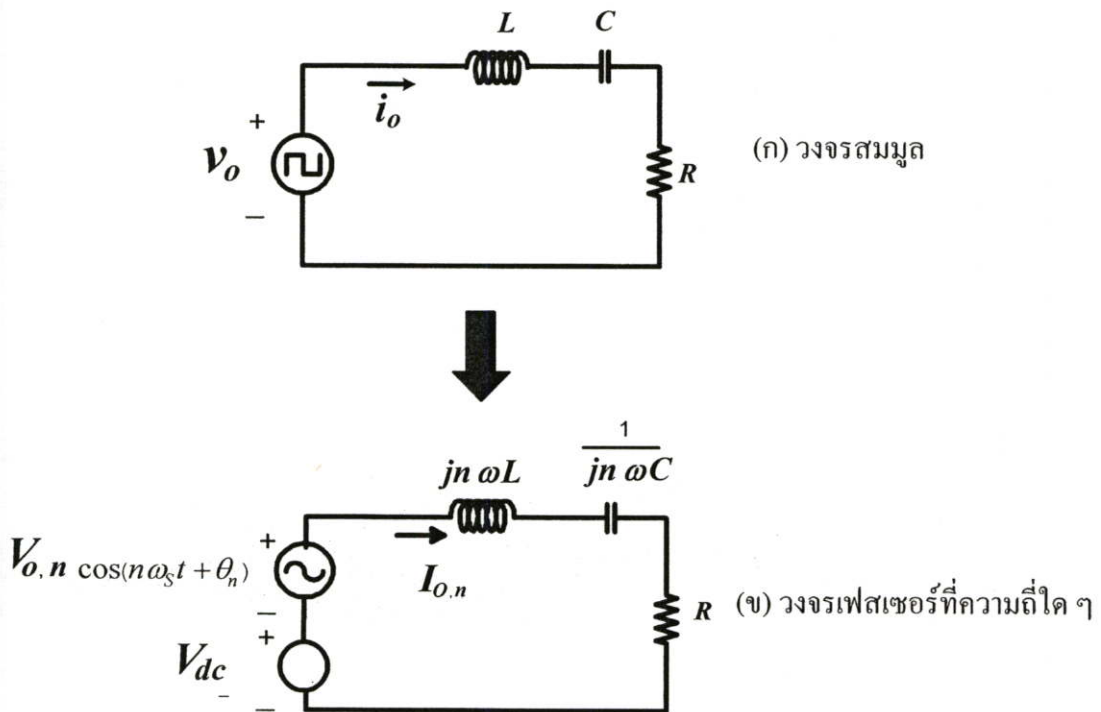


รูปที่ 4.7 ขนาดแรงดันความถี่หลักมูลที่มุมเลื่อนเฟสต่าง ๆ

4.3 การวิเคราะห์กระแสและกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตแบบการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร

จากคลื่น สเต็ปแรงดันเอาต์พุตอุดมคติที่มีลักษณะเหมือนกับแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากทดลองของอินเวอร์เตอร์จ่ายให้โหลดรีโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งทำหน้าที่อีกอย่างเป็นตัวกรองความถี่ (filter) กระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นแทบทั้งหมดจึงเกิดจากความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) จากกระแสที่ได้จึงมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์

หาสมการกระแสจากเฟสเซอร์โคอะแกรมของวงจรสมมูล ดังรูปที่ 4.8(ก) วงจรสมมูลที่เป็นวงจรสมมูลของโหลดเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง วงจรสมมูลเปรียบเสมือนโหลด RLC อนุกรมแบบรีโซแนนซ์ เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงมีรูปคลื่นสเต็ปดังรูปคลื่นในอุดมคติจึงสามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตได้ ด้วยวิธีการคำนวณที่ละแหล่งจ่ายของแต่ละฮาร์โมนิกส์ (superposition) โดยรูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสตรงรวมอยู่ด้วย ซึ่งแสดงในรูปเฟสเซอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.8(ข)



รูปที่ 4.8 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์เมื่อจ่ายโหลด RLC เรโซแนนซ์แบบอนุกรมพร้อมวงจรสมมูลที่ความถี่ต่าง ๆ

จากโหลด RLC อนุกรมรีโซแนนซ์ ทำการแปลงเป็นค่ารีแอกแตนซ์เพื่อจะนำไปคำนวณหาขนาดและมุมของอิมพีแดนซ์ ที่ความถี่ต่าง ๆ

$$XL_n = jn \omega L \quad (4.3)$$

$$XC_n = \frac{1}{jn \omega C} \quad (4.4)$$

จากการคำนวณแบบ Superposition ดังรูปที่ 4.8(ข) สามารถหาขนาดของอิมพีแดนซ์ของ โหลดของแต่ละฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่ต่าง ๆ ดังสมการที่ 4.5 และมุมของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่าง ๆ ดังสมการที่ 4.6

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{L_n} - X_{C_n})^2} \quad (4.5)$$

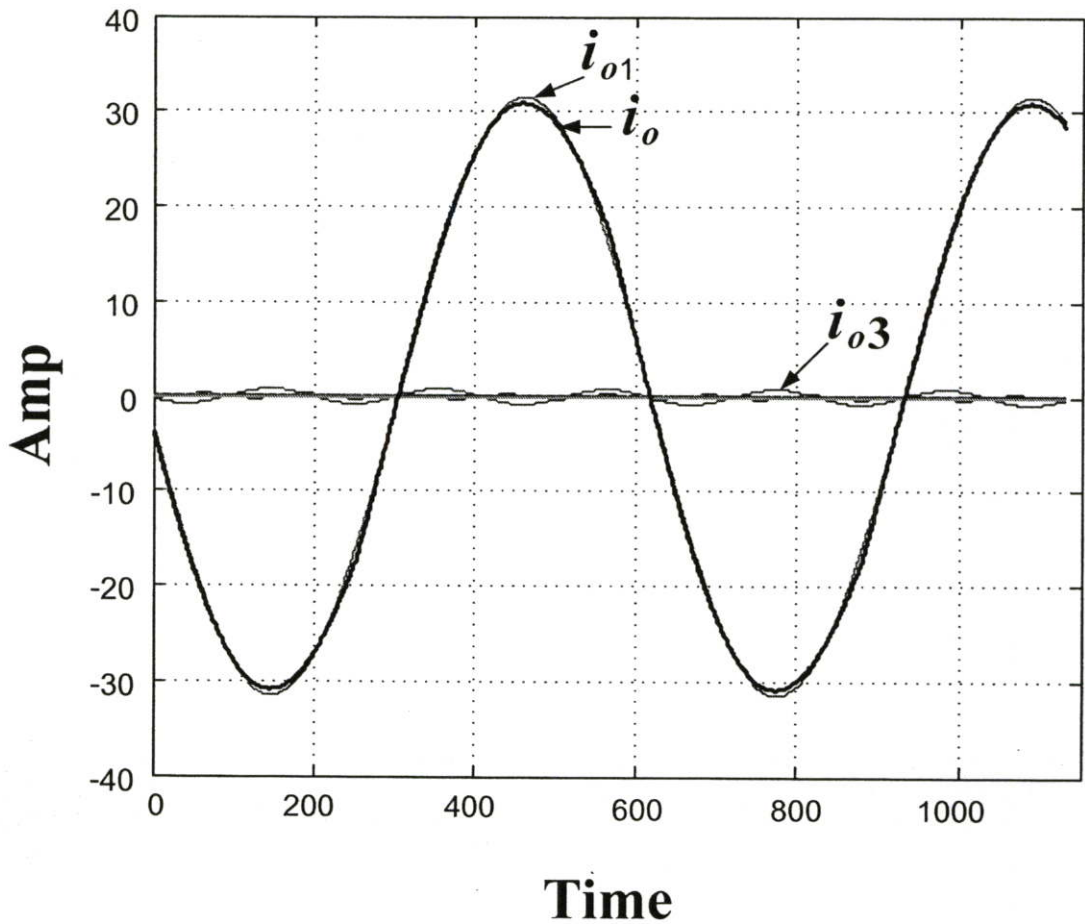
$$\theta_n = \arctan \frac{(X_{L_n} - X_{C_n})}{R} \quad (4.6)$$

จากวงจรเฟสเซอร์ ดังรูปที่ 4.8(ข) สามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตที่เกิดจากแรงดัน ที่ อิมพีแดนซ์ต่าง ๆ ของแต่ละฮาร์โมนิกส์โดยใช้ Superposition ในการคำนวณ โดยจะเห็นว่า แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะไม่ทำให้เกิดกระแสเอาต์พุต i_o เพราะซึ่งใส่ C_b (blocking capacitor) ป้องกันไม่ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าสู่หม้อแปลงได้ ซึ่งอธิบายไว้ในหัวข้อต่อไป และคาปาซิเตอร์ที่รีโซแนนท์ก็เป็นตัวป้องกันเช่นเดียวกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงจะไม่สามารถไหลผ่าน C_b (blocking capacitor) เพื่อไปเกิดความร้อนที่ตัวเครื่อง เห็นขยวน่าได้ จึงไม่มีกระแสตรงไหลที่โหลด

$$\begin{aligned} i_o = & + \frac{Vd}{\pi \times Z_1} [\{\sin(\pi - \phi)\} \cos(\omega_s t - \theta_1) \\ & + \{3 - \cos(\pi - \phi)\} \sin(\omega_s t - \theta_1)] \\ & + \frac{Vd}{2\pi \times Z_2} [\{\sin 2(\pi - \phi)\} \cos(2\omega_s t - \theta_2) \\ & + \{1 - \cos 2(\pi - \phi)\} \sin(2\omega_s t - \theta_2)] \\ & + \frac{Vd}{3\pi \times Z_3} [\{\sin 3(\pi - \phi)\} \cos(3\omega_s t - \theta_3) \\ & + \{3 - \cos 3(\pi - \phi)\} \sin(3\omega_s t - \theta_3)] \dots \end{aligned} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ 4.7 กระแสทางด้านเอาต์พุต สามารถนำมาพล็อตกระแสเอาต์พุตแต่ละฮาร์โมนิกส์ แสดงดังรูปที่ 4.9 ซึ่งมีแรงดันเอาต์พุตรูปคลื่นพัลส์ ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$ ที่มีแรงดัน +311V และ -311V ที่จ่ายให้กับโหลด RLC อนุกรมรีโซแนนท์ ด้วยความถี่สวิตซิ่ง เท่ากับ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยค่ามีค่า RLC อนุกรมรีโซแนนท์ดังนี้

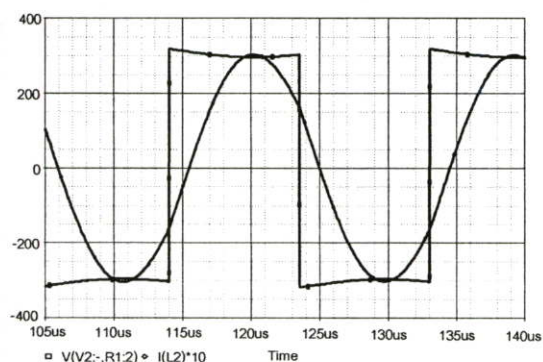
| | | |
|--------------------------|---------|------------|
| ความต้านทานมีค่าเท่ากับ | 10.9 | โอห์ม |
| ตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ | 0.18667 | มิลลิเฮนรี |
| ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ | 0.0545 | ไมโครเฮนรี |



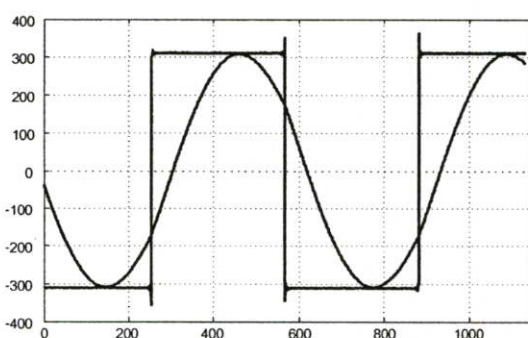
รูปที่ 4.9 รูปคลื่นกระแสแต่ละฮาร์โมนิกส์ 200 องค์กรประกอบรวมกันเป็นกระแสเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.9 กระแสที่ความถี่หลักมูล v_{o1} มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสเอาต์พุต v_o และกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับต่อไปมีขนาดน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดกระแสที่ความถี่หลักมูลเพื่อยืนยันความถูกต้องจึงได้แสดงรูปของการคำนวณด้วย Matlab เปรียบเทียบกับการ Simulate ด้วย

Pspice ที่มีมุมเฟสของแรงดันทางด้านซีกบวกแบบไม่สมมาตร ที่ $\phi = 0^\circ, \phi = 60^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$ ที่คงค่าความถี่สวิดซิ่ง เท่ากับ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ ตลอดย่านการเลื่อนเฟส

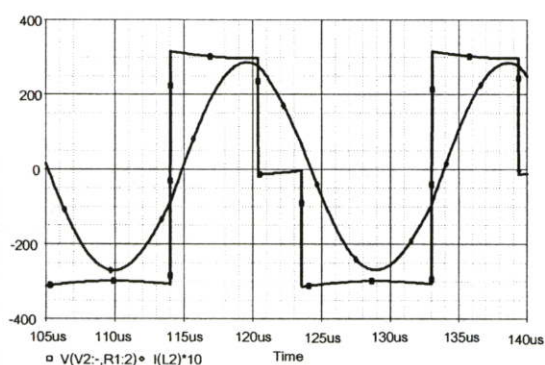


Simulate with a Program Pspice

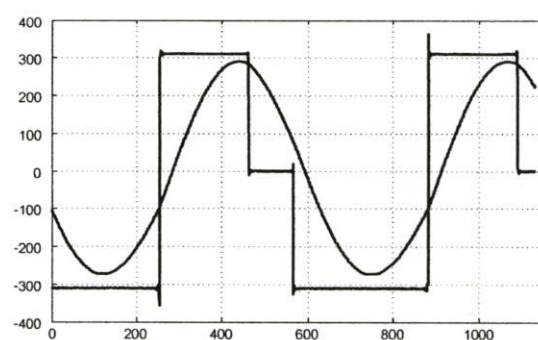


Calculation with a Program Matlab

(ก) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$

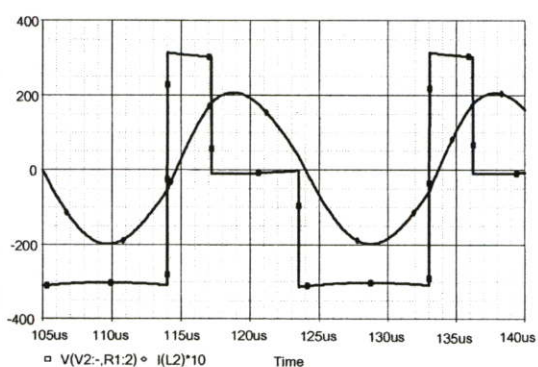


Simulate with a Program Pspice

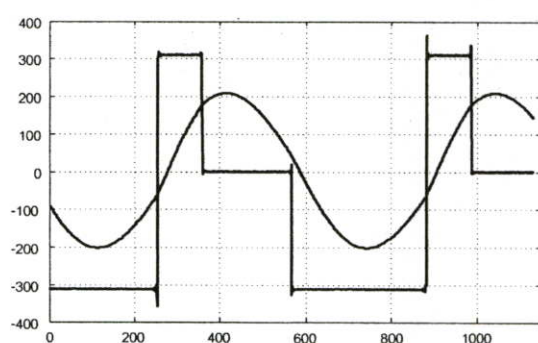


Calculation with a Program Matlab

(ข) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$



Simulate with a Program Pspice



Calculation with a Program Matlab

(ค) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 120^\circ$

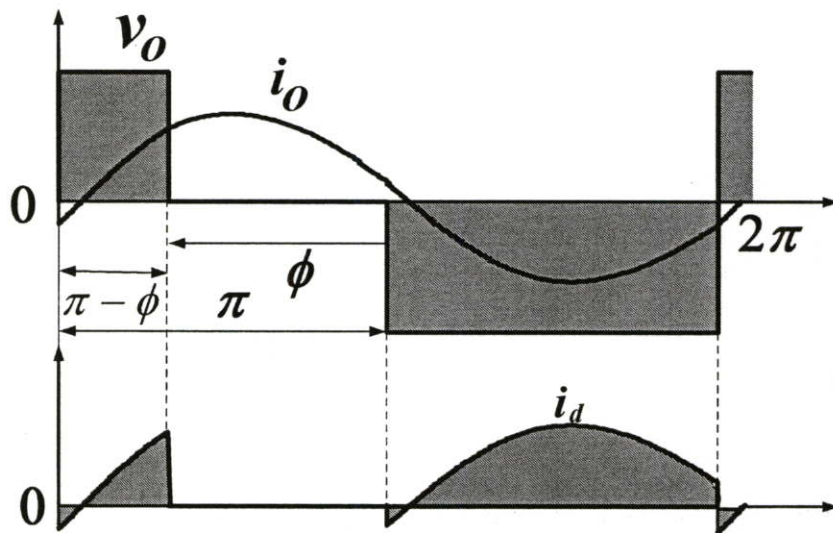
รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุท

โดยทำการคำนวณวิเคราะห์คลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุตของงานวิจัยที่นำเสนอ สามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังทางด้านเอาต์พุต P_o ที่มุมเงื่อนไขต่างๆ ดังแสดงในสมการที่ (4.8)

$$P_o = V_{o1}I_{o1} \cos \theta_1 + V_{o2}I_{o2} \cos \theta_2 + V_{o3}I_{o3} \cos \theta_3 \dots \quad (4.8)$$

4.4 วิเคราะห์หาสมการกระแสและกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์แบบการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร

เมื่อได้กระแสทางด้านเอาต์พุต i_o จากการคำนวณที่ได้นี้ ก็สามารถนำไปสู่การคำนวณวิเคราะห์กระแสทางด้านอินพุต i_d เพราะกระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นกระแสตัวเดียวกับกระแสทางด้านเอาต์พุตดังได้แสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงการเชื่อมโยงระหว่างกระแสเอาต์พุตและกระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์

ดังนั้นสามารถหากระแสเฉลี่ยอินพุต I_d ของอินเวอร์เตอร์โดยการอินทิเกรตฟังก์ชันกระแสเอาต์พุตดังรูปที่ 4.11 และสามารถเขียนในได้ดังสมการ (4.9)

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\phi} i_o d\omega_s t + \int_{\pi-\phi}^{\pi} 0 d\omega_s t + \int_{\pi}^{2\pi} -i_o d\omega_s t \quad (4.9)$$

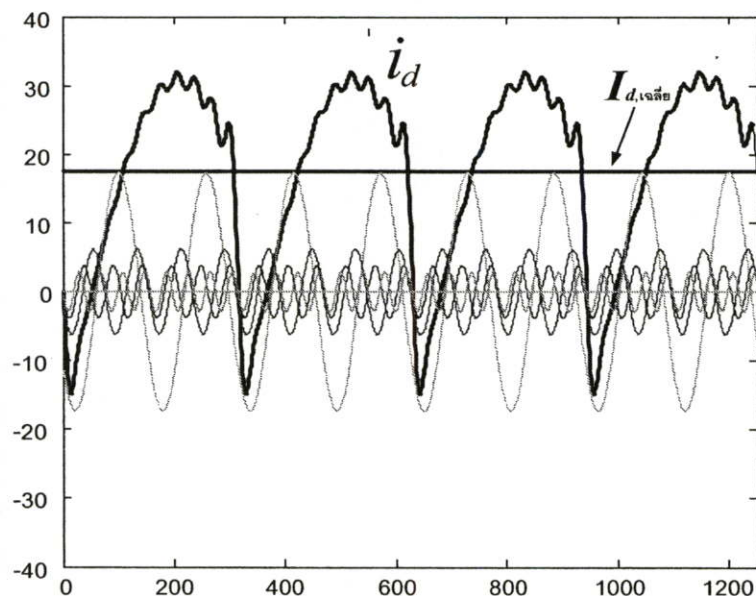
เมื่อได้กระแสเฉลี่ยทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และสามารถคำนวณหาได้อีกวิธีหนึ่ง ซึ่งเป็น การนำฟังก์ชันกระแสเอาต์พุท i_o มาคูณกับแรงดันสวิตซ์ซึ่ง เอาต์พุทที่มีแรงดัน V_d เท่ากับ 1V และ - 1V ดังสมการที่ 4.10

$$i_d = v_{0(Vd=1)} \times i_o$$

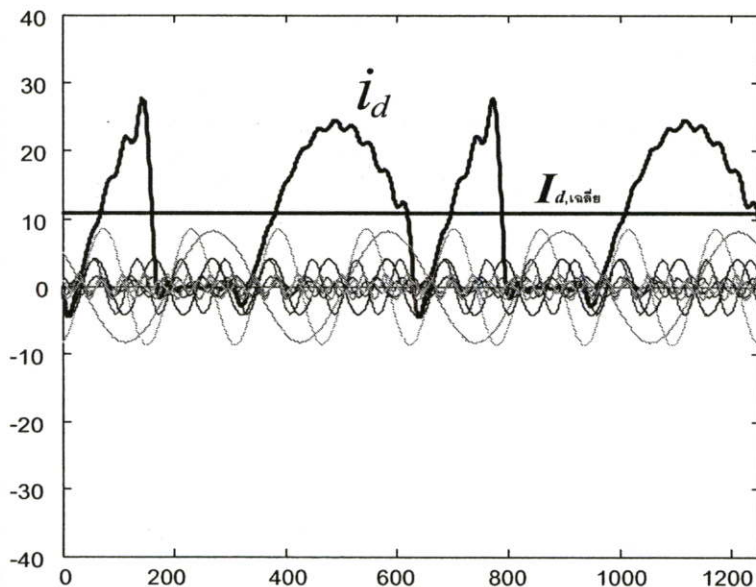
$$i_d = \left[\frac{1}{2\pi}(-\phi) + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\begin{array}{l} (\sin n(\pi - \phi) \cos[n\omega_s t]) \\ + \left((2 + (-1)^n - \cos n(\pi - \phi)) \sin[n\omega_s t] \right) \end{array} \right] \right] \times \left[\frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_d}{n \times Z_n} \left[\begin{array}{l} (\sin n(\pi - \phi) \cos[n\omega_s t - \theta_n]) \\ + \left((2 + (-1)^n - \cos n(\pi - \phi)) \sin[n\omega_s t - \theta_n] \right) \end{array} \right] \right] \quad (4.10)$$

$$i_d = \left[\begin{array}{l} \frac{1}{2\pi}(-\phi) + \frac{1}{\pi} \left[\begin{array}{l} (\sin(\pi - \phi) \cos[\omega_s t]) \\ + \left((3 - \cos(\pi - \phi)) \sin[\omega_s t] \right) \end{array} \right] \\ + \frac{1}{2\pi} \left[\begin{array}{l} (\sin 2(\pi - \phi) \cos[2\omega_s t]) \\ + \left((1 - \cos 2(\pi - \phi)) \sin[2\omega_s t] \right) \end{array} \right] \\ + \frac{1}{3\pi} \left[\begin{array}{l} (\sin 3(\pi - \phi) \cos[3\omega_s t]) \\ + \left((3 - \cos 3(\pi - \phi)) \sin[3\omega_s t] \right) \end{array} \right] \dots \end{array} \right] \times \left[\begin{array}{l} \frac{V_d}{\pi \times Z_1} \times \left[\begin{array}{l} (\sin(\pi - \phi) \cos[\omega_s t - \theta_1]) \\ + \left((3 - \cos(\pi - \phi)) \sin[\omega_s t - \theta_1] \right) \end{array} \right] \\ \frac{V_d}{2\pi \times Z_2} \times \left[\begin{array}{l} (\sin 2(\pi - \phi) \cos[2\omega_s t - \theta_2]) \\ + \left((1 - \cos 2(\pi - \phi)) \sin[2\omega_s t - \theta_2] \right) \end{array} \right] \\ \frac{V_d}{3\pi \times Z_3} \times \left[\begin{array}{l} (\sin 3(\pi - \phi) \cos[3\omega_s t - \theta_3]) \\ + \left((3 - \cos 3(\pi - \phi)) \sin[3\omega_s t - \theta_3] \right) \end{array} \right] \dots \end{array} \right]$$

เมื่อรวมการกระจายฟูเรียร์ของกระแสเอาต์พุตคูณกับสวิตซ์ ซึ่งแล้วนำมาพล็อตกราฟเพื่อตรวจสอบความถูกต้องดังรูปที่ 4.12 ที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับโหลด RLC อนุกรมรีโซแนนซ์ ด้วยความถี่สวิตซ์ เท่ากับ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยค่ามีค่า RLC อนุกรมรีโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.8 จะเห็นว่ากระแสที่เป็นกระแสดรงหรือกระแสเฉลี่ยทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีขนาดลดลงเมื่อมีการเหนี่ยวนำแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเฟสต่าง ๆ และที่ยังไม่เหนี่ยวนำ $\phi = 0^\circ$ มีกระแสเฉลี่ยเท่ากับ 17.4 แอมแปร์ และที่มุมเฟส $\phi = 90^\circ$ มีกระแสเฉลี่ยเท่ากับ 10.9171 แอมแปร์ โดยกระแสเฉลี่ยนำไปคำนวณหากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์โดยการคูณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



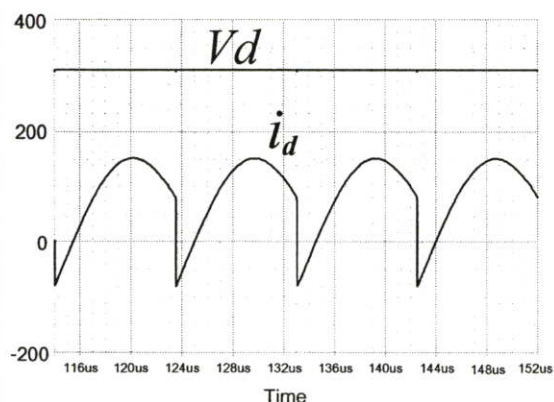
(ก) มุมเหนี่ยวนำ $\phi = 0^\circ$
รวม 20 องค์กรประกอบ



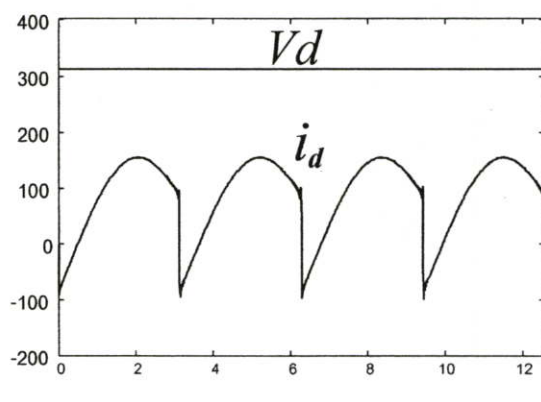
(ข) มุมเหนี่ยวนำ $\phi = 90^\circ$
รวม 20 องค์กรประกอบ

รูปที่ 4.12 แสดงกระแสทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้จากการรวมฮาร์มอนิกส์

เมื่อพล็อตกระแสและแรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากสมการเพื่อทดสอบความถูกต้องเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice เพื่อจำลองค่าที่ได้จากเครื่องต้นแบบ โดยมีโหลดเป็น RLC อนุกรม และคงค่าความถี่สวิตซ์ที่ 53.13 เฮอร์ตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.13

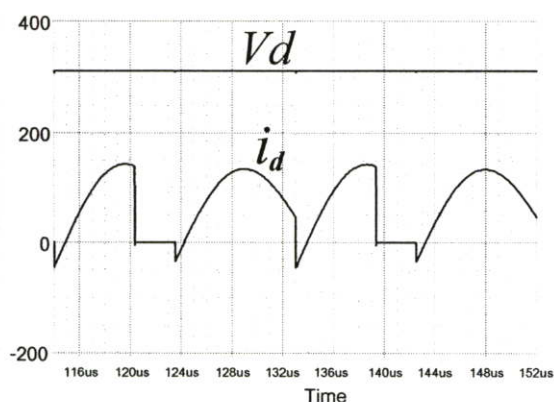


Simulate with a Program Pspice

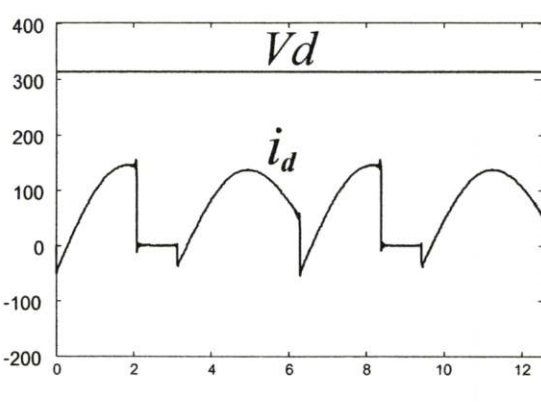


Calculation with a Program Matlab

(ก) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ$

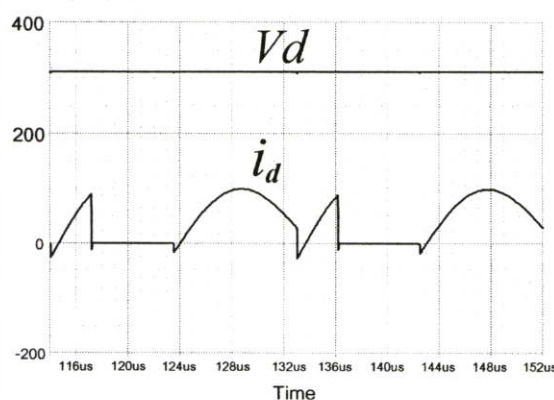


Simulate with a Program Pspice

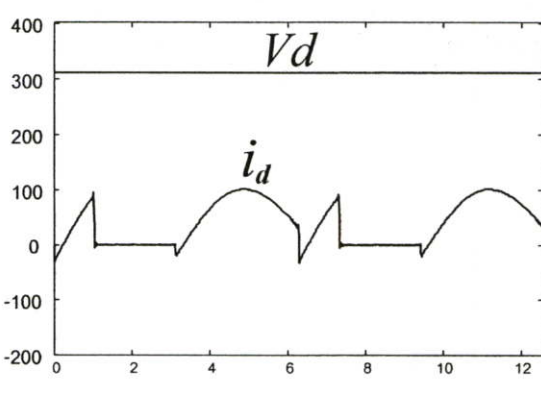


Calculation with a Program Matlab

(ข) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$



Simulate with a Program Pspice



Calculation with a Program Matlab

(ค) ที่มุมการเลื่อนเฟส $\phi = 120^\circ$

รูปที่ 4.13 แสดงเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

เมื่อได้กระแสทางด้านเอาต์พุต i_o จากการคำนวณ ก็สามารถนำไปคำนวณวิเคราะห์กระแสทางด้านอินพุต i_d ของอินเวอร์เตอร์ได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.12 และทำการอินทิเกรตเพื่อหาค่าเฉลี่ย i_d จนได้กระแสเฉลี่ยทางด้านอินพุต I_d เพื่อนำมาไปคำนวณร่วมกับแรงดันคัตซี V_d ก็สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตทางด้านอินเวอร์เตอร์ P_d ได้ดังสมการ (4.11) และกำลังไฟฟ้าทั้งสองปริมาณนี้สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้

$$\begin{aligned}
 P_d &= V_d I_d \\
 &= \frac{Vd^2}{2\pi^2 \times Z_1} [\{\sin(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{\sin(\pi - \phi - \theta_1) + 2\sin(\theta_1) + \sin(\theta_1)\}] \\
 &+ \frac{Vd^2}{2\pi^2 \times Z_1} [\{3 - \cos(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{-\cos(\pi - \phi - \theta_1) + 2\cos(\theta_1) + \cos(\theta_1)\}] \\
 &+ \frac{Vd^2}{2 \times 2^2 \pi^2 \times Z_2} [\{\sin 2(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{\sin(2\pi - 2\phi - \theta_2) - 2\sin(\theta_2) - \sin(\theta_2)\}] \\
 &+ \frac{Vd^2}{2 \times 2^2 \pi^2 \times Z_2} [\{1 - \cos 2(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{-\cos(2\pi - 2\phi - \theta_2) - 2\cos(\theta_2) - \cos(\theta_2)\}] \\
 &+ \frac{Vd^2}{2 \times 3^2 \pi^2 \times Z_3} [\{\sin 3(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{\sin(3\pi - 3\phi - \theta_3) + 2\sin(\theta_3) + \sin(\theta_3)\}] \\
 &+ \frac{Vd^2}{2 \times 3^2 \pi^2 \times Z_3} [\{3 - \cos 3(\pi - \phi)\} \\
 &\quad \times \{-\cos(3\pi - 3\phi - \theta_3) + 2\cos(\theta_3) + \cos(\theta_3)\}]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

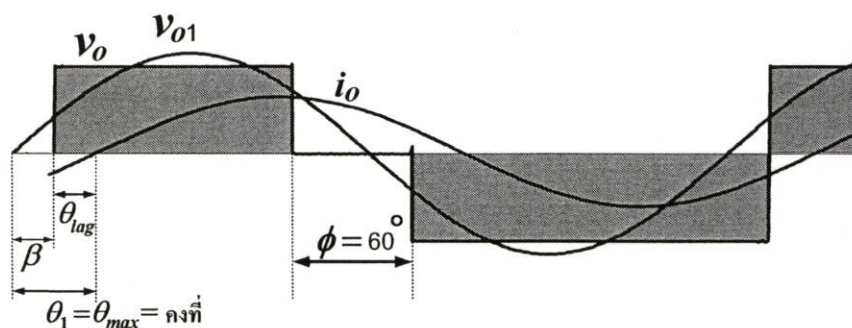
เมื่อได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตก็สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้ดังแสดงในสมการที่ 4.12

$$\eta = \frac{P_o}{P_d} \tag{4.12}$$

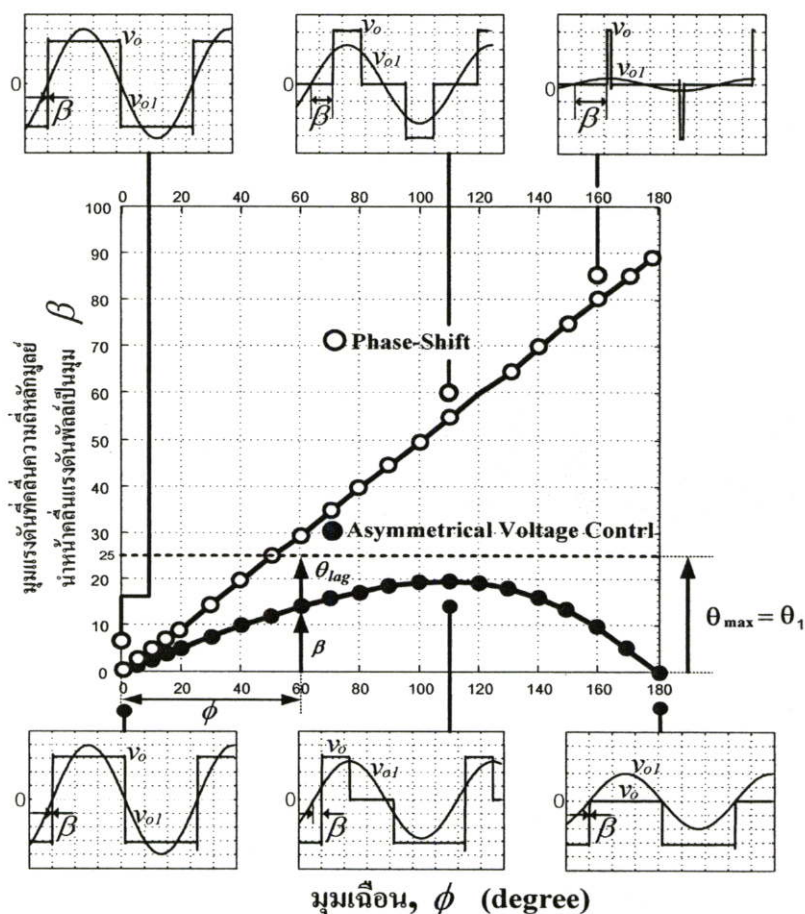
จากสมการ 4.11 ซึ่งเป็นสมการของกำลังไฟฟ้าย้อน (Pd) ได้นำไปคำนวณค่าที่มุมเฉือน (ϕ) ต่างๆ ในบทที่ 5 เพื่อนำไปคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์แบบไม่สมมาตรไดอนท่ายของบทที่ 5 ต่อไป

4.5 การวิเคราะห์แรงดันเอาต์พุตกับแรงดันความถี่หลักมูล

จากรูปที่ 4.14 ได้แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร ซึ่งการทำงานของสวิตช์ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไข ZVS เสมอ ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_o จึงต้องล่าหลังแรงดันเอาต์พุต v_o จากรูปที่ 4.14 จากรูปกำหนดให้ความถี่สวิตช์ f_s คงที่ทำให้ θ_1 คงที่ที่ 25° (θ_{max}) ซึ่งเป็นมุมระหว่างแรงดันพื้นตามณฑล v_{o1} กับกระแสพื้นตามณฑล i_{o1} ซึ่งพิจารณาได้จากกราฟในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรที่กระแสเฟส lag คงที่

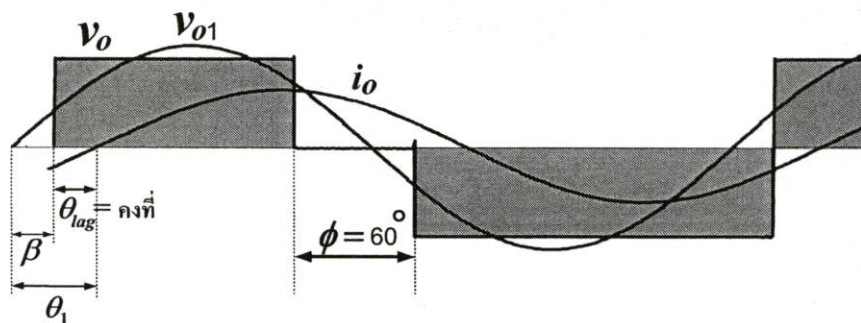


รูปที่ 4.15 แสดงการกราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

ที่มุมเฉือน ϕ ของแรงดันเอาต์พุต v_o เท่ากับศูนย์มุม β มีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_o จะล่าหลังแรงดันเอาต์พุต v_o เป็นมุม $\theta_{lag} = 25^\circ$ เนื่องจากกระแสเอาต์พุต i_o มีองค์ประกอบของกระแสพินดาคเมนทอล i_{o1} โดยมีมุมที่ล่าหลังแรงดัน v_{o1} ด้วยค่าสูงสุดคือ $\theta_{lag} = \theta_{max}$ ดังแสดงในกราฟที่ $\phi = 0^\circ$ และเมื่อเพิ่มมุมการเฉือนเนื้อแรงดันเป็นมุม $\phi = 60^\circ$ ซึ่งแสดงในรูปเวกเตอร์ในรูปที่ 4.15 จะทำให้ขนาดของมุม β มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นมุม θ_{lag} จะมีขนาดลดลง ซึ่งผลรวมของมุม β และ θ_{lag} เท่ากับ θ_{max} และเมื่อทำการเพิ่มมุมเฉือนเนื้อไปที่ มุม $\theta = 110^\circ$ ซึ่งแรงดันพินดาคเมนทอลนำหน้าแรงดันเอาต์พุตมากที่สุด $\beta \approx 20^\circ$ เมื่อพิจารณาจากเส้นกราฟแบบ Asymmetrical Voltage Control จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตยังล่าหลังแรงดันเอาต์พุตเป็นมุม $\theta_{lag} \approx 5^\circ$ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับเส้นกราฟกับวิธี Phase-Shift จะไม่สามารถกำหนด θ_{max} ได้เพราะมุม β มีขนาดเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ เมื่อทำการปรับเลื่อนเฟส ดังนั้นแบบการเลื่อนเฟสจึงต้องเพิ่มความถี่ลดย่านการปรับมุมเลื่อนเฟส ซึ่งยากต่อการปรับลดกำลังไฟฟ้า โดยจะแตกต่างจากแบบการเฉือนแรงดันแบบไม่สมมาตร ที่สามารถคงค่าความถี่สวิตช์ f_s ที่ทำให้กระแสเอาต์พุต i_o ล่าหลัง v_o เป็นมุม θ_{max} ที่มุมเฉือน $\phi = 0^\circ$ ก็ไม่สามารถทำการปรับลดกำลังไฟฟ้าตลอดย่านการเพิ่มมุมเฉือนเนื้อแรงดันได้โดยไม่ต้องปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ซึ่งอีกและ เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ f_s ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดจะคงที่ ดังนั้นกระแสพินดาคเมนทอล i_{o1} จึงล่าหลังแรงดันพินดาคเมนทอล v_{o1} คงที่ตลอดย่านการปรับเพิ่มมุมเฉือนเนื้อแรงดัน

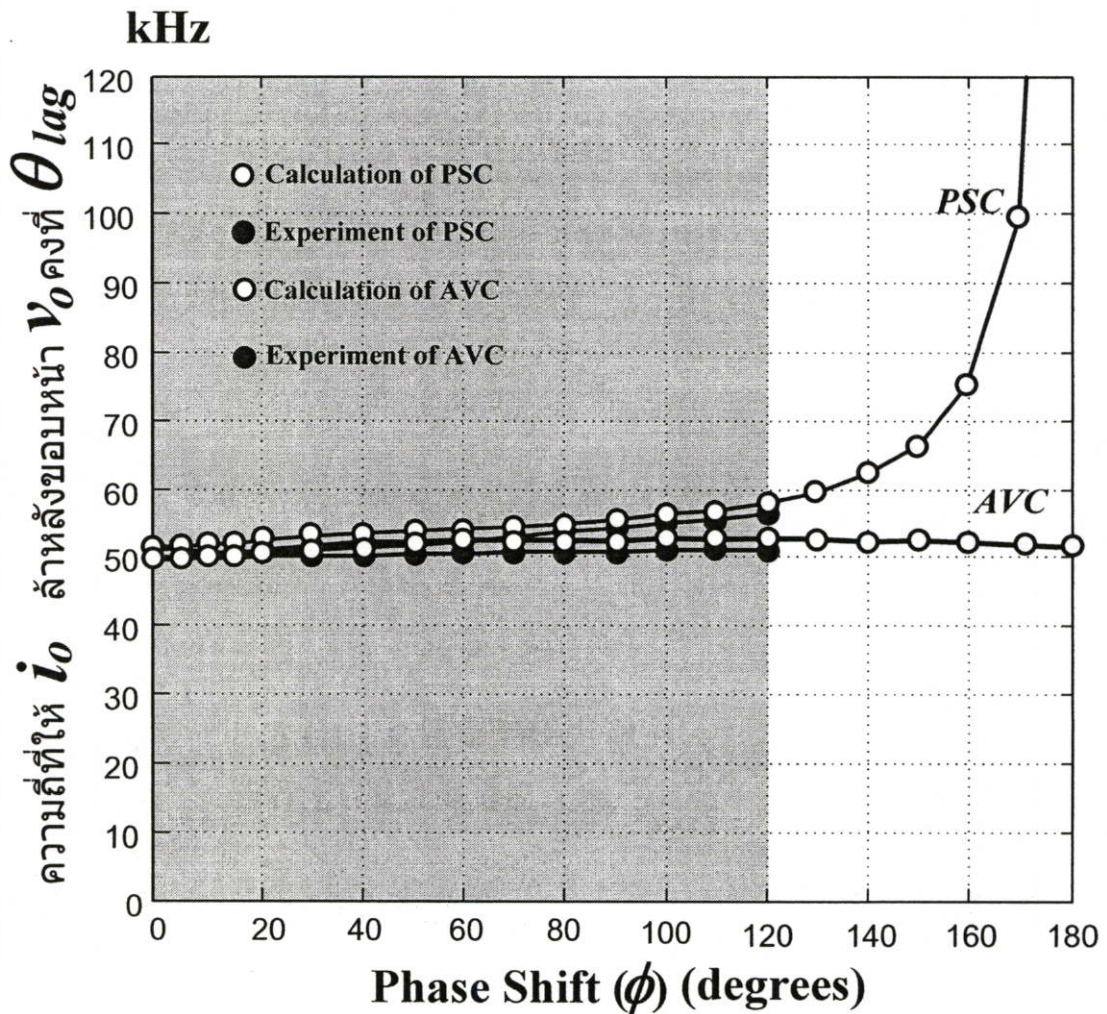
4.6 การวิเคราะห์หาความถี่ที่เหมาะสมที่ใช้ในการเลื่อนเฟส

จากรูปที่ 4.16 แสดงค่าความถี่สวิตช์ f_s ที่มุมเลื่อนเฟสของแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร ซึ่งทำให้กระแสเฟส i_{o1} ทางด้านเอาต์พุตล่าหลังแรงดันเฟส v_{o1} คงที่ที่มีมุม $\theta_{lag} = 25^\circ$ ดังรูปที่ 4.17 การวิเคราะห์สามารถวิเคราะห์เฉพาะกระแสเฟส i_{o1} เพราะเป็นองค์ประกอบส่วนมากของกระแสเอาต์พุต i_o และมีลักษณะใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.16 รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรที่กระแสเฟส θ_{lag} คงที่

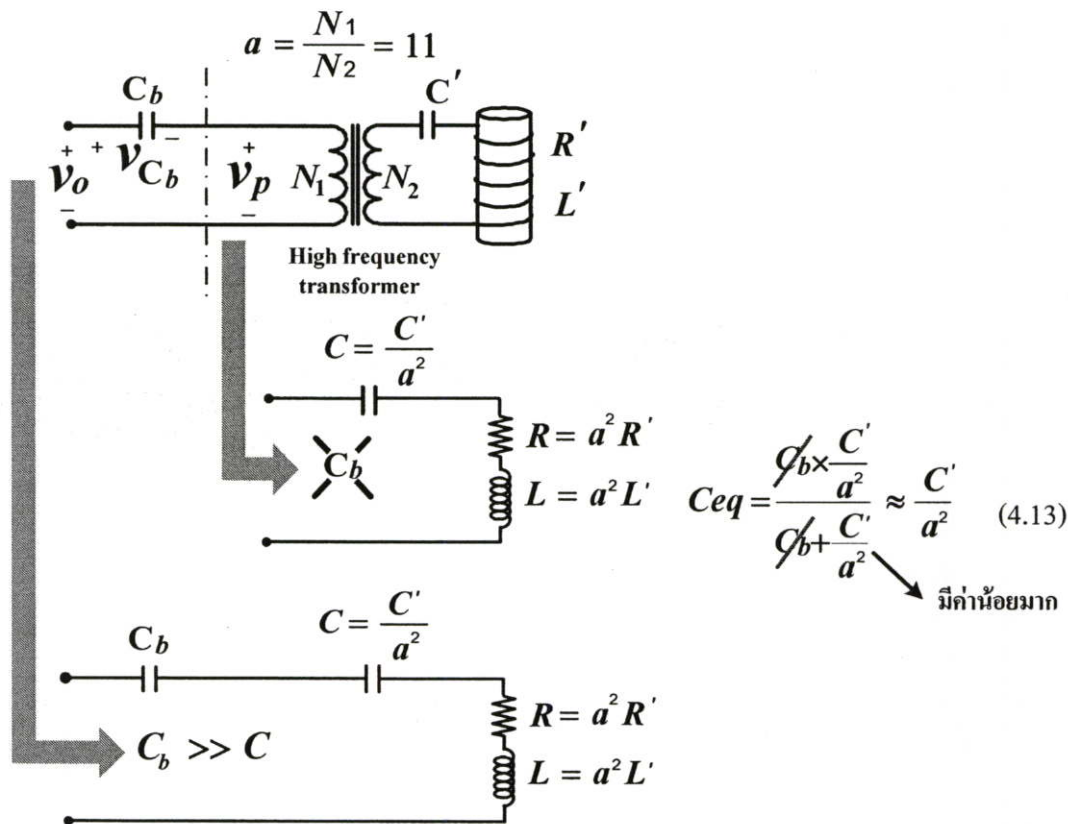
จากกราฟจะเห็นว่าแบบเลื่อนเฟส (PSC) มุม β จะมากขึ้นเรื่อย ๆ แต่เมื่อเทียบกับการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร และที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 110^\circ$ ของแบบไม่สมมาตรที่มีค่ามุม β มากสุดเพียง 20 องศา จึงใช้ความถี่สวิทช์มากที่สุดที่ 53.13 kHz เมื่อความถี่ที่รีโซแนนท์มีค่า 49.9 kHz ซึ่งเพิ่มขึ้นน้อยมากประมาณ 3 kHz สามารถลดค่าความถี่สวิทช์ f_s ตลอดย่านการปรับเลื่อนเฟสของแบบไม่สมมาตร แต่แบบเลื่อนเฟสแบบสมมาตรมุม β มากขึ้นเรื่อย ๆ จึงทำให้ต้องเพิ่มความถี่ตลอดย่านการปรับเลื่อนเฟส



รูปที่ 4.17 แสดงค่าความถี่สวิทช์ f_s ที่ทำให้กระแสเฟส i_o ล้าหลังแรงดันเฟส v_o คงที่

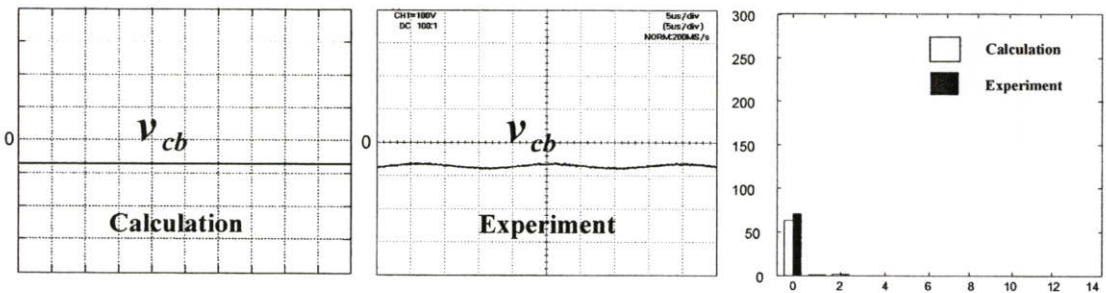
4.7 กำหนดค่าคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดคลื่นแรงดันดิซีโวลเข้าสู่หม้อแปลงและยังไม่ส่งผลกระทบต่อค่า C รีโชนนัท

จากรูปคลื่นแรงดันอินพุตที่พบแบบไม่สมมาตร v_o ซึ่งมีรูปคลื่นแรงดันทางด้านซีกลบและทางด้านซีกบวกมีขนาดพื้นที่ไม่เท่ากัน จึงทำให้มีแรงดันดิซีโวลรวมอยู่ในแรงดันอินพุตด้วย ดังแสดงในรูปผลการทดลองในรูปที่ 4.19(ค) ดังนั้นเมื่อแรงดันที่ไม่สมมาตรที่ต้องการใช้งานกับโวลต์ที่เป็นหม้อแปลงจึงจำเป็นต้องมี blocking capacitor C_b ดังแสดงในรูปที่ 4.18 เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันดิซีโวลเข้าสู่หม้อแปลง ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงเกิดความเสียหายได้ แต่เมื่อใส่ C_b หรือไม่ใส่ C_b จากรูปจะเห็นว่าไม่ส่งผลกระทบต่อค่า C รีโชนนัทเลย เพราะค่าของ C_b ที่ใส่ไปต้องมีค่ามากกว่าค่า C รีโชนนัท มากๆ จึงจะไม่ส่งผลกระทบต่อ C รีโชนนัท เพราะค่า C รีโชนนัท มีค่าน้อยมากเมื่อทำการ transfer มาฝั่ง Primary ของหม้อแปลง จากสมการที่ 4.13 จะเห็นว่า C_b และ C อนุกรมกันทำให้ C_b ตัดกันหมด เหลือเพียงค่า C รีโชนนัทเท่านั้น และในรูปที่ 4.19 ได้ทำการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันต่างๆ ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณด้วย MATLAB และผลจากการทดลอง จะเห็นว่าแรงดันเอชี่ v_p ที่จ่ายให้ด้าน Primary ของหม้อแปลง มีพื้นที่แรงดันทางด้านซีกบวกและซีกลบมีขนาดเท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 4.19(ข) จากรูปแถบสเปกตรัมแรงดันดิซีโวลก็จะหมดไปโดยไปตกคร่อมที่ blocking capacitor C_b แทน

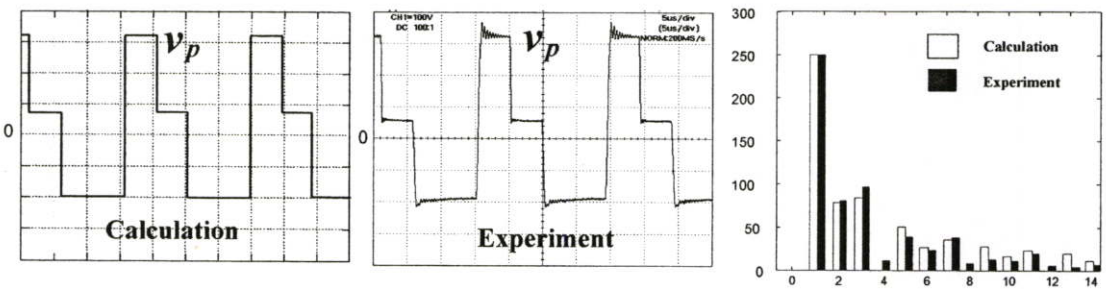


รูปที่ 4.18 ชุดโวลต์ให้ความร้อนทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

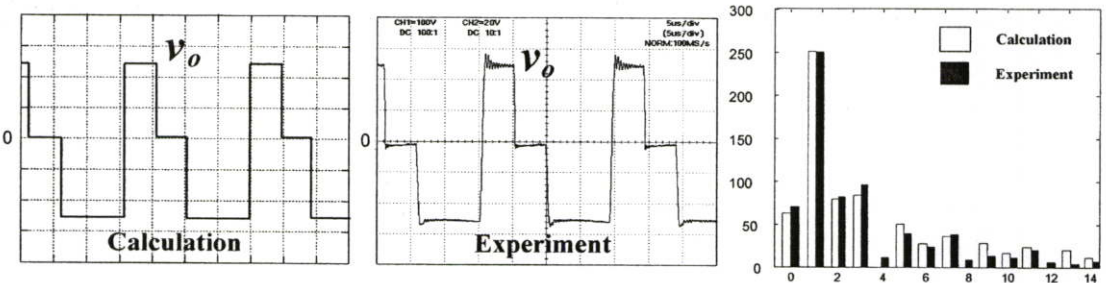
เมื่อแรงดันทางด้านเอาต์พุต v_o ของอินเวอร์เตอร์ที่มีเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรจะเห็นว่า มีแรงดันดีซีรวมอยู่ด้วยจึงใช้คาปาซิเตอร์ต่ออนุกรมไว้เพื่อไม่ให้ดีซีไหลเข้าสู่หม้อแปลงจากการ คำนวณเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันที่ตกคร่อม blocking capacitor C_b แรงดัน V_{Cb} และ แรงดัน v_p ด้านที่จ่ายให้หม้อแปลงทางด้าน Primary ที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีเนื้อแรงดันทางด้านซีก บวกและซีกลบเท่ากัน และทำการเปรียบเทียบด้วยการพล็อตสเปกตรัมขนาดของแรงดันต่าง ๆ ด้วย แท่งสเปกตรัมดังแสดงในรูปที่ 4.19 เพื่อยืนยันความถูกต้อง เมื่อทำการวัดแรงดันคร่อม blocking capacitor C_b จะเห็นว่าแรงดันดีซีตกคร่อมอยู่ที่ทั้งหมด



(ก) แรงดันตรงคร่อมคาปาซิเตอร์ V_{Cb} ป้องกันหม้อแปลง



(ข) แรงดันเอซี v_p ที่จ่ายให้ด้าน Primary ของหม้อแปลง



(ค) แรงดันทางด้านเอาต์พุต v_o ของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.19 แสดงลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการคำนวณจากทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการทดลองและแถบ สเปกตรัมที่มุมเฉือนมุม $\phi = 90^\circ$

4.8 สรุป

1. ในบทนี้ได้ทำการหาสมการแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ซึ่งสมการแรงดันเอาต์พุตได้มาจากการฟูรีเยร์ใน 1 ไซเคิล เพื่อยืนยันความถูกต้องจึงได้ทำการทดลองรวมคลื่นจากสมการฟูรีเยร์ที่หาได้เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันทางด้านเอาต์พุต v_o ของอินเวอร์เตอร์แบบสมมาตรและไม่สมมาตรที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice
2. เมื่อได้สมการแรงดันทางด้านเอาต์พุตจากค่า RLC ของเครื่องเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนด้วยความถี่สูงของงานวิจัยสามารถนำมาหาค่ากระแสเอาต์พุตที่ไหลในวงจรโดยคำนวณหาค่ากระแสที่เกิดขึ้นจากแรงดันแต่ละฮาร์โมนิกส์หารอิมพีแดนซ์ของแต่ละฮาร์โมนิกส์ และรวมกระแสแต่ละฮาร์โมนิกส์โดยคิดแบบ Superposition จะได้กระแสทางด้านเอาต์พุต i_o เพื่อเปรียบเทียบกับจากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice เพื่อยืนยันความถูกต้อง
3. เมื่อได้กระแสเอาต์พุตซึ่งเป็นกระแสตัวเดียวกันกับกระแสทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ สามารถหากระแสเฉลี่ย I_d และนำมาคูณกับแรงดันดิซี V_d เพื่อกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต P_d
4. เมื่อได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต P_o และกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต P_d ของอินเวอร์เตอร์สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้จากสมการที่ 4.12
5. ทำการคำนวณเปรียบเทียบมุม β ระหว่างแรงดันคาเมนทอล v_{o1} และแรงดันเอาต์พุต v_o ของทั้งแบบ Asymmetrical Voltage และ Phase Shift ดังแสดงในรูปที่ 4.15
6. ได้คำนวณทางทฤษฎีเพื่อเปรียบเทียบกับทำการทดลองแรงดันตกคร่อมชิปส์ลือก v_c และแรงดันเอซีทางด้านอินพุตหม้อแปลง v_p และแรงดันเอาต์พุต v_o ดังรูปที่ 4.18

บทที่ 5

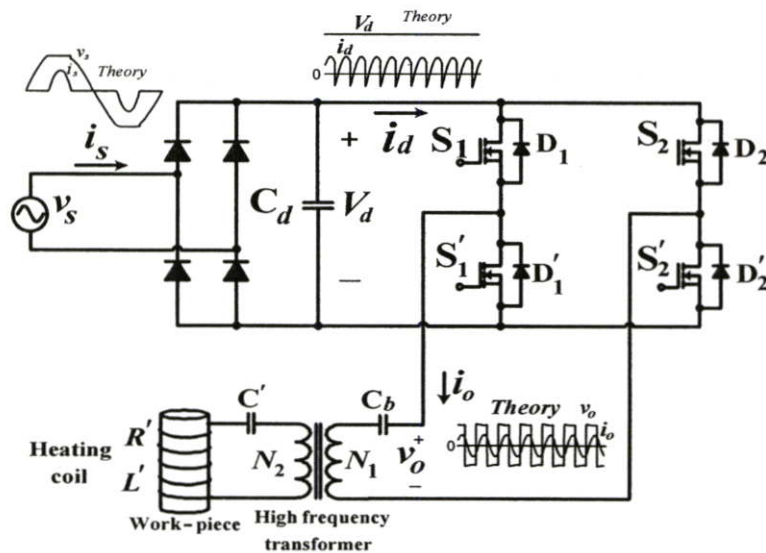
ผลการทดลองและผลการซิมูเลต

5.1 บทนำ

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย ได้แสดงคลื่นจากการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้งสอง ของระบบรวมซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากนั้นสามารถพิจารณาค่าประสิทธิภาพ η ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าแปรผันตามค่ามุม ϕ โดยคงค่าความถี่ตลอดการเนื่องเนื้อแรงดัน และเปรียบเทียบแรงดันและกระแสทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบ Asymmetrical Voltage และ Phase Shift ที่ความถี่เดียวกัน ที่มุมเงื่อนไขเนื้อเท่ากันเพื่อคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

5.2 ขั้นตอนการดำเนินการ

จากแรงดันและกระแสที่ไหลในชุดกำลังของเครื่องเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงให้เกิดความร้อนเพื่อวิเคราะห์หา กำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพของเครื่องต้นแบบที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเหนี่ยวนำเนื้อแรงดันเอาต์พุตทางด้านซิกบวค ดังแสดงวงจรของเครื่องต้นแบบดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดลอง

เครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการวัดและทดสอบเพื่อให้ได้เครื่องต้นแบบตรงตามการออกแบบ และสามารถบันทึกข้อมูลเพื่อเป็นหลักฐานเพื่อให้บุคคลที่สนใจและต้องการทำงานวิจัยเพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

| | | |
|--|---|---------|
| 1. Digital Oscilloscope YOKOGAWA , DL 1520 | 2 | เครื่อง |
| 2. OPTEX Thermo – hunter PT-3LD | 1 | เครื่อง |
| 3. Variac (0 Vac – 420 Vac) 30 A max | 1 | เครื่อง |
| 4. Multimeter HP-Hewlett Packard 973A | 1 | เครื่อง |

ตารางที่ 5.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง(Induction Heating)

| รายการอุปกรณ์ | รายละเอียด |
|---|--|
| ตัวเหนี่ยวนำ L_{load} | 1.866 mH |
| ตัวเก็บประจุ C_{load} | 0.0545 uF |
| ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ | KBPC10-06 |
| อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ | IRFP460 600 V $R_{DS(on)} = 0.27 \Omega$ |
| ตัวเก็บบลิ้อคคิ่ง | 6.6 uF |
| ขนาดเส้นลวดขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง | ลวดทองแดงเบอร์ 28 S.W.G. |
| จำนวนเส้นลวดตีเกลียวขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง | 20 เส้น |
| จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ | 33 รอบ |
| จำนวนรอบทุติยภูมิ | 3 รอบ |
| จำนวนรอบของ working coil | 3 รอบ |
| ชนิดแท่งโลหะ | เหล็กหล่อ (Iron) |
| เส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งโลหะ | 27 mm |
| เส้นผ่าศูนย์กลางของ working coil | 40 mm |
| ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ | 53.13 kHz |

5.2.2 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง

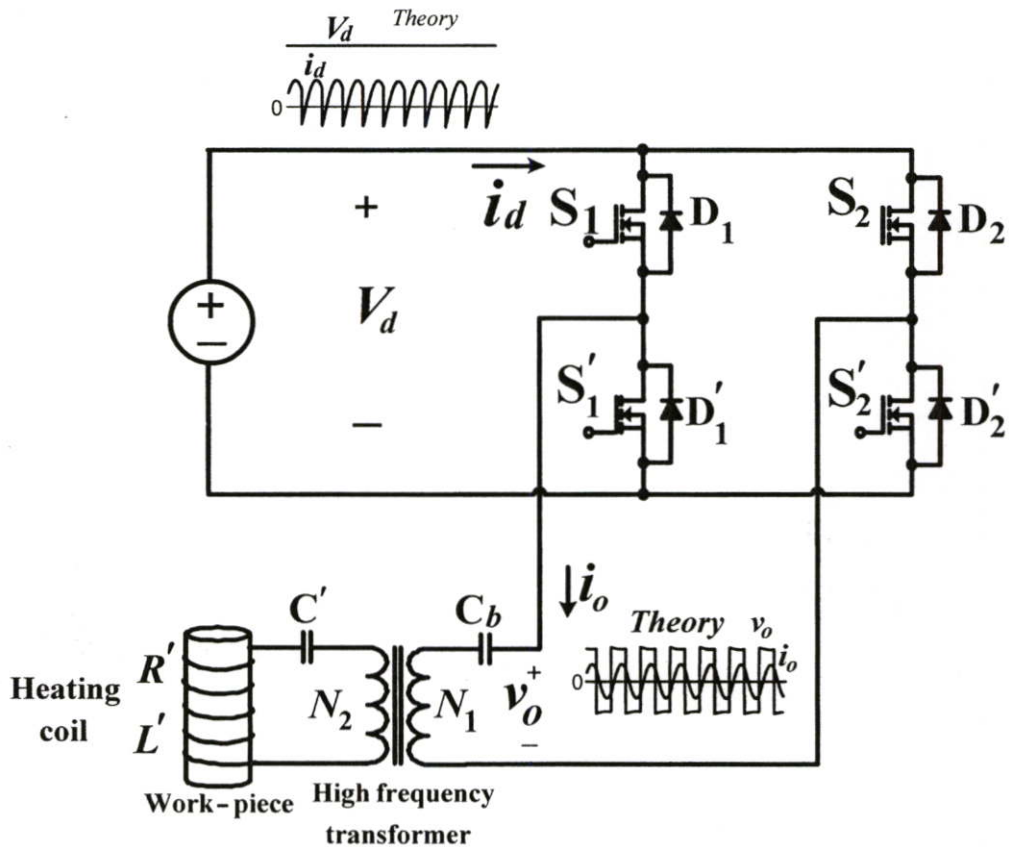
ขั้นตอนการเก็บผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ อินพุทของอินเวอร์เตอร์ มีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เริ่มจากการปรับมุมเฉือน $\phi = 0^\circ$ โดยที่ไม่ได้ควบคุมเนื้อแรงดันเอาต์พุท แล้วเพิ่มแหล่งจ่ายที่แหล่งจ่ายทางด้านการไฟฟ้าเท่ากับ 220 โวลต์ ความถี่เท่ากับ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อบันทึกค่าแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ โดยบันทึกค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII เพื่อนำไปกระจายฟูเรียร์เพื่อคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้วยการเขียนโปรแกรม Matlab ทางด้านเอาต์พุทและเพื่อความถูกต้องสามารถเขียนโปรแกรมเพื่อหาค่าขนาด RMS ของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุทเพื่อเปรียบเทียบกับ Oscilloscope ที่วัดได้ โดยการที่จะเก็บค่าต้องปรับเพิ่มความถี่สวิทซ์ของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัยปรับไว้ที่หลังแรงดันที่ประมาณ 35 องศา หรือที่ความถี่สวิทซ์เท่ากับ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อเพื่อการปรับการเฉือนเนื้อแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control, AVC) ตลอดย่านการปรับมุมเฉือนเนื้อแรงดันทางด้านซิกบวค โดยการบันทึกค่าและบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap ทุกๆ 10 องศาในการเฉือนเนื้อทางด้านซิกบวค และทำการบันทึกทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

5.2.3 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Pspice และ Matlab

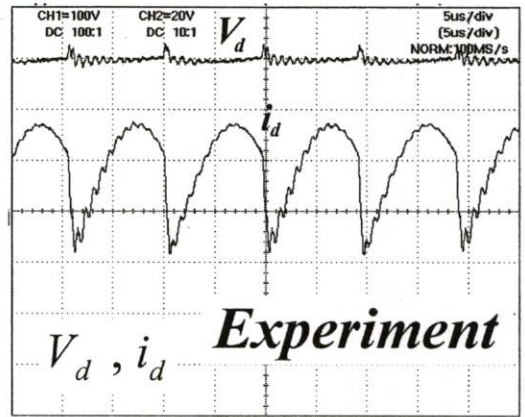
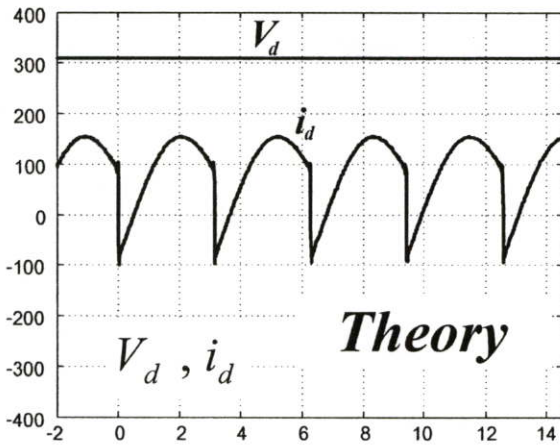
1. ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms
2. ใช้ค่าความถี่สวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการทดลอง คือ 53.13 kHz
3. ใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จากการนำคลื่นแรงดันเอชิตทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ v_{on} และกระแสโหลด i_{on} มาทำการกระจายอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันเอชิตทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ v_{on} และ กระแสโหลด i_{on} ที่อันดับฮาร์โมนิคต่างๆ เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ
4. ทำการต่อวงจรจำลองของโปรแกรม Pspice ให้ตรงกับเครื่องต้น โดยแทนเครื่องต้นแบบด้วยตัวต้านทานเท่ากับ 10.9 โอห์ม ค่าปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับ 0.0545 ไมโครฟารัด และตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1866 มิลลิเฮนรี ต่ออนุกรมกันและทำการวัดโดยเครื่องมือในโปรแกรม Pspice เพื่อตรวจสอบความถูกต้องที่จุดต่างของวงจรและเพื่อให้ทราบกระแสและแรงดันเพื่อหาอุปกรณ์ที่เหมาะสมอย่างเช่นการขนานมอสเฟสที่ทำหน้าที่สวิทซ์เพื่อให้เหมาะสมกับงาน
5. ทำการซิมูเลตเพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 2 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์จากสมการที่ (4.11) และ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ จากสมการที่ (4.8) สำหรับค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ได้

5.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจร ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ ความถี่สูง

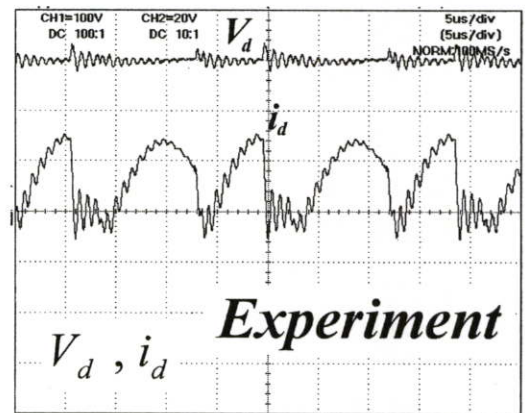
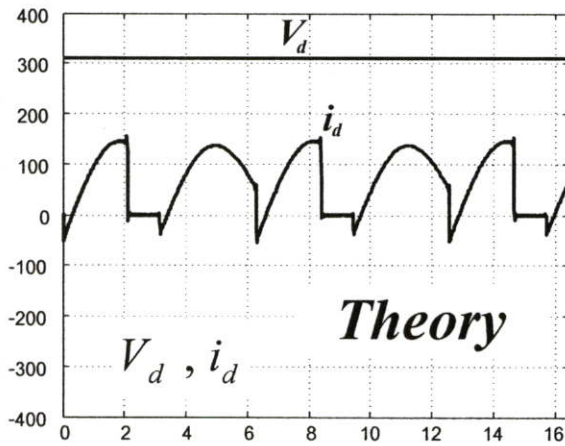
จากหัวข้อ 5.2.1 และ 5.2.2 คำทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลจากการทดสอบกับอุปกรณให้ความ ร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี เพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยทำการเลื่อนเนื้อแบบไม่สมมาตรที่มุมเฉือนทุก ๆ 10 องศา และได้แสดงรูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ $\phi = 0^\circ, 60^\circ$ และ 100° ซึ่งคลื่นที่ได้จากผลการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของ อินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของค่าความถี่ที่ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400°C รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่จุดต่าง ๆ



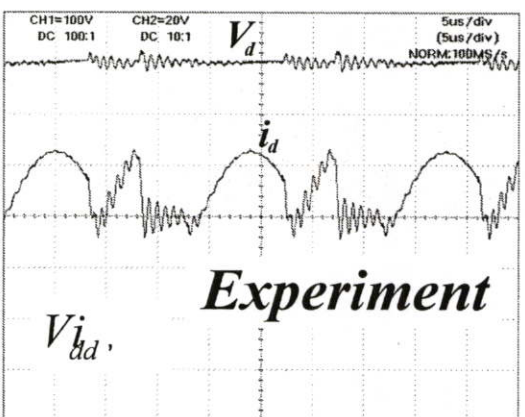
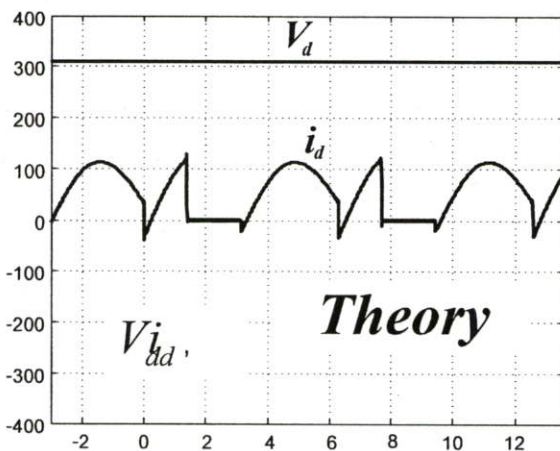
รูปที่ 5.2 อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง



(ก) รูปคลื่นอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 0^\circ$

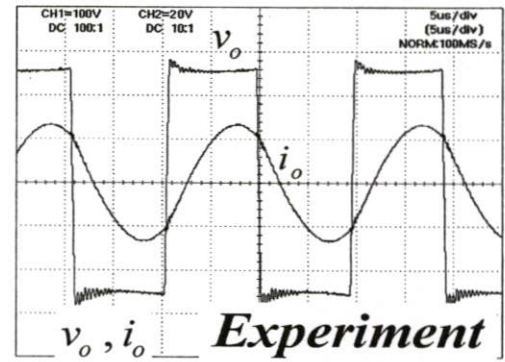
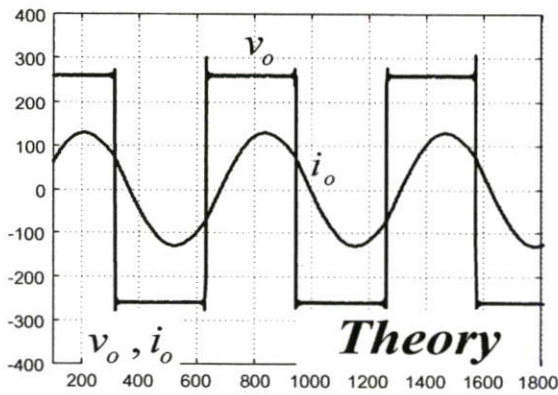


(ข) รูปคลื่นอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 60^\circ$

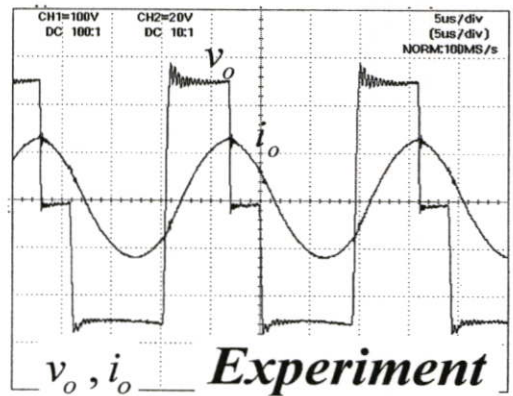
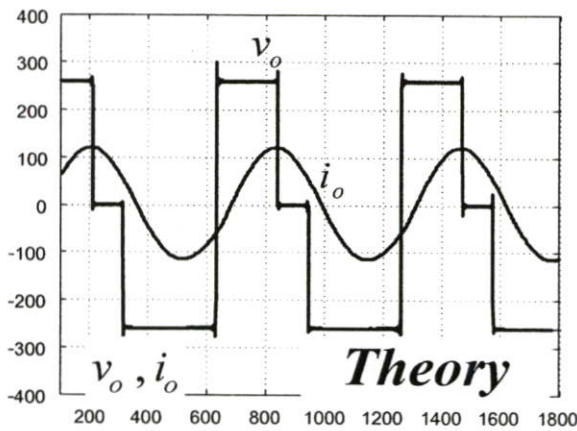


(ค) รูปคลื่นอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 120^\circ$

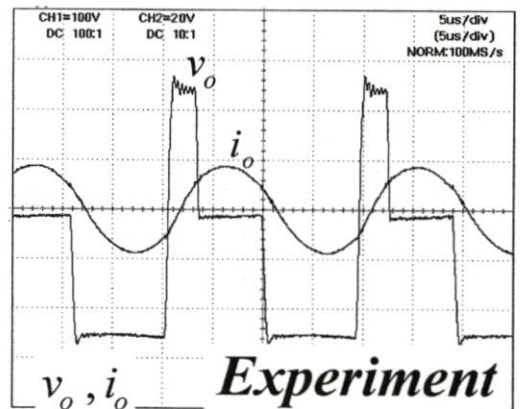
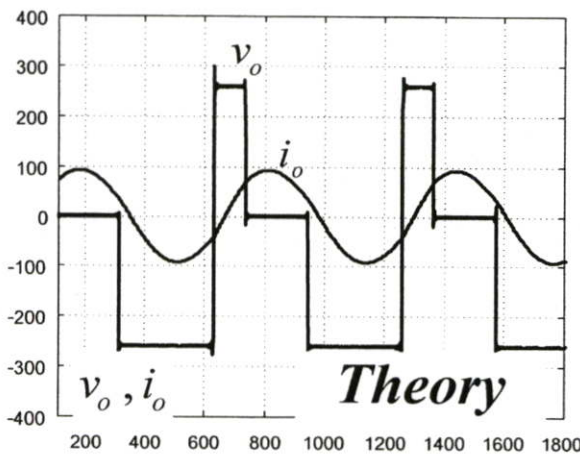
รูปที่ 5.3 ลักษณะรูปคลื่นแบบไม่สมมาตรที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลองด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเลื่อน $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$



(ก) รูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 0^\circ$



(ข) รูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 60^\circ$



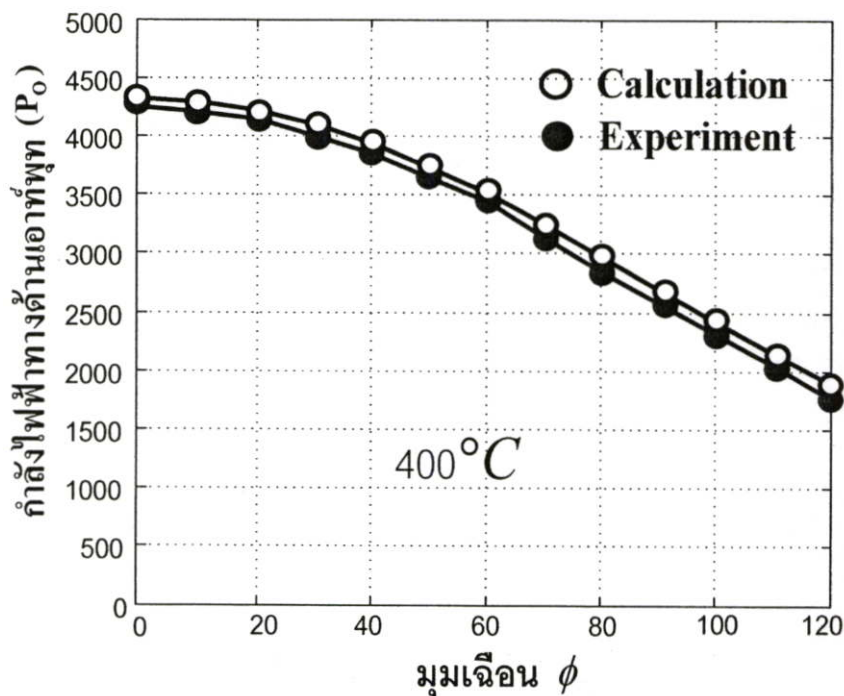
(ค) รูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มุมเลื่อน $\phi = 120^\circ$

รูปที่ 5.4 ลักษณะรูปคลื่นแบบไม่สมมาตรที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับ การทดลองด้าน

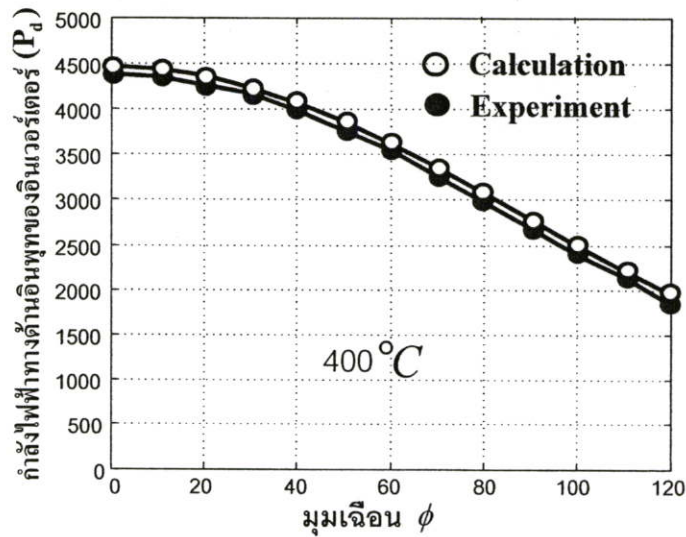
เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเลื่อน $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$

5.4 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 2 ของระบบรวม

จากหัวข้อ 5.2.1 และ 5.2.2 ค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามมุมเฉือนเนื้อแรงดันเอาต์พุตทางด้านซีกบวก ซึ่งการเฉือนเนื้อทำให้ขนาดของแรงดันพื้นคาเมนทอลมีขนาดลดลงตามมุมเฉือนเนื้อดังได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 ในรูปที่ 4.7 แสดงขนาดของแรงดันพื้นคาเมนทอลมีขนาดลดลงเลข ๆ ตามมุมเฉือนเนื้อแรงดัน ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตมีขนาดลดลงและส่งผล ทำให้กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ลดลงด้วย ดังแสดงในรูปที่ 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากการทดสอบทั้งหมดจะทดสอบภายใต้เงื่อนไขคงที่ความถี่สวิดซึ่งไว้เพื่อค่าการปรับมุมเฉือน ที่ 53.13 กิโลเฮิร์ตซ์ และข้อมูลเส้นกราฟทั้งหมดได้ทำการทดสอบภายใต้เงื่อนไขที่อุณหภูมิใช้งาน 400°C



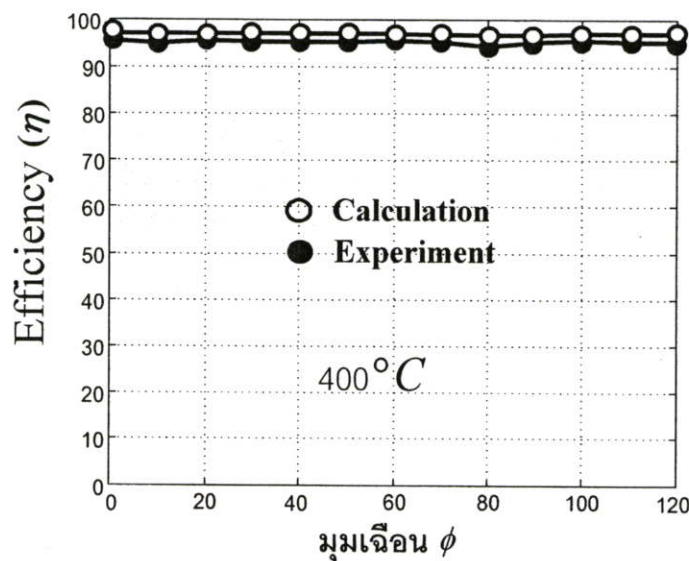
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามการเนื้อแรงดันเอาต์พุตที่มุมเฉือนต่าง ๆ



รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามการเนื้อแรงดันเอาต์พุตที่มุมเฟสต่าง ๆ

5.5 การคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมและอินเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์หาประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากค่ากำลังไฟฟ้า P_o และ P_d ทั้งค่าที่ได้จากคำนวณจากสมการ (4.8) และ (4.11) และค่าที่ได้จากเก็บข้อมูลมาหาประสิทธิภาพ η ดังสมการ (4.12) ได้เขียนเป็นเส้นกราฟแสดงในรูปที่ 5.7 ได้แสดงประสิทธิภาพของเครื่องต้นแบบ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขคงที่ความถี่สวิตชิ่งไว้เพื่อค่าการปรับมุมเฟส ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400°C



รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ที่ทางด้านเปลี่ยนแปลงตามการเนื้อแรงดันเอาต์พุตที่มุมเฟสต่าง ๆ

5.6 ผลการทดลองการเปรียบเทียบการเลื่อนเฟสและการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร

5.6.1 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง

เก็บค่าข้อมูลแรงดันและกระแสทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยทำการปรับมุมเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$ แล้วเพิ่มแรงดันจ่ายไฟฟ้าเพียง 30 โวลต์ แล้วทำการปรับเพิ่มมุมเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้เงื่อนไข (ZVS) โดยทำการเพิ่มมุมที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ที่มีความถี่สวิทช์ซึ่งที่สามารถคงค่าความถี่ตลอดช่วงการปรับมุมเงื่อนไขแรงดันเอาต์พุตทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร แล้วทำการเพิ่มแรงดันที่แหล่งจ่ายไปที่ 220 โวลต์ เท่ากับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เพื่อทำการโดยบันทึกค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII โดยลดมุมเลื่อนเฟสทีละ 10 องศา ที่มุม 60,50,40,30,20,10 และ 0 องศา เพื่อนำไปกระจายฟูเรียร์เพื่อคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้วยการเขียนโปรแกรม Matlab ทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์เพื่อสามารถเขียนโปรแกรมเพื่อหาค่าขนาด RMS ของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับรูปที่บันทึกจาก Oscilloscope และแบบการควบคุมแรงดันทางด้านซิกบวคแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control) ก็ทำเช่นเดียวกัน โดยใช้ความถี่สวิทช์ซึ่งค่าเดียวกับแบบการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส (Phase Shift Control) แล้วจึงทำการเงื่อนไขแรงดันทางด้านซิกบวคที่มุมเงื่อนไขทีละ 10 องศา ที่มุม 0,10,20,30,40,50,60,70,80,90 และ 100 องศา เพื่อเปรียบเทียบกับการเลื่อนเฟส เพื่อคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีเงื่อนไขภายใต้ค่าพารามิเตอร์เดียว เพื่อเปรียบเทียบกันทั้งสองแบบเพื่อดูประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

5.6.2 ขั้นตอนการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และ Matlab

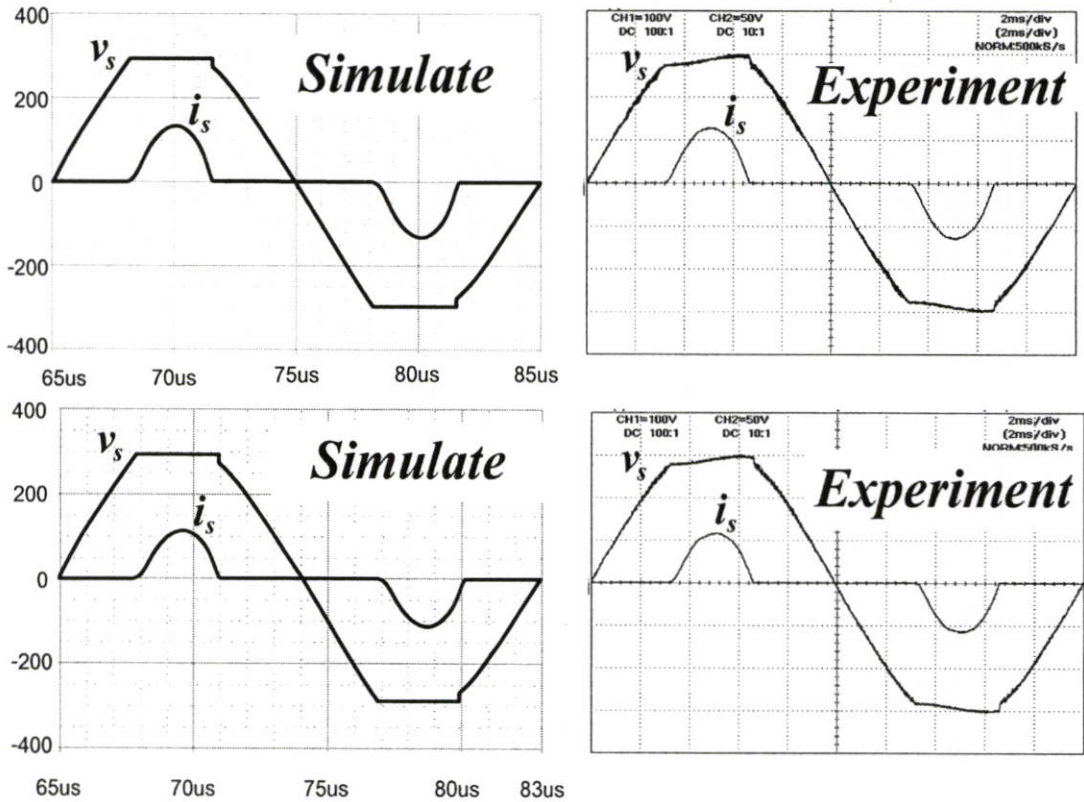
1. ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms
2. ใช้ค่าความถี่สวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการทดลอง คือ 60 kHz
3. ใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จากการนำคลื่นแรงดันเอซีทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ v_{on} และกระแสโหลด i_{on} มาทำการกระจายอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันเอซีทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ v_{on} และ กระแสโหลด i_{on} ที่อันดับฮาร์โมนิคต่างๆ เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ
4. ทำการต่อวงจรจำลองของโปรแกรม PSpice ให้ตรงกับเครื่องต้นแบบโดยแทนเครื่องต้นแบบด้วยตัวต้านทานเท่ากับ 10.9 โอห์ม ค่าปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับ 0.0545 ไมโครฟารัด และตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1866 มิลลิเฮนรี ต่ออนุกรมกันและทำการวัดโดยเครื่องมือในโปรแกรม Pspice ตรวจสอบความถูกต้องที่จุดต่างของวงจรและเพื่อให้ทราบกระแสและแรงดัน

5. ทำการซิมูเลตเพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์จากสมการที่ (4.11) และ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ จากสมการที่ (4.8) สำหรับค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ได้

5.6.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

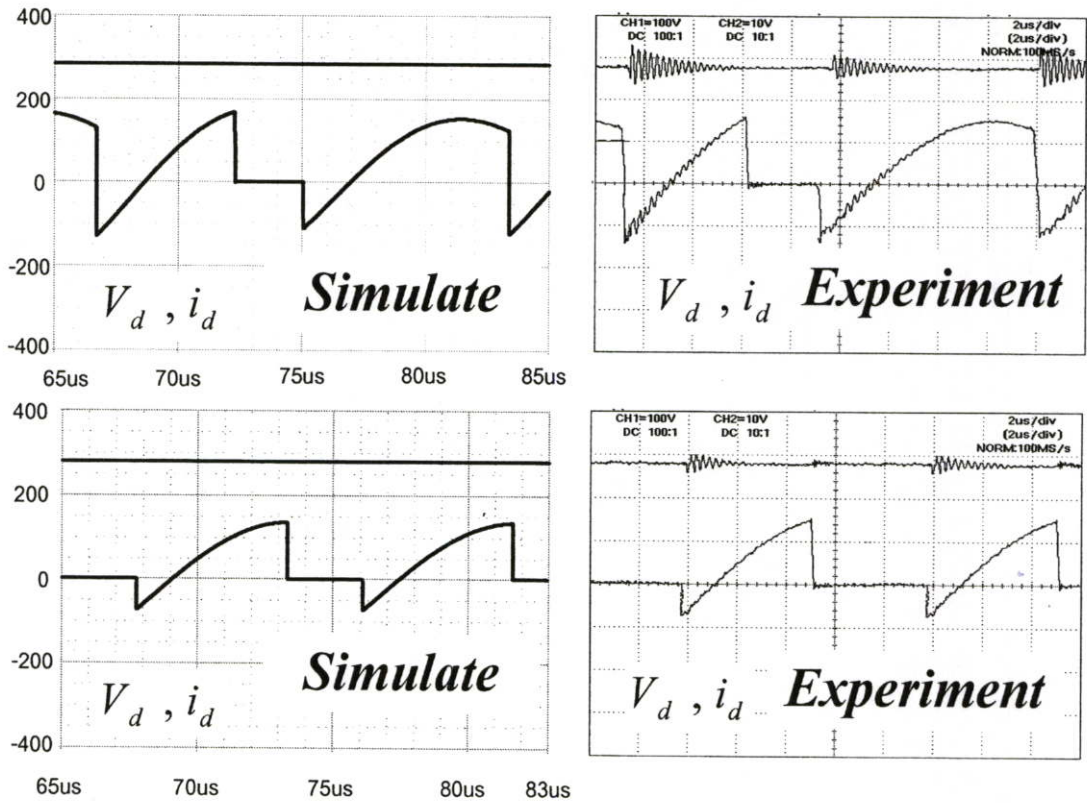
จากหัวข้อ 5.6.1 และ 5.6.2 คำทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลจากการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ โดยทำการทดลองแบบการเงื่อนไขแบบไม่สมมาตรเพื่อเปรียบเทียบกับ การทดลองโดยการเลื่อนเฟส โดยทำการเพิ่มมุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ และคงค่าความถี่สวิทซ์ไว้ที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ทั้ง 2 วิธี เพื่อเปรียบเทียบเงื่อนไขที่ค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันเมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิทซ์เพื่อดูประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ว่าวิธีการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรและการเงื่อนไขแรงดันแบบไม่สมมาตร เพื่อยืนยันความถูกต้องได้ทำการ Simulate ผลที่ได้จากผลการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุทและอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400°C

รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายทางด้านการไฟฟ้าโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟส(Phase Shift Control) เปรียบเทียบกับและการควบคุมกำลังด้วยการเหนี่ยวนำแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control) ยืนยันความถูกต้องได้ทำการ Simulate ด้วยโปรแกรม Pspice ดังแสดงในรูปที่ 5.8



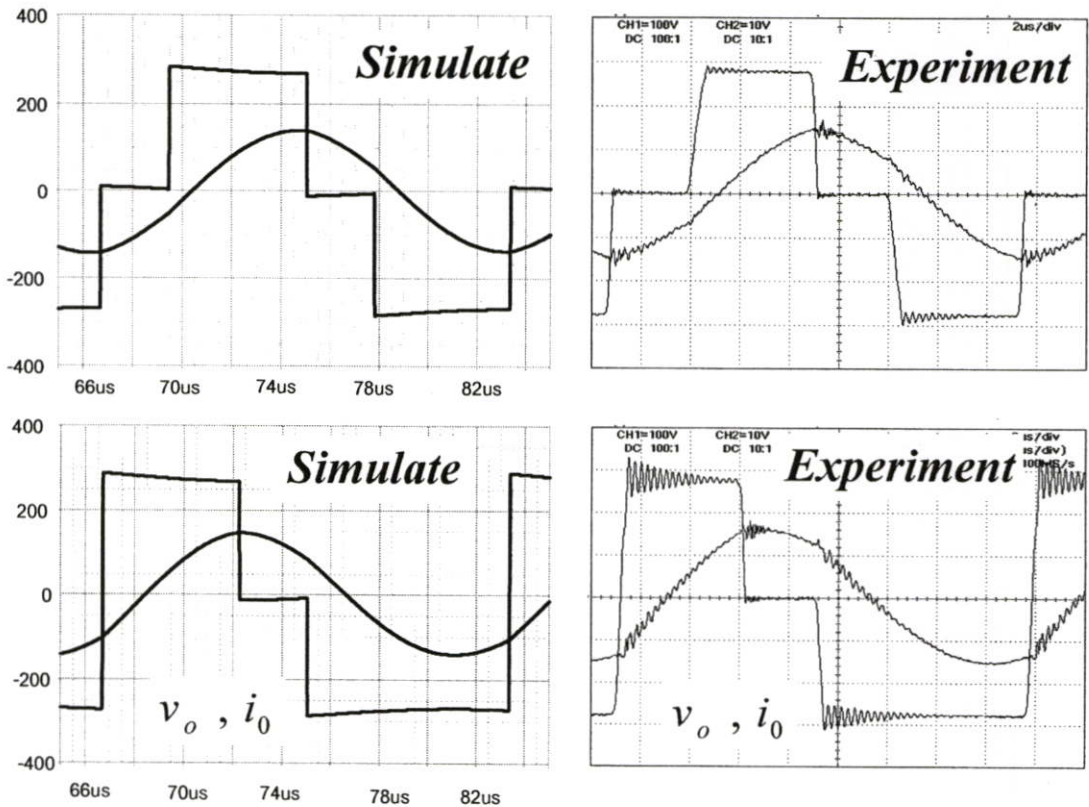
รูปที่ 5.8 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลองด้านแหล่งจ่ายทางด้านการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเลื่อน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิทซ์ 60 kHz

รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์โดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟส(Phase Shift Control) เปรียบเทียบกับการควบคุมกำลังด้วยการเหนี่ยวนำแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control) ยืนยันความถูกต้องได้ทำการ Simulate ด้วยโปรแกรม Pspice ดังแสดงในรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองเปรียบเทียบกับกรทดลองด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเลื่อน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิตซ์ 60 kHz

การแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์โดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟส(Phase Shift Control) เปรียบเทียบกับและการควบคุมกำลังด้วยการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Control) ยืนยันความถูกต้องได้ทำการเปรียบเทียบกับการ Simulate ด้วยโปรแกรม Pspice

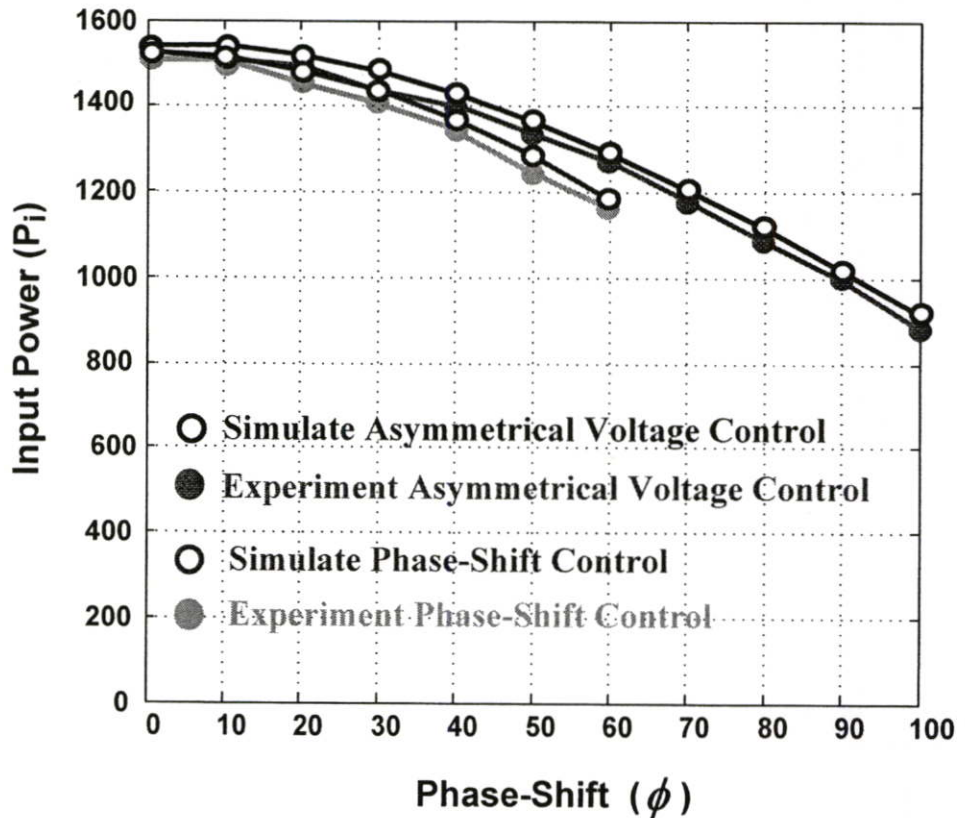


รูปที่ 5.10 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองเปรียบเทียบกับการทดลองด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขมุมเลื่อน $\phi = 60^\circ$ ที่ความถี่สวิตชิง 60 kHz

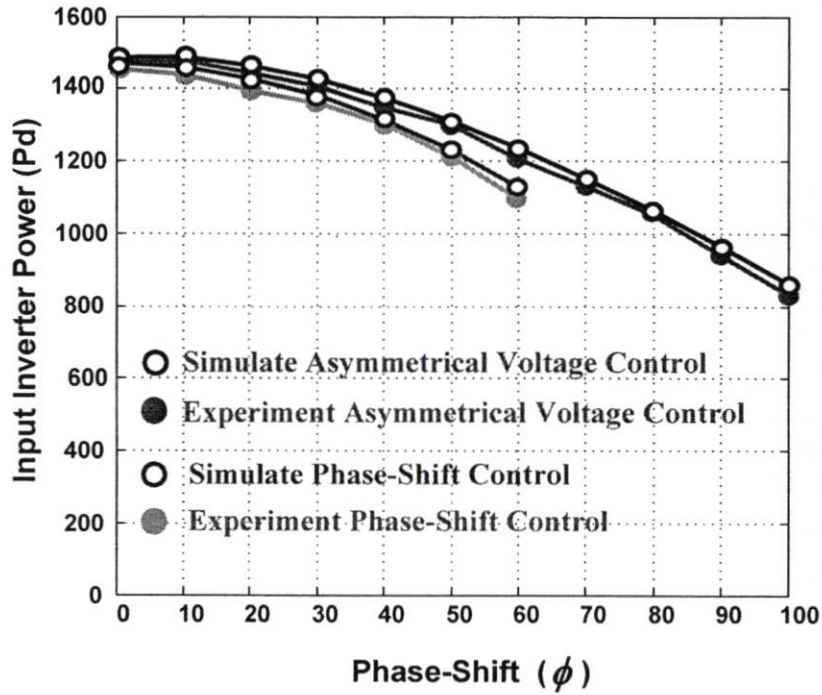
5.6.4 กราฟแสดงเปรียบเทียบผลการจำลอง และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

จากหัวข้อ 5.6.1 และ 5.6.2 ค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลจากการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ โดยทำการทดลองแบบการเลื่อนเนื้อแบบไม่สมมาตรเพื่อเปรียบเทียบกับการทดลองโดยการเลื่อนเฟส โดยทำการเพิ่มมุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ และคงค่าความถี่สวิตชิงไว้ที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้โปรแกรม Matlab เพื่อใช้คำสั่ง FFT คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ทางด้านการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทและอินพุท ของอินเวอร์เตอร์ จากค่าที่ได้สามารถแสดงดังรูปกราฟที่มีการเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าของการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรและไม่สมมาตร โดยดังรูปที่ 5.11 ได้แสดงการเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย

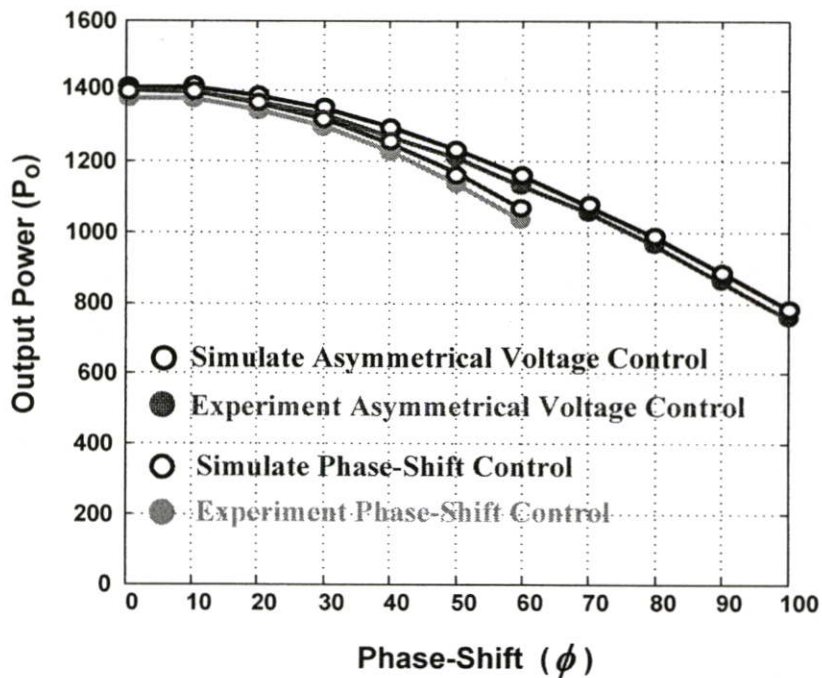
การไฟฟ้า ที่มีการคงค่าความถี่สวิตซ์ไว้ที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีการเปลี่ยนแปลงมุมเลื่อนเฟสทีละ 10 องศา และรูปที่ 5.12 มีการแสดงรูปกราฟทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์และรูปที่ 5.13 ที่แสดงกราฟที่มีการเปรียบเทียบระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรที่มีการเปลี่ยนแปลงมุมเลื่อนเฟส แต่คงค่าความถี่สวิตซ์ที่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีเงื่อนไขภายใต้ค่าพารามิเตอร์เดียว เพื่อเปรียบเทียบกันทั้งสองแบบเพื่อดูประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 5.14



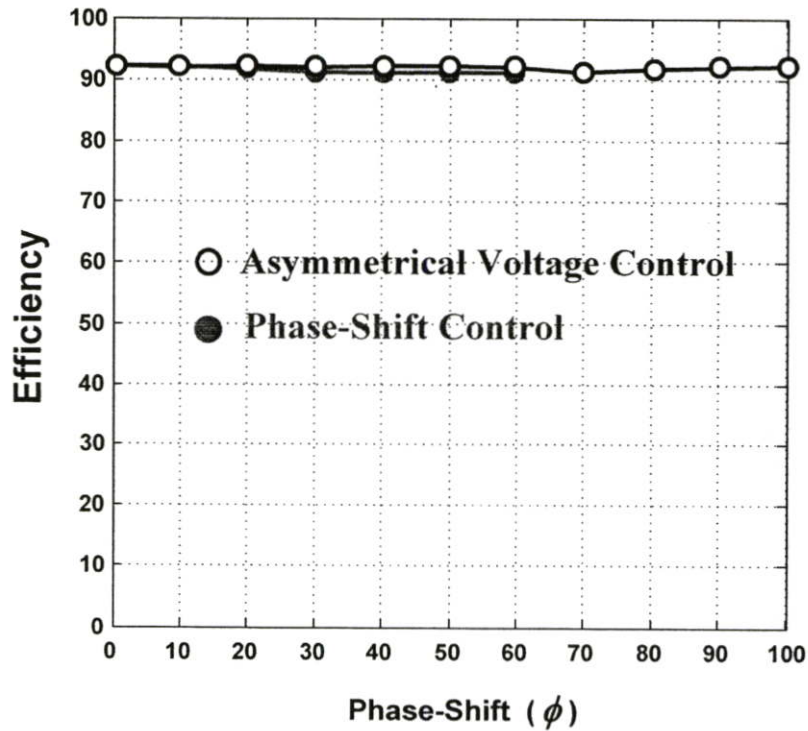
รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_i ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงเอาท์พุทตามการเนื้อแรงดันที่มุมเลื่อนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรที่ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฉือนต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตตามการเนื้อแรงดันที่มุมเฟสต่าง ๆ เปรียบเทียบทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์

5.7 สรุป

ในบทนี้ในตอนต้นได้แสดงพิกัดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่งานวิจัยได้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ และทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์โดยในรูปที่ 5.3 และ 5.4 ตามลำดับได้แสดงรูปคลื่นจากการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและ อินพุตของอินเวอร์เตอร์ และรูปที่ 5.8 และ 5.9 แสดงการเปรียบเทียบการเหนี่ยวนำแบบแรงดันแบบไม่สมมาตรกับการเลื่อนเฟส เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB และ Pspice เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้งสอง ของระบบรวมทั้งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จากนั้นสามารถพิจารณาค่าประสิทธิภาพ η ตามสมการที่ (4.12) ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าแปรผันตามค่ามุม ϕ โดยคงค่าความถี่ตลอดการเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ

บทที่ 6

สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาวิจัยทั้งในเชิงทฤษฎีและปฏิบัติเกี่ยวกับเครื่องให้ความร้อนซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทโดยวิธีการเหนี่ยวนำแรงดันทางด้านซีกบวกแบบไม่สมมาตร สามารถสรุปประเด็นสำคัญๆ ได้ดังนี้:

1. การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดย Asymmetrical Voltage Control (AVC) นั้นถ้าปรับค่าความถี่จนทำให้กระแสโพลคมีมุมเฟส *lag* แรงดันเอาต์พุทเท่ากับ 25 องศา แล้วก็สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าได้โดยการเหนี่ยวนำแรงดันโดยไม่ต้องปรับความถี่ ในขณะที่การปรับด้วยวิธี Phase Shift Control ทั่วไปไม่สามารถปรับได้

2. ได้นำเสนอการคำนวณค่า C รีโชนันท์ ซึ่ง C_b มีไว้ป้องกันแรงดันดีซีโวลต์ไหลเข้าสู่หม้อแปลงและต้องมีค่ามากกว่า C รีโชนันท์มากๆ เพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อค่า C รีโชนันท์ ทางด้าน Secondary หรือต่อความถี่รีโชนันท์

3. การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุม Asymmetrical Voltage Control (AVC) ที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าในย่าน 1800 - 4500 วัตต์ และประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีค่าประมาณ 97 เปอร์เซ็นต์

4. ในการคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} และ ความเหนี่ยวนำสมมูล L_{eq} นั้นสามารถพิจารณาได้จากคลื่นมูลฐาน(Fundamental) ของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ บันทึกค่าแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทในไฟล์

5. ประสิทธิภาพของแบบเลื่อนเฟสมีค่าสูงกว่าแบบการเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรโดยการเลื่อนเฟสประสิทธิภาพอยู่ที่ประมาณ 98 เปอร์เซ็นต์ ส่วนแบบการเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ประมาณ 97 เปอร์เซ็นต์ เพราะการเลื่อนเฟส(Phase Shift Control) มีการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังโวลต์น้อยกว่าแบบการเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตร(Asymmetrical Voltage Control)

ข้อเสนอแนะในการทำงานวิจัย

1. เมื่อใช้มอสเฟตกำลังมาใช้เป็นสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อจ่ายให้กับโหลด RLC อนุกรมรีโชนันท์ จำเป็นต้องให้ความถี่สวิตซ์สูงกว่าความถี่รีโชนันท์ เพราะตัวสวิตซ์ที่ใช้มอสเฟสนั้นภายในมอสเฟสกำลัง มีคาปาซิเตอร์แฝงอยู่จึงจำเป็นต้องให้แรงดันในคาปาซิเตอร์แฝงทำการคายประจุก่อนสวิตซ์จึงสามารถทำงาน ได้อย่างปลอดภัยหรือที่เรียกว่าการทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS

2. ในการควบคุมการเลื่อนเฟสเพื่อลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตจำเป็นต้องเพิ่มความถี่ด้วยเพื่อให้สวิตช์ทำงานภายใต้แรงดันที่สวิตช์เท่ากับศูนย์ (ZVS)

3. ในการควบคุมการเชื่อมเนื้อแรงดันทางด้านเอาต์พุตแบบไม่สมมาตรต้องเพิ่มความถี่สวิตช์ให้กระแสเอาต์พุตล้าหลังแรงดันเอาต์พุตประมาณ 30 องศาจึงสามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตด้วยการเชื่อมเนื้อแรงดันแบบสมมาตรถ้าไม่ปรับเพิ่มความถี่อาจทำให้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เกิดความเสียหายได้เนื่องจากจะเกิดสภาวะ Non-ZVS

บรรณานุกรม

- [1] John E. Neely "Practical Metallurgy and Materials of Industry" third Edition, pp. 146
- [2] L.Grajales, J. A. Sabate, K.R. Wang, W. A. Tabisz, and F. C. Lee, "Design of a 10 kW, Phase-Shift Controlled Series - Resonant Inverter for Induction Heating" Proc. of Industry Applications Society, Toronto, Canada 1993, pp. 843-849.
- [3]. H. Fujita, H. Akagi, K. Sano, K. Mita and R.H. Leonard, "Pulse Density Modulation Based Power Control of 4 kW 400 kHz Voltage – Source Inverter for Induction Heating Application" Power Conference YOKOHAMA 1993, Conf.Rec., 1993, pp. 111-116.
- [4]. P. Vriya, T. Thomas, "Power Transfer Characteristics of a Phase-Shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating" IPEC-Tokyo Conf.Rec., 2000.
- [5]. Henry W. Koertzen, Jacobus D. Van Wyk, Jan A. Ferreira "Investigation the Influence of Material Properties On The Efficiency of An Induction Heating Load Transformer using FEM Simulation" Industry Applications Conf., 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE, Volume:1, 1995 Page(s): 868 -873 vol.1
- [6] P. Viriya and T. Thomas, "Power Transfer Characteristics of a Phase-shift Controlled ZVS Inverter for the Application Heating" IPEC-Tokyo Conf.Rec., 2000.
- [7] J. Davies and P. Simpson "Induction Heating Handbook" Mcgraw-Hill:London, 1979.
- [8] D. W. Hart "Introduction to Power Electronic" Prentice-Hall, 1997.
- [9] P.Viriya, S.Sittichok and K.Matsuse "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control" PCC-OSAKA Conf.Rec., 2002.
- [10] นายโรมัส ชรรมาธิฐาน "การประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนท์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีซีโรโวลต์ที่เดสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [11] ยงยุทธ นารายณ์ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ "การวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ที่มีการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทให้มีค่าสูงมาก" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 27,2547, หน้า 26-30

- [12] เกียรติศักดิ์ ผาสุขมุล และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “การวิเคราะห์รีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับเครื่องให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 30 ,2550 , หน้า 516-518
- [13] เกียรติศักดิ์ ผาสุขมุล, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร ”การประชุมทางวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 45 ,2550 , หน้า 363-370

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

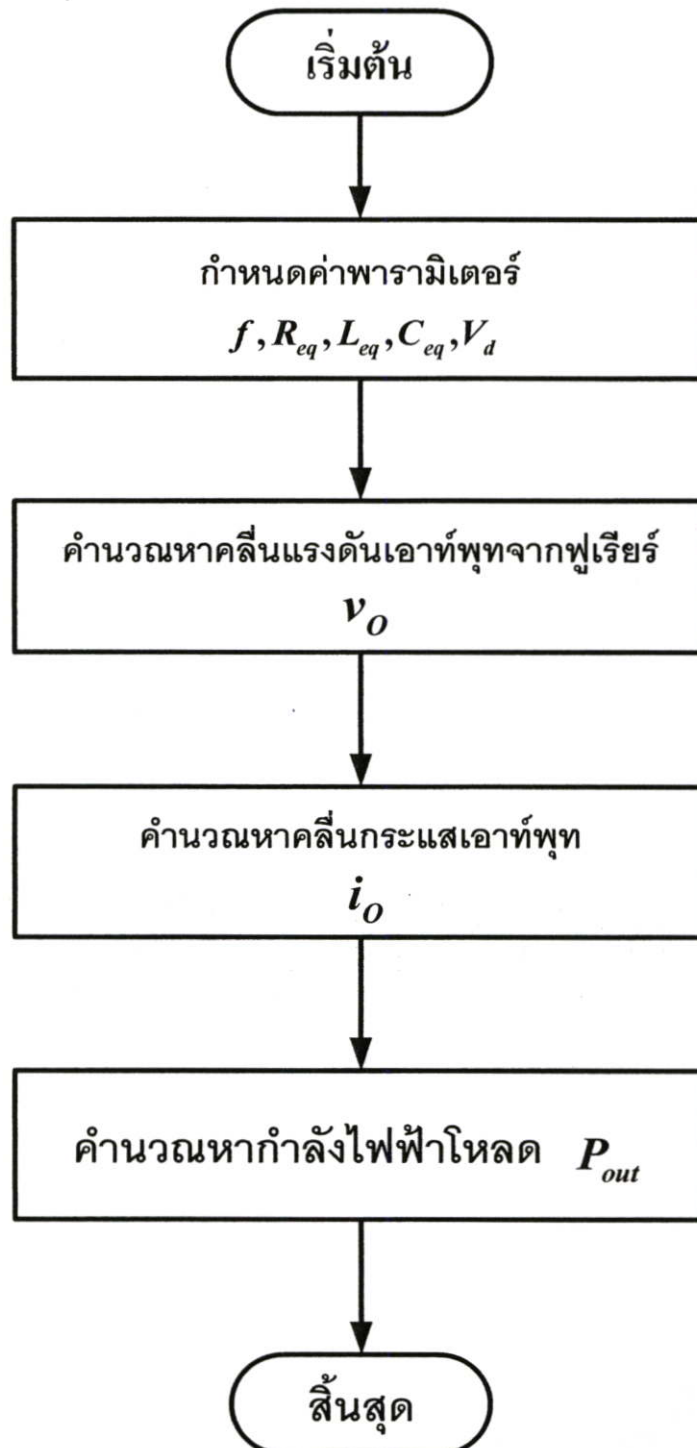
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] เกียรติศักดิ์ ผาสุขมูล, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ การวิเคราะห์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับเครื่องให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 30, 2550, หน้า 516-518

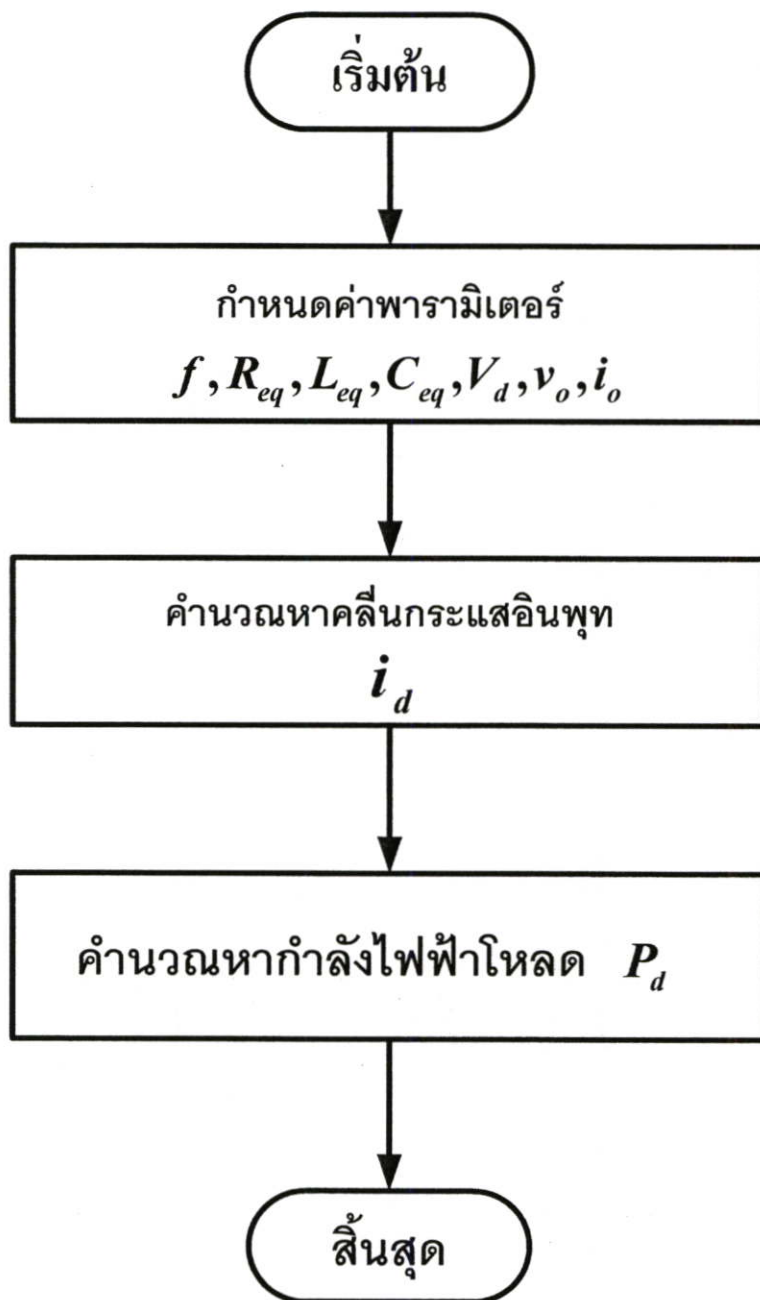
- [2] เกียรติศักดิ์ ผาสุขมูล, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร” การประชุมทางวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 45, 2550, หน้า 363-370

ภาคผนวก ข.

- ข.1 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการคำนวณคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในกรณีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ในส่วนวงจรทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม Matlab



- ข.2 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการคำนวณคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในกรณีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ในส่วนวงจรทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม Matlab





หนังสือในวโรกาสเฉลิมฉลองพระบาทสมเด็จพระเจ้าอยู่หัว
มีพระชนมายุครบ ๘๐ พรรษา

เรื่องดำเนินการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ ๔๕ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
The Proceeding of 45th Kasetsart University Annual Conference

เล่มที่ ๖

สาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์

(Subject: Architecture and Engineering)

สาขาทรัพยากรธรรมชาติและสิ่งแวดล้อม

(Subject: Natural Resources and Environment)



“เกษตรพอเพียง”

โครงการในพระราชดำริ

“Self-sufficient Agriculture: Projects Initiated by His Majesty the King”



รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร Asymmetrical Voltage Control Resonant Inverter

เกียรติศักดิ์ ผาสขมูล¹ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ²
kaitisak Phasukmoon¹ and Viriya Pichetjamroen²

บทคัดย่อ

ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรรีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดรีโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ โดยใช้หลักการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มีการสวิตช์ขณะแรงดันเท่ากับศูนย์ โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์จากรายละเอียดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นทำการวิเคราะห์คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมสเปคตรัมที่มุมเฉือนแรงดันค่าต่าง ๆ นำผลที่ได้ไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจากนั้นยังสามารถหาค่าความถี่ที่ทำให้สวิตช์ ขณะแรงดันเท่ากับศูนย์ที่มุมเฉือนค่าต่าง ๆ ด้วย ในบทความวิจัยนี้ยังแสดงผลการวิเคราะห์และทดลองควบคู่กัน เพื่อเป็นการเปรียบเทียบและให้มั่นใจในหลักการนำเสนอว่ามีความถูกต้องจริง

ABSTRACT

This paper presents the asymmetrical of output power control of a full-bridge high frequency series. Resonant inverter, using the principle of asymmetry voltage control with zero voltage switching (ZVS). The circuit operation is first analyzed in detail. Then, output voltage and current waveforms with their spectra with various voltage-cancellation control angles are analyzed and used to calculate the output power. The zero voltage switching frequency with various voltage-cancellation control angles can be also calculate. Both theoretical and experimental result are given for comparison propose to verify the principle presented in the analyzed.

Key Words : Asymmetrical Voltage, Phase-Shift , resonant , inverter

king15129@hotmail.com

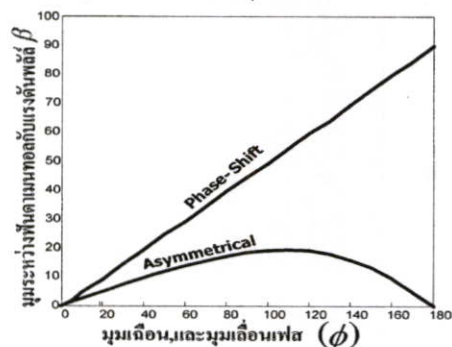
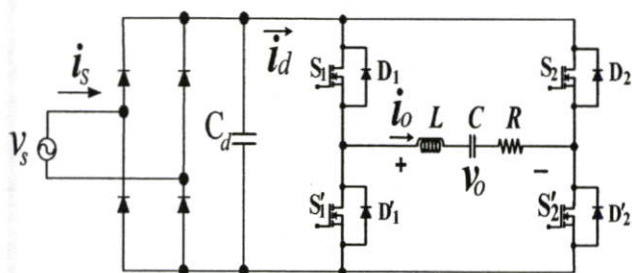
x9060222@kmitl.ac.t

¹ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1. บทนำ

ในงานวิจัยเรื่อง Asymmetrical voltage control, AVC ที่นำเสนอในบทความนี้ได้ประยุกต์ใช้กับโหลดต่างๆ ซึ่งอินเวอร์เตอร์โดยทำหน้าที่จ่ายโหลด ประเภท เช่น Induction cooking , Induction heating , Induction melter , Induction welding โดยที่โหลดเหล่านี้สามารถแทนด้วย RLC อนุกรม ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำลังศึกษาอยู่นี้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) ซึ่งโดยปกติวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 1 ไม่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดได้ ซึ่งโดยทั่วไปสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยวิธีต่าง ๆ ดังนี้



รูปที่ 1 วิธีเหน่ออินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ รูปที่ 2 มุม พ้นดาเมนทอลนำหน้าแรงดันสเปคเอาท์พุท จากรูปที่ 2 เป็นการเปรียบเทียบค่ามุมที่ความถี่หลักมูลย์นำหน้าคลื่นสเตรปแรงดันเอาท์พุทเป็นมุม β ระหว่าง Phase-Shift กับ Asymmetrical Voltage ที่มุมเฉือน ตั้งแต่ 0-180 องศา โดยในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้การวิเคราะห์การควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ Asymmetrical Voltage

1. แบบ PAM (Pulse Amplitude Modulation) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับระดับเชื่อมโยง กระแสตรง (DC link) โดยใช้ Thyristorized Phase Controlled rectifier ซึ่งวิธีนี้จะมผลทำให้เกิด Harmonic ใน line มากอีกทั้งตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำการตอบสนองในการปรับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเป็นไปได้ช้า และยังมีต้นทุนรวมที่สูงเนื่องจากชุดควบคุมแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงอีกด้วย

2. แบบ PFM (Pulse Frequency Modulation) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่อินเวอร์เตอร์ [3] จะสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ ZVS (Zero Voltage Switching) ซึ่งจะทำให้ไม่มีการสูญเสียขณะ turn-on switch แต่จะยากในการปรับความถี่เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าในย่านที่กว้าง และอินเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพต่ำเมื่อต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าระดับต่ำ

3. แบบ Phase-shifted Controlled เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งโดคิงหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ซึ่งวิธีนี้จะมี แต่เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสมากขึ้นก็ต้องปรับความถี่เพิ่มขึ้นเพื่อให้สวิตช์ทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS [1,2]

จากแบบที่ 3 Phase-Shift การปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟส เป็นเทคนิคอย่างหนึ่งที่มีการปรับลดส่วนแรงดันแบบสมมาตร แต่การเลื่อนเฟส ต้องปรับเพิ่มความถี่ตลอดย่านการปรับเลื่อนเฟสจึงทำให้ยากต่อการปรับลดกำลังไฟฟ้าในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการปรับลดกำลังไฟฟ้าอีกวิธีหนึ่ง คือการเชื่อมส่วนแรงดันแบบไม่สมมาตร ซึ่งสามารถปรับเพิ่มมุมเฉือนเพื่อให้ส่วนแรงดันทางด้านชีกบวมมีคาลลดลงไปจากเดิม ซึ่งการเชื่อมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตรสามารถคงค่าความถี่ไว้ค่านึง ตลอดย่านการปรับมุมเฉือนเฟส เพื่อให้สวิตช์ทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS โดยที่การควบคุม

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตแบบดังกล่าว ถ้าไม่มีการปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ขณะที่ปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟส และมุมเชื่อมส่วนจะทำให้พื้นที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณประจุที่ใช้ discharge Drain-Source Parasitic Capacitance : C_{oss} ของ Switch ประเภท MOSFET (SW MOSFET) ที่เปลี่ยนไปในลักษณะที่ discharge ไม่หมดและ SW MOSFET มีการ turn on พร้อมลัดวงจร C_{oss} ดังกล่าวขึ้น SW MOSFET จึงมีลักษณะการทำงานที่เปลี่ยนไปจาก Zero Voltage Switching (ZVS) เป็น NON-Zero Voltage Switching (NON-ZVS) ดังนั้นเพื่อให้ SW MOSFET สามารถทำงานในลักษณะ ZVS ดังนั้นจึงจำเป็นต้องปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อเป็นการชดเชยให้ได้พื้นที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณประจุที่มากพอที่จะ discharge C_{oss} ให้หมดก่อนที่จะมีการ turn-on ของ Switch ครั้งต่อไป ดังนั้นในการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้ลักษณะการ discharge ของ C_{oss} ที่ถูกต้องสำหรับการทำงานแบบ ZVS จำเป็นต้องออกแบบเพื่อให้ได้เนื้อที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณการ discharge ประจุของ C_{oss} ที่ถูกต้องซึ่งส่วนคลื่นกระแสดังกล่าวสำหรับทั้งสองกรณี แต่แบบการเชื่อมส่วนแบบไม่สมมาตร จะเพิ่มความถี่น้อยกว่าแบบเลื่อนเฟสจึงสามารถคงค่าความถี่ที่เหมาะสมไว้ได้เมื่อเมื่อเชื่อมส่วนแรงดัน

2. หลักการทำงานของวงจร

จากวงจร ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 1 โดยจะมีแรงดันกระแสตรง V_{DC} ที่ input voltage คงที่ซึ่งแปลงมาจากแรงดันกระแสสลับ (v_s) ที่ $220 V_{rms}$ ผ่านวงจร วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เพื่อให้ได้แรงดันกระแสตรง โดยใช้ C_d กรองเพื่อให้ได้ไฟตรงเรียบ (V_{DC} Link) เพื่อจ่ายเป็นอินพุตให้กับ Inverter ที่ใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ S_1, S_1', S_2 และ S_2' สวิตช์ด้วยความถี่สูง โหลดทางด้าน เอาต์พุต ของ อินเวอร์เตอร์ เป็นแบบ RLC series resonant ซึ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์ จะแสดงโหมดการทำงาน การเชื่อมส่วนแรงดันแบบสมมาตรและไม่สมมาตรโดยมีมุมเชื่อมและมุมเลื่อนเฟส ϕ โดยการควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage จะปรับมุมเชื่อม ϕ ที่สัญญาณขับเกทสวิตช์ S_1 เพียงตัวเดียว ดังรูปที่ 3 ซึ่งแตกต่างจากการเลื่อนเฟส จะปรับมุมเลื่อนเฟส ϕ ที่มีวิธีการเลื่อนสัญญาณขับเกทสวิตช์ S_2 และ สวิตช์ S_2' ดังรูปที่ 3 และ 4 ซึ่งการทำงานสามารถอธิบายเป็นโหมดต่างดังนี้

โหมด I (Regenerating Mode) : กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ในโหลดเอซีจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D_1 และ D_2' ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นบวกแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นลบ

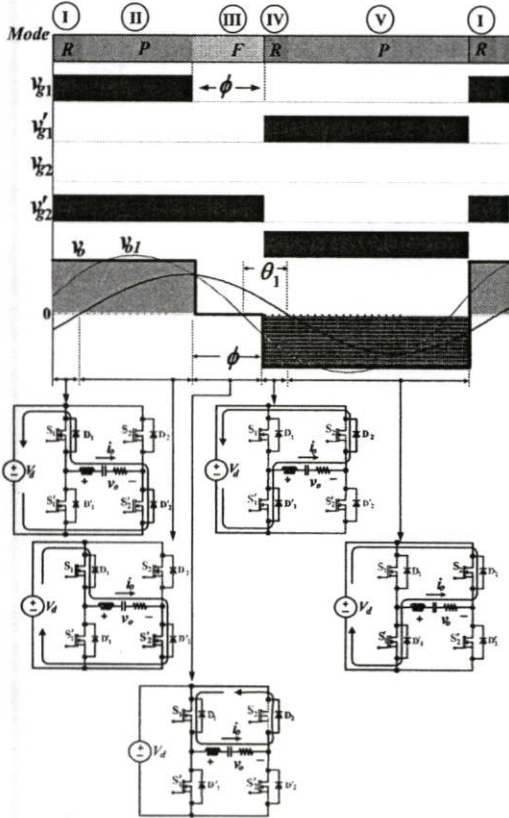
โหมด II (Powering Mode) : กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_1 และ S_2' ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จะเป็นบวก

โหมด III (Freewheeling Mode) : ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและโหลดเอซีแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดเอซีจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะไหลผ่านสวิตช์ S_1 และไดโอด D_2

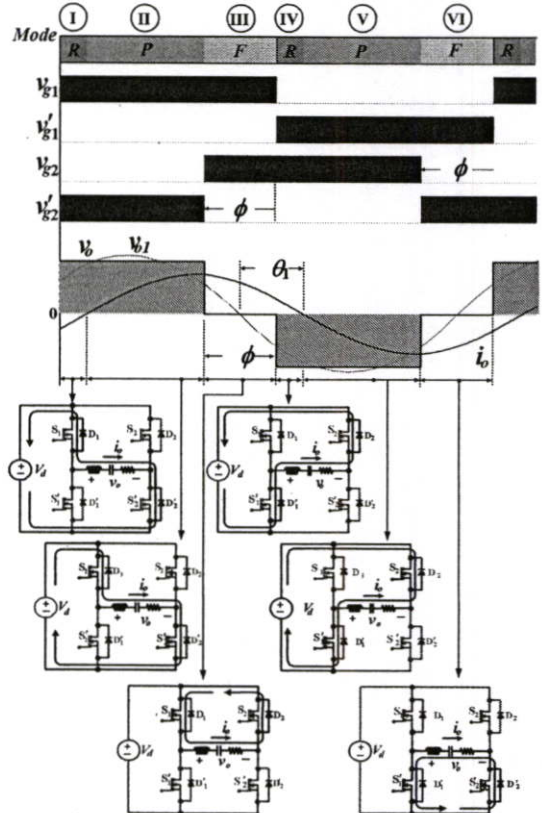
โหมด IV (Regenerating Mode) : กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ที่เอซีโหลดจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D_1' และ D_2 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นลบแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นบวก

โหมด V (Powering Mode) : กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_2 และ S_1' ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จะเป็นลบ

โหมด VI (Freewheeling Mode) : ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและโหลดเอชี่แต่ พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดเอชี่จะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะไหลผ่าน สวิตช์ S'_1 และไดโอด D'_2 (การควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage Control ,AVC จะไม่เกิดโหมดการทำงานนี้)



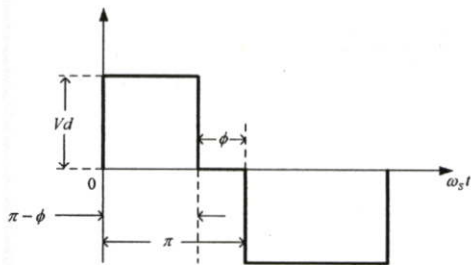
รูปที่ 3 โหลดการทำงาน Asymmetrical Voltage



รูปที่ 4 โหลดการทำงาน Phase-Shift Control

3. วิเคราะห์ผลคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต

คลื่นแรงดันเอาต์พุต v_o , i_o ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่ควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 คลื่นแรงดันเอาต์พุต v_o ของ AVC

$$v_o = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_s t + \theta_n) \quad (1)$$

โดย a_n และ b_n เป็นสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ มีค่าดังนี้

$$\text{เมื่อ } C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ และ } \theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{-b_n}{a_n}\right) \quad (2)$$

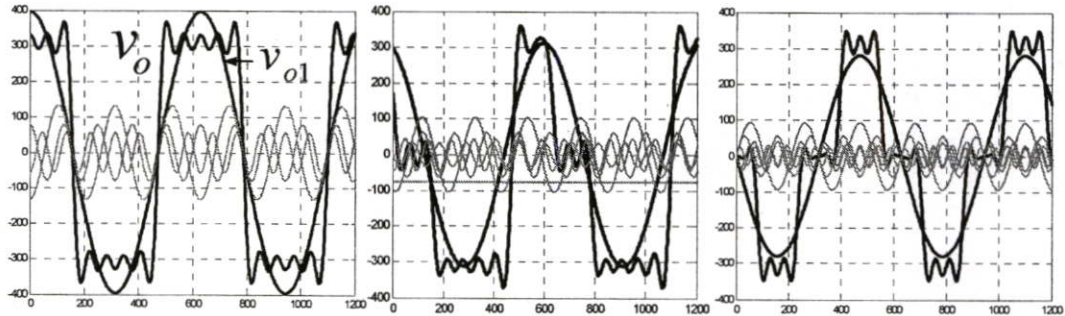
$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_s t + \theta_n) \quad (3)$$

โดยที่ V_{rms} คือค่า rms ฮาร์มอนิกลำดับที่ n รวมกันซึ่งมีค่าเป็น

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2, rms} = \sqrt{a_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{C_n}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad (4)$$

จากลักษณะคลื่นแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 5 สามารถวิเคราะห์หาอนุกรมฟูเรียร์ของคลื่นนี้ได้ดังสมการ

$$v_o = \frac{Vd}{2\pi}(-\phi) + \frac{Vd}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left((\sin n(\pi - \phi) \cos n\omega_s t) + ((2 + (-1)^n - \cos n(\pi - \phi)) \sin n\omega_s t) \right) \quad (5)$$

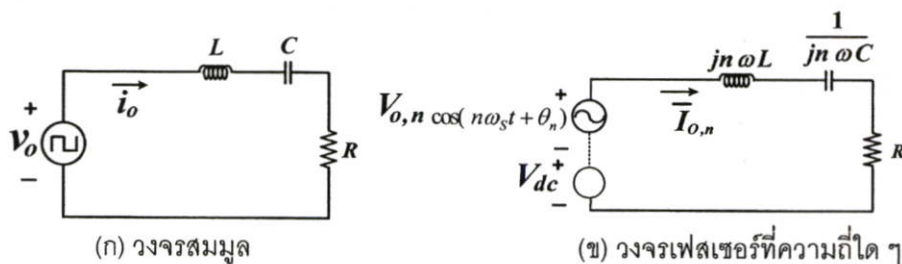


ก. มุมเลื่อน และ มุมเลื่อนเฟส 0 ข. มุมเลื่อน 90 ค. มุมเลื่อนเฟส 90

รูปที่ 6 การรวมคลื่นความถี่หลักมูลย์และฮาร์มอนิกส์ลำดับต่าง ๆ

จากรูปที่ 6 แสดงการเปรียบเทียบคลื่นแรงดันที่ความถี่หลักมูลย์ เปรียบเทียบกับสัญญาณขาขึ้นของคลื่นสเต็ป แรงดันเอาต์พุตของทั้งแบบเลื่อนเฟสและเลื่อนเฟส จะเห็นได้ว่าที่มุมเลื่อนและเลื่อนเฟสเดียวกัน ส่วนคลื่นแรงดันของ Phase-Shift จะโคจรขึ้นส่วนขอบขาขึ้นหน้าและขอบขาลงส่วนหลังของแรงดันเอาต์พุตทั้งซีกบวกและลบ ทำให้แรงดันที่ความถี่หลักมูลย์นำหน้า คลื่น step แบบสมมาตร มีค่ามากกว่า แบบ แรงดันแบบสมมาตร เพราะการเลื่อนส่วนแรงดันแบบไม่สมมาตรจะเลื่อนเฉพาะส่วนหลังของส่วนแรงดันสเต็ป ทางด้านซีกบวก การเลื่อนส่วนที่มุมต่างๆ ทั้งสองแบบ เปรียบเทียบระหว่างแรงดันที่ความถี่หลักมูลย์นำหน้าแรงดันสเต็ปเป็นมุมต่างๆ ซึ่งแสดงกราฟรูปที่ 9 ซึ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์กระแสทางด้านเอาต์พุตล้าหลังคลื่นสเต็ป แรงดันเอาต์พุตทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร เป็นผลทำให้ต้องเพิ่มความถี่ให้สวิตช์ทำงานที่ถูกต้องภายใต้เงื่อนไข ZVS ซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 5

จากคลื่น สเต็ปแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จ่ายให้โหลดรีโซแนนท์แบบอนุกรมที่มีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งทำหน้าที่อีกอย่างเป็นตัวกรองความถี่ (filter) กระแสเอาต์พุตที่เกิดขึ้นแทบทั้งหมดจึงเกิดจากความถี่หลักมูลย์ (Fundamental frequency) จากกระแสที่ได้จึงมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ หาสมการกระแสจากเฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจรมูลย์ ดังรูปที่ 7



(ก) วงจรมูลย์

(ข) วงจรเฟสเซอร์ที่ความถี่ใด ๆ

รูปที่ 7 อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์เมื่อจ่ายโหลด RLC เรโซแนนท์แบบอนุกรมพร้อมวงจรมูลย์ที่ความถี่ต่างๆ

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_s t + \phi_n) \quad (6)$$

จากวงจรเฟสเซอร์สามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตที่เกิดจากแรงดัน ที่อิมพีแดนซ์ต่าง ๆ ของแต่ละ ฮาโมนิคที่ใช้ Superposition ในการคำนวณ ดังรูปที่ 7 (ข)

$$\text{เมื่อ } I_0 = \frac{V_0}{R}, I_n = \frac{V_n}{R + jn\omega_s L - j\frac{1}{n\omega_s C}} \quad (7)$$

$$\text{มุมที่กระแสล้าหลังแรงดันที่ฮาโมนิคลำดับที่ n, } \phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{jn\omega_s L - j\frac{1}{n\omega_s C}}{R} \right) \quad (8)$$

โดยที่ I_{rms} คือ ค่า rms ของกระแสเอาต์พุต ซึ่งสามารถคำนวณได้จากองค์ประกอบของพินดาเมนทอลและ ฮาร์โมนิกได้ดังสมการ

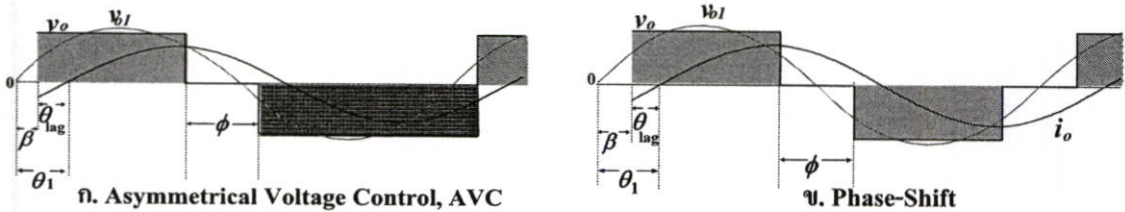
$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2, rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (9)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสามารถคำนวณได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากองค์ประกอบพินดาเมนทอลและฮาร์โมนิกของแรงดันและกระแสเอาต์พุตดังสมการ

$$P = \sum_{n=0}^{\infty} P_n = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,rms} I_{n,rms} \cos(\theta_n - \phi_n) \quad (10)$$

และค่า power factor เอาต์พุตสามารถคำนวณได้จากสมการ $pf = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} \quad (11)$

4. ความถี่สวิตช์ขณะแรงดันเท่ากับศูนย์

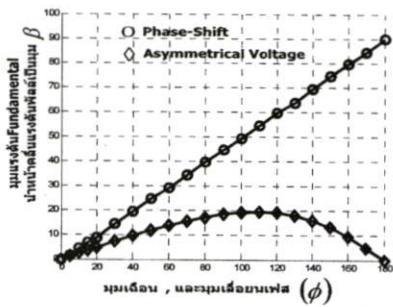


รูปที่ 8 มุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต

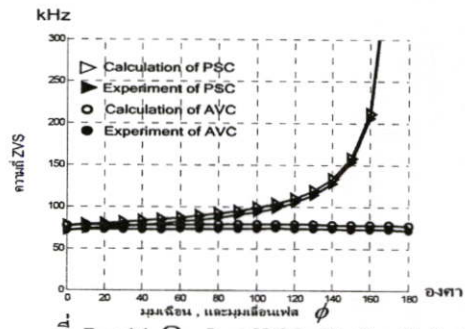
$$\theta_l = \arctan \left[\frac{X_{L,S} - X_{C,S}}{R} \right] \quad (12)$$

จากรูปที่ 8 แสดงการเปรียบเทียบการเกิดกระแสทางเอาต์พุต ซึ่งกระแสเอาต์พุตที่เกิดแทบทั้งหมดเกิดจากแรงดันที่ความถี่หลักมูลย์ สามารถวิเคราะห์กระแสเอาต์พุตกับแรงดันที่ความถี่หลักมูลย์ ซึ่งต้องการให้กระแสล้าหลังขอบขาขึ้นของคลื่น step แรงดันเอาต์พุตเพื่อให้สวิตช์ทำงานถูกต้องภายใต้เงื่อนไข (ZVS) จากรูปที่ 8 จะสังเกตได้ว่าทั้งแบบเลื่อนเฟสและการเชื่อมเนื้อแบบไม่สมมาตรจะมีค่ามุม θ_{lag} ที่เท่ากัน แต่การที่จะให้กระแสเอาต์พุตล้าหลังคลื่น step แรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรต้องเพิ่มความถี่มากกว่าคลื่น Step แรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร เพื่อให้ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงมาก ๆ โดยดูจากมุม β ดังรูปที่ 8 แบบ Phase-Shift จะมีค่ามากกว่าและจากกราฟรูปที่ 9 ได้แสดงการเปรียบเทียบค่ามุม β ของทั้งแบบ Phase-Shift และ แบบ Asymmetrical Voltage เพื่อให้เห็นถึงค่ามุม β ที่แตกต่างกันมากของทั้งสองแบบ และจากรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่า

แบบเลื่อนเฟสมีมุม θ_1 มีค่ามากกว่าการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร โดยมุม θ_1 ที่เกิดจากมุม β บวกกันกับมุม θ_{lag} ซึ่งจะเป็นมุมที่กระแสเอาต์พุตล้าหลังแรงดันที่ความถี่หลักมูลย์ ดังนั้นต้องเพิ่มความถี่ให้ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากกว่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุไว้ค่าที่เหมาะสม เพื่อให้กระแสเอาต์พุตล้าหลังแรงดันเอาต์พุตเป็นมุม θ_{lag} ซึ่งการเพิ่มความถี่ของแบบเลื่อนเฟสมากกว่าแบบเลื่อนเฟสเป็นจำนวนมาก จึงทำให้ยากต่อการเลื่อนเฟสเพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้า ซึ่งต่างกับแบบเลื่อนเฟสที่สามารถเพิ่มความถี่ได้เมื่อค่ามุม β เพียงเล็กน้อยโดยสามารถคงค่าความถี่ไว้ได้และทำการปรับเลื่อนเฟสโดยไม่ต้องเพิ่มความถี่อีก โดยเส้นกราฟในรูปที่ 10 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ในการสวิตช์ที่ยังคงทำให้กระแสเอาต์พุตอินเฟสกับขอบขาขึ้นของคลื่นแรงดัน step เอาต์พุตซึ่งมีความถี่ต่ำที่สุดที่ยังคงทำให้สวิตช์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของกรณี PSC และ AVC



รูปที่ 9 มุมที่องค์ประกอบหลักมูลย์ของแรงดันนำหน้าขอบขาขึ้นของคลื่นแรงดันสตีปเอาต์พุตที่มุมเลื่อนและมุมเลื่อนเฟสต่างๆ

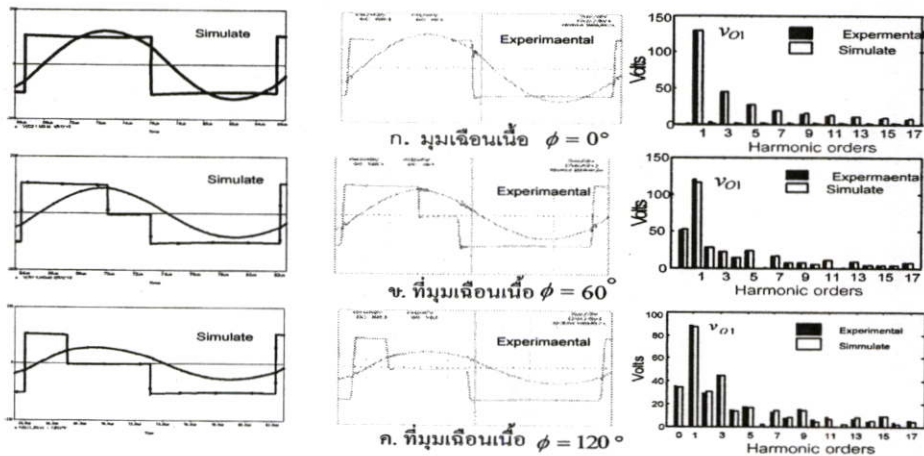


ที่ $R = 14 \Omega$, $L = 68.25 \mu H$, $C = 71.5 nF$

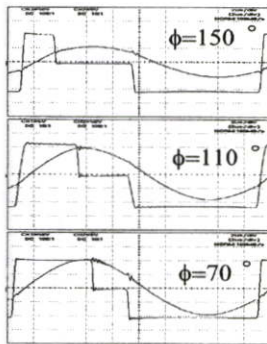
รูปที่ 10 ความถี่การสวิตช์ที่ทำให้สวิตช์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนและมุมเลื่อนเฟสต่างๆ

5. ผลการจำลองและทดลอง

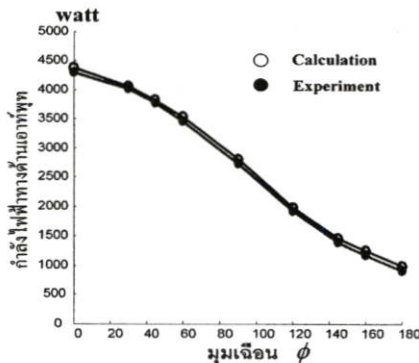
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตรวมสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม P-Spice เปรียบเทียบกับผลการทดลองกับเครื่องต้นแบบโดยใช้กับโหลด RLC อนุกรม สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตที่ได้จากการทดลอง และการ Simulate ของการเลื่อนแรงดันแบบไม่สมมาตรที่ทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS และสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$



(a) คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต



(b) กำลังไฟเอาต์พุตที่มุมเฟสค่าต่างๆ

เมื่อทำการควบคุมกำลังไฟเอาต์พุตแบบ Asymmetrical voltage control กับ เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ ตื่นแบบ สามารถแสดงเส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟเอาต์พุตเมื่อปรับเปลี่ยนมุม ϕ ได้ดังรูปที่ 12 โดยเปรียบเทียบเส้นกราฟกับผลการคำนวณปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกัน

รูปที่ 12 คลื่นและกำลังไฟเอาต์พุตที่มุมเฟสแรงดันแบบไม่สมมาตรที่คงค่าความถี่เพื่อไว้ค่าหนึ่ง

6. สรุป

การควบคุมกำลังไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงโดยการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้ สามารถสรุปได้ดังนี้

1. มุมที่แรงดันเอาต์พุตพื้นดาเมนทอลนำหน้าขอขาขึ้นแรงดันเอาต์พุตสเต็ป (β) จะมีค่าไม่เกิน 20° เมื่อปรับเปลี่ยนค่ามุมเฟส (ϕ) สำหรับกรณีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร (AVC) และมุม β นี้จะมีค่ามากขึ้นโดยจะแปรผันตามมุมเฟส (ϕ) และมีค่ามากกว่า 20° สำหรับกรณีการควบคุมแบบเลื่อนเฟส (PSC)

2. จากคุณลักษณะในข้อ (1) นี้จะส่งผลทำให้ไม่ต้องการปรับเพิ่มความถี่สวิตชิ่งขณะที่ปรับเพิ่มมุม ϕ สำหรับการควบคุมแบบ AVC ส่วนกรณีการควบคุมแบบ PSC จะต้องปรับเพิ่มความถี่สวิตชิ่งตลอดย่านการปรับมุม ϕ เพื่อให้สวิตชิ่งยังคงทำงานภายใต้สภาวะ การสวิตชิ่งที่แรงดันศูนย์ (ZVS)

3. การควบคุมกำลังไฟเอาต์พุตโดยการควบคุม AVC ที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้สามารถควบคุมกำลังไฟเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 900 - 4300 W

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Viriya , N. Yongyuth , I. Miki and K. Matsuse "Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-Shift Inverter for Induction Heating", IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No. 5, pp. 560-567 , May 2005.
- [2] โธมัส ธรรมมาธิษฐาน , วิริยะ พิเชษฐจำเริญ "การพิจารณาเงื่อนไขการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดประเภทให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 , 2544 , หน้า 102-107
- [3] P.K.Jain, S. D. Dewan," Design of a Clamped Series Inverter for Induction Heating, " Can J Elect & Comp Eng, and Vol 14, No 3,1989



The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

30th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่น่าสนใจในการประชุม เล่ม 1

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ไฟโตนิคส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

Volume I



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KING MONGKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THONBURI

โดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์

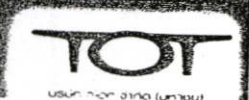
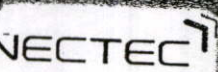
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์วิว รีสอร์ท กาญจนบุรี

25 - 26 ตุลาคม 2550



FACULTY OF ENGINEERING
KMUTT
EECON - 30



การวิเคราะห์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร
สำหรับเครื่องให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

Analysis of Resonant Inverter Using Asymmetrical Voltage
Control for High Frequency Induction Heating

เกียรติศักดิ์ ผาสุขุมล วิริยะ พิเชษฐาเรญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถ. ลาดกระบัง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 ต่อ 3516 Email : kpviriya@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

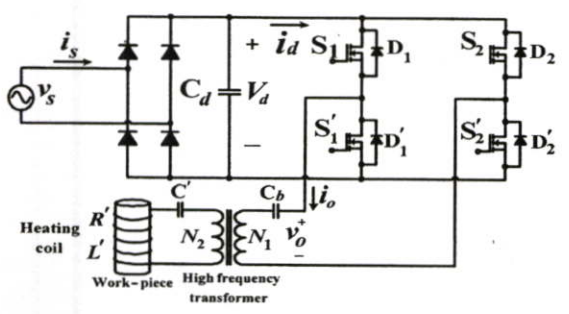
งานวิจัยที่นำเสนอในบทความนี้ จะเกี่ยวกับรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร เพื่อใช้งานเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยจะคำนวณและทดสอบหาค่าแรงดัน V_o ที่มุมเฟสต่างๆ กระแส i_o และกำลังไฟฟ้า P_o ที่ความถี่สูงด้านเอาต์พุต ตลอดจนคำนวณหาค่าแรงดัน V_d กระแสเฉลี่ย i_d และกำลังไฟฟ้า P_d โดยได้นำผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลองทุกขั้นตอนเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอ

คำสำคัญ : แรงดันแบบไม่สมมาตร, เลื่อนเฟส, รีโซแนนท์, อินเวอร์เตอร์

ABSTRACT
This paper presents an analysis of a full-bridge resonant inverter for output power control, using the principle of asymmetrical voltage control for the application of induction heating. The high frequency output voltage V_o with various voltage-cancellation control angles, current i_o and power P_o and also the direct current input voltage V_d , average current i_d and power P_d will be calculated and tested. Both theoretical and experimental results are given for comparison to verify the proposed principle.

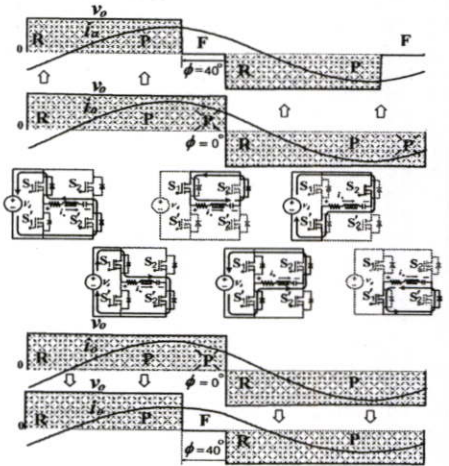
Key Words : Asymmetrical Voltage, Phase-Shift, resonant, inverter

1. บทนำ



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์ขับโหลด Induction Heating แบบรีโซแนนท์

อินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้งานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งจะมีวิธีการในการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด โดยทั่วไปด้วยการเลื่อนเฟส (PSC, Phase Shift Control)[1] ดังรูปคลื่นบนในรูปที่ 2 ซึ่งการเลื่อนเฟสสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการลดเนื้อแรงดันแบบสมมาตรดังรูป แต่เมื่อทำการเลื่อนเฟสทุกครั้งจะต้องปรับเพิ่มความถี่ตลอดช่วงการปรับเฟสจึงทำให้อายุการใช้งานของอุปกรณ์กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด ด้วยสาเหตุนี้ในงานวิจัยที่นำเสนอจึงได้หาวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบใหม่เพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมกำลังโดยการเลื่อนเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร (AVC, Asymmetrical Voltage Control) ดังรูปคลื่นล่างในรูปที่ 2 โดยสามารถปรับเพิ่มมุมเฟสเนื้อแรงดันทางด้านซิกบวคให้มีขนาดลดลงตามมุมเฟสเนื้อแรงดัน ซึ่งวิธีนี้สามารถคงค่าความถี่ไว้ค่าหนึ่ง ตลอดช่วงการปรับมุมเฟสเนื้อแรงดัน เพราะแบบไม่สมมาตรจะเพิ่มความถี่น้อยกว่าแบบเลื่อนเฟสจึงสามารถคงค่าความถี่ที่เหมาะสมไว้ได้เมื่อทำการเลื่อนเนื้อแรงดัน ส่วนรายละเอียดในการวิเคราะห์ทั้งหมดได้นำเสนอไว้แล้วในบทความวิจัยนี้ทั้งในการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องโดยทำการคำนวณวิเคราะห์คลื่นแรงดัน V_o และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุตของงานวิจัยที่นำเสนอ เพื่อนำไปคำนวณหาค่ากำลังทางด้านเอาต์พุต P_o



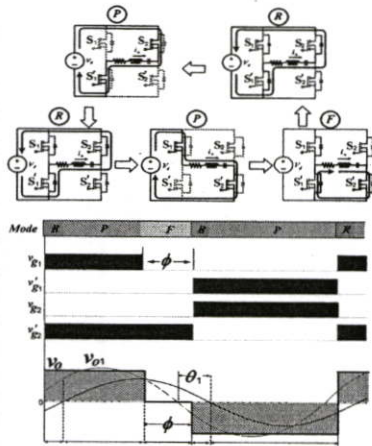
รูปที่ 2 คลื่นแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร

ที่มุมเดือนต่างๆ จากกระแสเอาต์พุต i_o ที่คำนวณได้นี้ สามารถนำไปสู่การคำนวณคลื่นกระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์ i_d แล้วนำมาคำนวณหาค่าเฉลี่ย I_d ซึ่งกระแสเฉลี่ย I_d ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์นี้เมื่อนำมาไปคำนวณร่วมกับแรงดันดีซี V_d ก็สามารคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตทางด้านอินเวอร์เตอร์ได้และกำลังไฟฟ้าทั้งสองปริมาณนี้ก็สามารถนำไปคำนวณประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้

2. การวิเคราะห์ท่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์

2.1 การวิเคราะห์หลักการทำงานและโหมด

การทำงานของวงจรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ความถี่สูง โดยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ความถี่สูงที่เปรียบเสมือนเป็นโหลด RLC อนุกรมแบบเรโซแนนท์ ซึ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเนื้อแรงดันแบบไม่สมมาตร โดยการควบคุมเนื้อแรงดันเอาต์พุต v_o ทางด้านซีกบวก เพื่อให้ขนาดแอมพลิจูดของแรงดันพื้นคาบเมทอล v_{o1} มีค่าลดลง เพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีโหมดการทำงานใน 1 ไซเคิลของแรงดันเอาต์พุต v_o ประกอบด้วยโหมด Powering (P), Free-wheeling (F) และ Regenerating (R) โดยทุกๆ ไซเคิลจะมีการทำงาน (R) (P) (F) (R) (P) ต่อเนื่องกันไปตลอด ดังแสดงในรูปที่ 3 จากรูปยังได้แสดงทิศทางการไหลของกระแสเอาต์พุต i_o ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของแต่ละโหมด พร้อมทั้งยังแสดงสัญญาณการควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต v_o ที่มีการเลื่อนเนื้อแรงดันทางด้านซีกบวกเป็นมุม ϕ โดยการควบคุมสัญญาณ v_{g1} ของสวิตช์ S_1 เพียงตัวเดียว ดังแสดงสัญญาณในรูปที่ 3



รูปที่ 3 โหมดการทำงานและสัญญาณขับเคลื่อน

2.2 การวิเคราะห์สมการทางด้านอินพุตและเอาต์พุต

จากรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต v_o แบบไม่สมมาตร สามารถคำนวณเพื่อกระจายอนุกรมฟูเรียร์ ดังสมการที่ (1) โดยแรงดันแต่ละฮาร์โมนิกเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน v_{on} ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหา

กระแสทางด้านเอาต์พุต i_o ด้วยการหารอิมพีแดนซ์ Z_n แต่ละฮาร์โมนิก ได้ดังสมการที่ (3) จากกระแสเอาต์พุต i_o ที่คำนวณได้นี้ สามารถนำไปสู่การคำนวณวิเคราะห์ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต P_o ในสมการที่ (4)

$$v_o = -\frac{\phi}{2} v_d + \frac{V_d}{\pi} \{ \sin(\pi - \phi) \cos \omega t + \{ 3 - \cos(\pi - \phi) \} \sin \omega t \} + \frac{V_d}{2\pi} \{ \sin 2(\pi - \phi) \cos 2\omega t + \{ 1 - \cos 2(\pi - \phi) \} \sin 2\omega t \} + \frac{V_d}{3\pi} \{ \sin 3(\pi - \phi) \cos 3\omega t + \{ 3 - \cos 3(\pi - \phi) \} \sin 3\omega t \} \dots \tag{1}$$

เมื่อ $Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{Ln} - X_{Cn})^2}$ และมุม $\theta_n = \arctan \frac{(X_{Ln} - X_{Cn})}{R}$ \tag{2}

$$i_o = + \frac{V_d}{\pi \times Z_1} \{ \sin(\pi - \phi) \cos(\omega t - \theta_1) + \{ 3 - \cos(\pi - \phi) \} \sin(\omega t - \theta_1) \} + \frac{V_d}{2\pi \times Z_2} \{ \sin 2(\pi - \phi) \cos(2\omega t - \theta_2) + \{ 1 - \cos 2(\pi - \phi) \} \sin(2\omega t - \theta_2) \} + \frac{V_d}{3\pi \times Z_3} \{ \sin 3(\pi - \phi) \cos(3\omega t - \theta_3) + \{ 3 - \cos 3(\pi - \phi) \} \sin(3\omega t - \theta_3) \} \dots \tag{3}$$

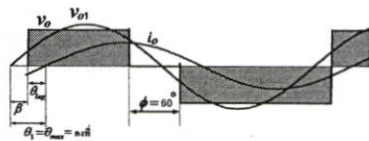
$$P_o = V_{o1} I_{o1} \cos \theta_1 + V_{o2} I_{o2} \cos \theta_2 + V_{o3} I_{o3} \cos \theta_3 \dots \tag{4}$$

เมื่อได้กระแสทางด้านเอาต์พุต i_o จากการคำนวณได้นี้ ก็สามารถนำไปสู่การคำนวณวิเคราะห์กระแสทางด้านอินพุต i_d ของอินเวอร์เตอร์ได้ ดังแสดงรูปผลการทดลองในรูปที่ 9 และทำการอินทิเกรตเพื่อหาค่าเฉลี่ย I_d จนได้กระแสเฉลี่ยทางด้านอินพุต I_d เพื่อนำมาไปคำนวณร่วมกับแรงดันดีซี V_d ก็สามารคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตทางด้านอินเวอร์เตอร์ P_d ได้ดังสมการ (5) และกำลังไฟฟ้าทั้งสองปริมาณนี้ก็สามารถคำนวณประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้

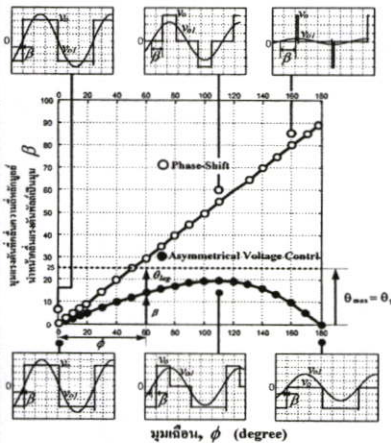
$$P_d = V_d I_d = \frac{V_d^2}{2\pi^2 \times Z_1} \{ \sin(\pi - \phi) \times \{ \sin(\pi - \phi - \theta_1) + 2\sin(\theta_1) + \sin(\theta_1) \} \} + \frac{V_d^2}{2\pi^2 \times Z_1} \{ \{ 3 - \cos(\pi - \phi) \} \times \{ -\cos(\pi - \phi - \theta_1) + 2\cos(\theta_1) + \cos(\theta_1) \} \} + \frac{V_d^2}{2 \times 2^2 \pi^2 \times Z_2} \{ \sin 2(\pi - \phi) \times \{ \sin(2\pi - 2\phi - \theta_2) - 2\sin(\theta_2) - \sin(\theta_2) \} \} + \frac{V_d^2}{2 \times 2^2 \pi^2 \times Z_2} \{ \{ 1 - \cos 2(\pi - \phi) \} \times \{ -\cos(2\pi - 2\phi - \theta_2) - 2\cos(\theta_2) - \cos(\theta_2) \} \} + \frac{V_d^2}{2 \times 3^2 \pi^2 \times Z_3} \{ \sin 3(\pi - \phi) \times \{ \sin(3\pi - 3\phi - \theta_3) + 2\sin(\theta_3) + \sin(\theta_3) \} \} + \frac{V_d^2}{2 \times 3^2 \pi^2 \times Z_3} \{ \{ 3 - \cos 3(\pi - \phi) \} \times \{ -\cos(3\pi - 3\phi - \theta_3) + 2\cos(\theta_3) + \cos(\theta_3) \} \} \tag{5}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_d} \tag{6}$$

จากรูปที่ 3 ได้แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร ซึ่งการทำงานของสวิตช์ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไข ZVS เสมอ ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_o จึงต้องล่าหลังแรงดันเอาต์พุต v_o ดังรูปที่ 4 จากรูปได้กำหนดให้ความถี่สวิตช์ f_s คงที่ทำให้ θ_1 คงที่ที่ 25° (θ_{max}) ซึ่งเป็นมุมระหว่างแรงดันพินเมนทอล v_{o1} กับกระแสพินคาเมนทอล i_{o1} ที่พิจารณาได้จากกราฟในรูปที่ 5 ที่มุมเฉือน ϕ ของแรงดันเอาต์พุต v_o เท่ากับศูนย์มุม β มีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ดังนั้นกระแสเอาต์พุต i_o จะล่าหลังแรงดันเอาต์พุต v_o เป็นมุม $\theta_{lag} = 25^\circ$ เนื่องจากกระแสเอาต์พุต i_o มีองค์ประกอบของกระแสพินเมนทอล i_{o1} โดยมีมุมที่ล่าหลังแรงดัน v_{o1} ด้วยค่าสูงสุดคือ $\theta_{lag} = \theta_{max}$ ดังแสดงในกราฟที่ $\phi = 0^\circ$ และเมื่อเพิ่มมุมการเฉือนเนื้อแรงดันเป็นมุม $\phi = 60^\circ$ ซึ่งแสดงในรูปเวกเตอร์ในรูปที่ 5



รูปที่ 4 รูปคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรที่กระแสเฟส lag คงที่

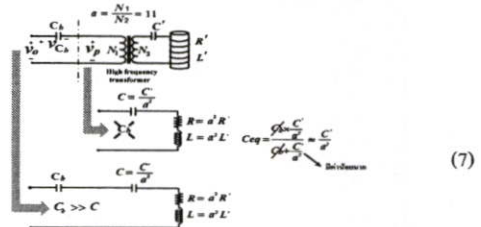


รูปที่ 5 กราฟเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตแบบสมมาตรและไม่สมมาตร จะทำให้ขนาดของมุม β มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นมุม θ_{lag} จะมีขนาดลดลง ซึ่งผลรวมของมุม β และ θ_{lag} เท่ากับ θ_{max} และเมื่อทำการเพิ่มมุมเฉือนเนื้อไปที่ มุม $\theta = 110^\circ$ ซึ่งแรงดันพินเมนทอลนำหน้าแรงดันเอาต์พุตมากที่สุด $\beta \approx 20^\circ$ เมื่อพิจารณาจากเส้นกราฟแบบ Asymmetrical Voltage Control จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุตยังล่าหลังแรงดันเอาต์พุตเป็นมุม $\theta_{lag} \approx 5^\circ$ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับวิธี Phase-Shift จะไม่สามารถกำหนด θ_{max} ได้เพราะมุม β มีขนาดเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ เมื่อทำการปรับเลื่อนเฟส ดังนั้นแบบการเลื่อนเฟสจึงต้องเพิ่มความถี่สวิตช์ f_s ที่ทำให้กระแสเอาต์พุต i_o ล่าหลัง v_o เป็น

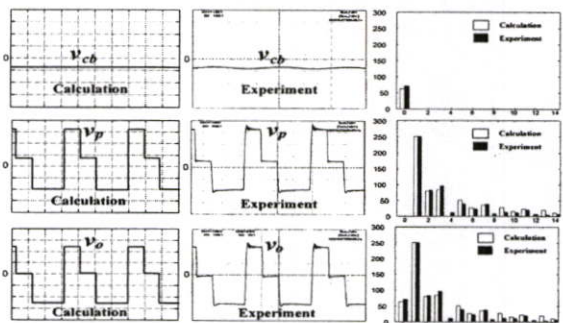
มุม θ_{max} ที่มุมเฉือน $\phi = 0^\circ$ ก็สามารถทำการปรับลดกำลังไฟฟ้าตลอดช่วงการเพิ่มมุมเฉือนเนื้อแรงดันได้โดยไม่ต้องปรับเพิ่มความถี่สวิตช์อีก และเมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ f_s ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดจะคงที่ ดังนั้นกระแสพินคาเมนทอล i_{o1} จึงล่าหลังแรงดันพินคาเมนทอล v_{o1} คงที่ตลอดช่วงการปรับเพิ่มมุมเฉือนเนื้อแรงดัน

2.3 การวิเคราะห์โหลดเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

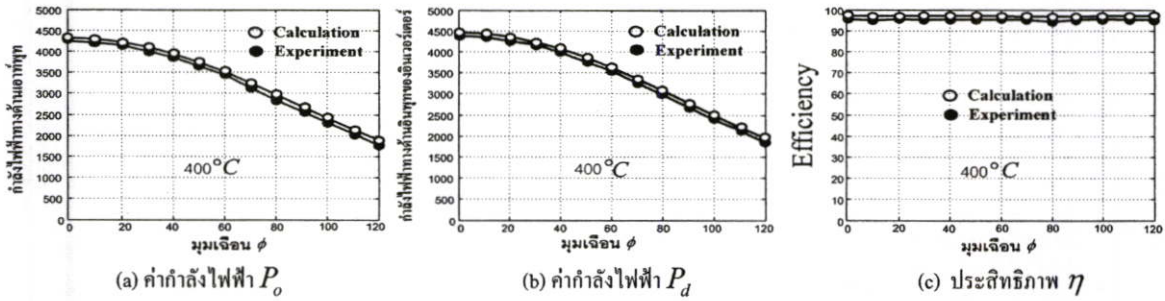
จากรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร v_o ซึ่งมีรูปคลื่นแรงดันทางด้านซิกลอปและทางด้านซิกบวมมีขนาดพื้นที่ไม่เท่ากัน จึงทำให้มีแรงดันดีซีรวมอยู่ในแรงดันเอาต์พุตด้วย ดังแสดงในรูปผลการทดลองลงในรูปที่ 7 ดังนั้นเมื่อแรงดันที่ไม่สมมาตรที่ต้องการใช้งานกับโหลดที่เป็นหม้อแปลงจึงจำเป็นต้องมีซิปบล็อกลิ้ง C_b ดังแสดงในรูปที่ 6 เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันดีซีไหลเข้าสู่หม้อแปลง ซึ่งจะก่อให้เกิดความเสียหายได้ แต่เมื่อใส่ C_b หรือไม่ใส่ C_b จากรูปจะเห็นว่าไม่ส่งผลต่อค่า C รีโชนนัท์เลข เพราะค่าของ C_b ที่ใส่ไปต้องมีค่ามากกว่าค่า C รีโชนนัท์ มากๆ จึงจะไม่ส่งผลต่อ C รีโชนนัท์ เพราะค่า C รีโชนนัท์ มีค่าน้อยมากเมื่อทำการ Transfer มายังฝั่ง Primary ของหม้อแปลง จากสมการที่ (5) จะเห็นว่า C_b และ C นุกรมกันทำให้ C_b ตัดกันหมด เหลือเพียงค่า C รีโชนนัท์เท่านั้น และในรูปที่ 7 ได้ทำการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันต่างๆ ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณด้วย MATLAB และผลจากการทดลอง จะเห็นว่าแรงดันเอช V_p ที่จ่ายให้ด้าน Primary ของหม้อแปลง มีพื้นที่ที่แรงดันทางด้านซิกบวมและซิกลอปมีขนาดเท่ากัน ดังแสดงในรูปคลื่นกลางในรูปที่ 7 จากรูปแถบสเปคตรัมแรงดันดีซีก็ทั้งหมดไปโดยไปตกคร่อมที่ซิปบล็อกลิ้งแทน



รูปที่ 6 ชุดโหลดให้ความร้อนทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



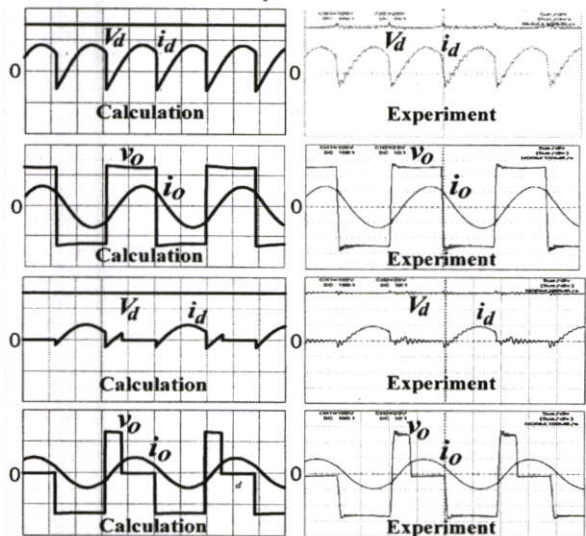
รูปที่ 7 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการคำนวณจากทฤษฎีเปรียบเทียบกับ การทดลองและแถบสเปคตรัม ที่มุมเฉือนมุม $\phi = 90^\circ$



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่ากำลังไฟฟ้า P_d , ค่ากำลังไฟฟ้า P_o และ η ของอินเวอร์เตอร์ที่มุม ϕ ที่คงค่าความถี่สวิตช์ f_s ที่ 53.13 kHz

3. ผลการทดลอง

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยในรูปที่ 9 ได้แสดงคลื่นจากการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้งสอง ของระบบรวมทั้งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์และค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ จากนั้นสามารถพิจารณาค่าประสิทธิภาพ η ตามสมการที่ (6) ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าแปรผันตามมุม ϕ โดยคงค่าความถี่ดลอคการเดินเนื้อดังแสดงในรูปที่ 8(a) และ 8(b) ตามลำดับ และทำการคำนวณเปรียบเทียบมุม β ระหว่างแรงดันคาเมนทอล V_{o1} และแรงดันเอาต์พุต V_o ของทั้งแบบ Asymmetrical Voltage และ Phase Shift ดังแสดงในรูปที่ 5 และได้คำนวณทางทฤษฎีเพื่อเปรียบเทียบกับกรทดลองแรงดันคคร่อมซิปส์ล็อก V_{C_b} และแรงดันเอชี่ทางด้านอินพุตหม้อแปลง V_p และแรงดันเอาต์พุต V_o ดังรูปที่ 7



รูปที่ 9 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการคำนวณจากทฤษฎีเปรียบเทียบกับ การทดลองที่มุม $\phi = 0^\circ$ และ $\phi = 120^\circ$

4. สรุป

1. การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดย Asymmetrical Voltage Control (AVC) นั้นถ้าปรับค่าความถี่จนทำให้กระแสไหลคมีมุมเฟส lag แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 25 องศา แล้วก็สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าได้โดยการเอียงเนื้อแรงดันโดยไม่ต้องปรับความถี่ ในขณะที่การปรับด้วยวิธี Phase Shift Control ทั่วไปไม่สามารถปรับได้
2. ได้นำเสนอการคำนวณค่า C เรโซแนนท์ ซึ่ง C_b มีไว้ป้องกันแรงดันดีซีไหลเข้าสู่หม้อแปลงและต้องมีค่ามากกว่า C เรโซแนนท์มาก ๆ เพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อค่า C เรโซแนนท์ ทางด้าน Secondary หรือต่อความถี่เรโซแนนท์
3. การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการควบคุม Asymmetrical Voltage Control (AVC) ที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าในย่าน 1800 - 4300 วัตต์

เอกสารอ้างอิง

[1] P. Viriya and T. Thomas, "Power transfer characteristics of a phase-shift controlled ZVS inverter for the application of induction heating," in *Proc. International Power Electronics Conf. (IPEC)*, 2000, pp. 423-428.

[2] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsue "Analysis of Transition Mode from Phase Shift to Zero-Phase Shift Under ZVS and NON-ZVS Operation for Induction Heating Inverter", *Proc. Power Conversion Conference PCC-2007, Nagoya, Japan*, pp. 1512-1519, April 2007

ประวัติผู้เขียนบทความ



เกียรติศักดิ์ ผาสุขชุม การศึกษาวุฒิปริญญาตรี จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



วิริยะ ทีเชฐจำเริญ การศึกษาวุฒิปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเม็กซิโก ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดบัง

**20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel
 Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

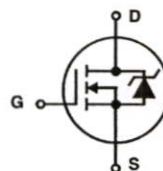
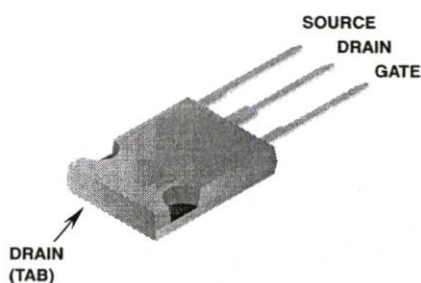
Ordering Information

| PART NUMBER | PACKAGE | BRAND |
|-------------|---------|---------|
| IRFP460 | TO-247 | IRFP460 |

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol

Packaging
JEDEC STYLE TO-247


IRFP460

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

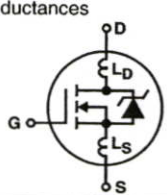
| | IRFP460 | UNITS |
|---|----------------|-----------------------------|
| Drain to Source Voltage (Note 1) | V_{DS} | 500 V |
| Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1) | V_{DGR} | 500 V |
| Continuous Drain Current | I_D | 20 A |
| $T_C = 100^\circ\text{C}$ | I_D | 12 A |
| Pulsed Drain Current (Note 3) | I_{DM} | 80 A |
| Gate to Source Voltage | V_{GS} | ± 20 V |
| Maximum Power Dissipation | P_D | 250 W |
| Linear Derating Factor | | 2.0 $W/^\circ\text{C}$ |
| Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) | E_{AS} | 960 mJ |
| Operating and Storage Temperature | T_J, T_{STG} | -55 to 150 $^\circ\text{C}$ |
| Maximum Temperature for Soldering | | |
| Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s. | T_L | 300 $^\circ\text{C}$ |
| Package Body for 10s, See Techbrief 334 | T_{pkg} | 260 $^\circ\text{C}$ |

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

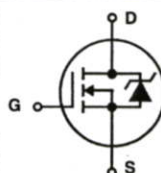
Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|-----------------|--|--|------|-----------|--------------------|
| Drain to Source Breakdown Voltage | BV_{DSS} | $I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10) | 500 | - | - | V |
| Gate Threshold Voltage | $V_{GS(TH)}$ | $V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ | 2 | - | 4 | V |
| Zero Gate Voltage Drain Current | I_{DSS} | $V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ | - | - | 25 | μA |
| | | $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ | - | - | 250 | μA |
| On-State Drain Current (Note 2) | $I_{D(ON)}$ | $V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ | 20 | - | - | A |
| Gate to Source Leakage Current | I_{GSS} | $V_{GS} = \pm 20\text{V}$ | - | - | ± 100 | nA |
| Drain to Source On Resistance (Note 2) | $r_{DS(ON)}$ | $I_D = 11\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9) | - | 0.24 | 0.27 | Ω |
| Forward Transconductance (Note 2) | g_{fs} | $V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12) | 13 | 19 | - | S |
| Turn-On Delay Time | $t_{d(ON)}$ | $V_{DD} = 250\text{V}$, $I_D = 21\text{A}$, $R_{GS} = 4.3\Omega$, $R_D = 12\Omega$, $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature | - | 23 | 35 | ns |
| Rise Time | t_r | | - | 81 | 120 | ns |
| Turn-Off Delay Time | $t_{d(OFF)}$ | | - | 85 | 130 | ns |
| Fall Time | t_f | | - | 65 | 98 | ns |
| Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain) | $Q_{g(TOT)}$ | $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 21\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature | - | 120 | 190 | nC |
| Gate to Source Charge | Q_{gs} | | - | 18 | - | nC |
| Gate to Drain "Miller" Charge | Q_{gd} | | - | 62 | - | nC |
| Input Capacitance | C_{ISS} | $V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 10) | - | 4100 | - | pF |
| Output Capacitance | C_{OSS} | | - | 480 | - | pF |
| Reverse Transfer Capacitance | C_{RSS} | | - | 84 | - | pF |
| Internal Drain Inductance | L_D | Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die | - | 5.0 | - | nH |
| Internal Source Inductance | L_S | Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad | | | | |
| | | Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances |  | | | |
| Thermal Resistance Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | | - | - | 0.50 | $^\circ\text{C/W}$ |
| Thermal Resistance Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | Free Air Operation | - | - | 30 | $^\circ\text{C/W}$ |

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|-----------|---|-----|-----|------|---------------|
| Continuous Source to Drain Current | I_{SD} | Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier | - | - | 20 | A |
| Pulse Source to Drain Current (Note 3) | I_{SDM} | | - | - | 80 | A |
| Source to Drain Diode Voltage (Note 2) | V_{SD} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13) | - | - | 1.8 | V |
| Reverse Recovery Time | t_{rr} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | 280 | 580 | 1200 | ns |
| Reverse Recovery Charge | Q_{RR} | $T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | 3.8 | 8.1 | 18 | μC |



NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

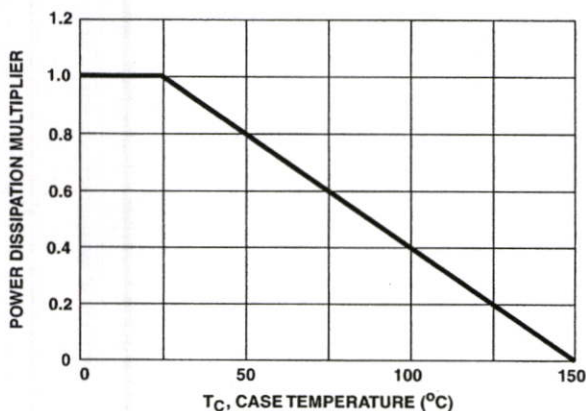


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

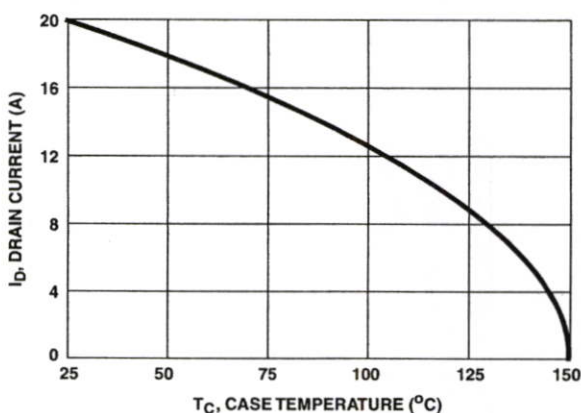


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

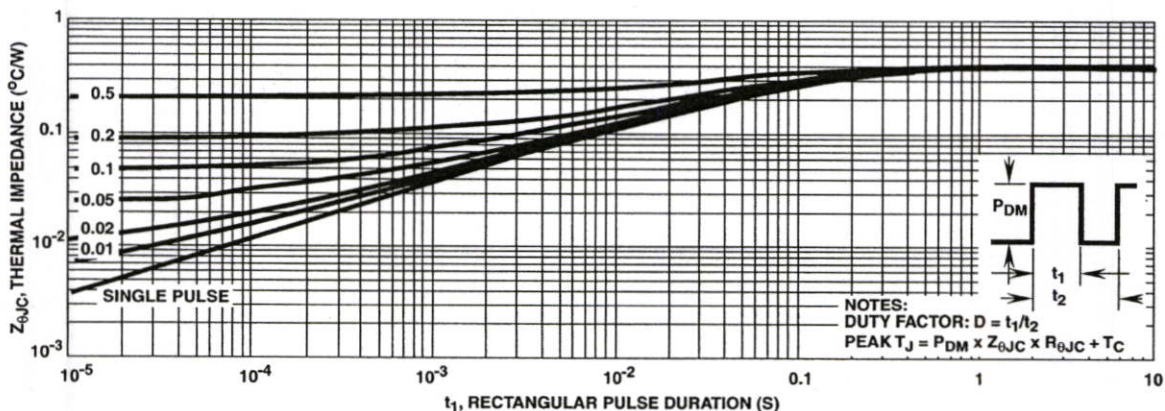


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

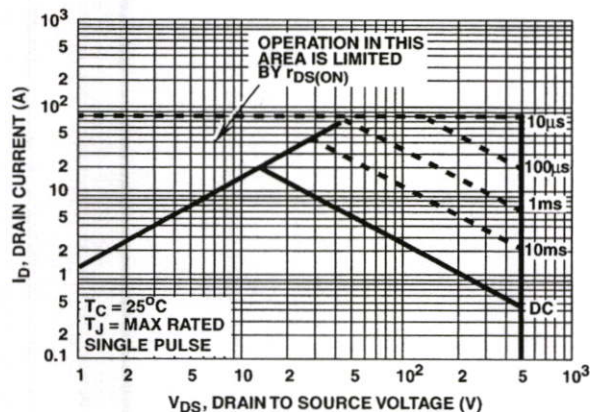


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

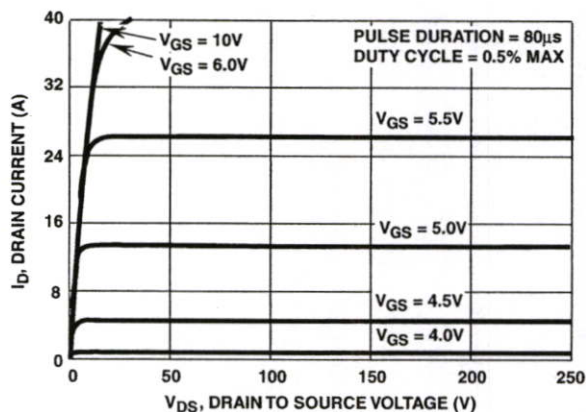


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

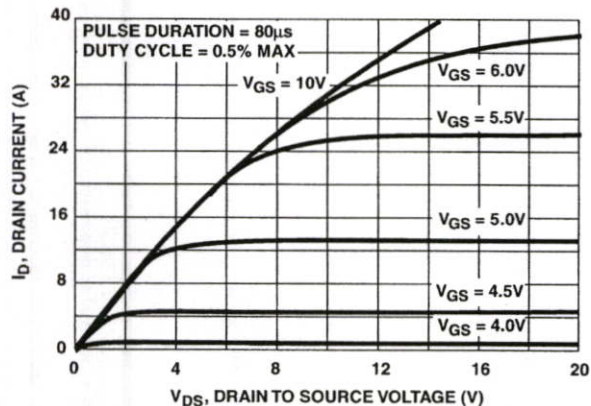


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

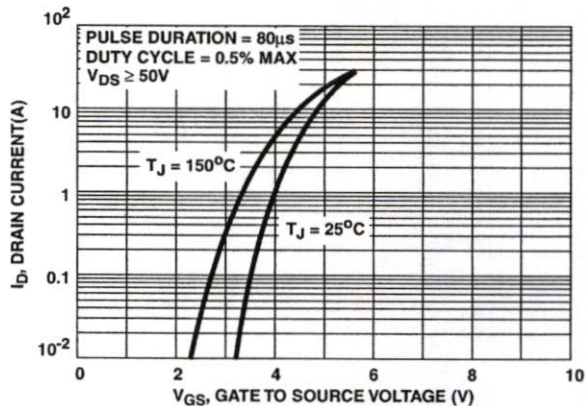


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

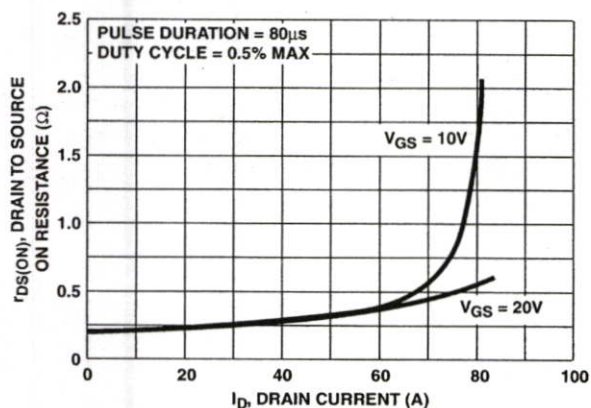


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

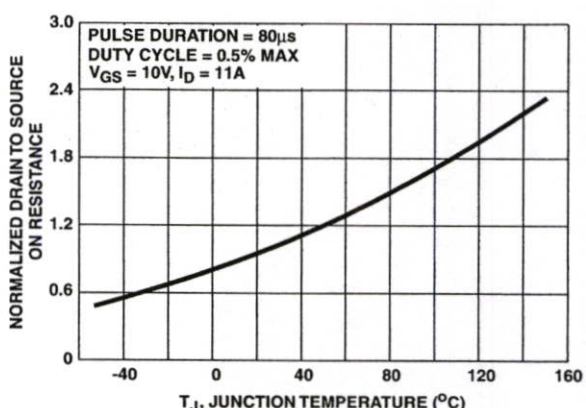


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

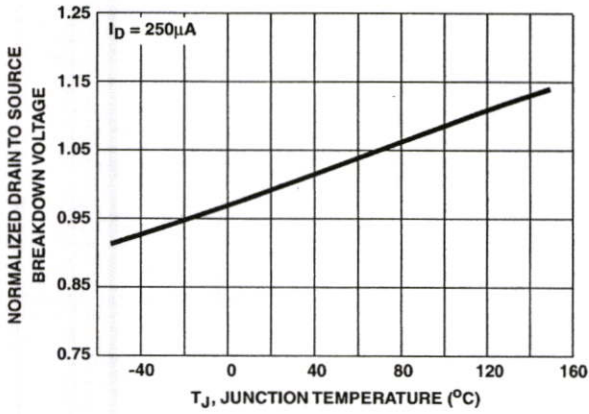


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

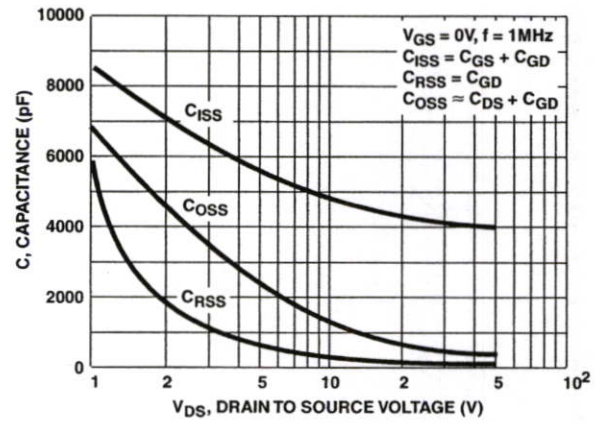


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

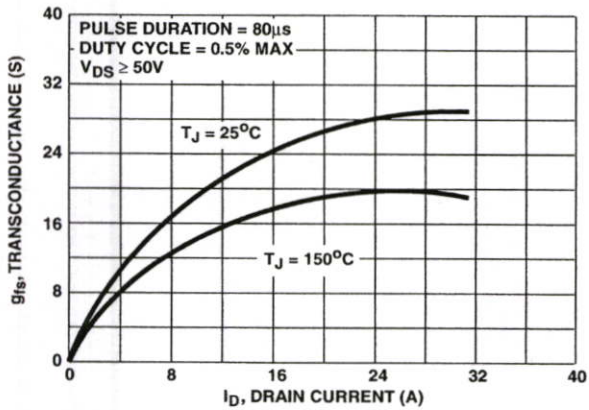


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

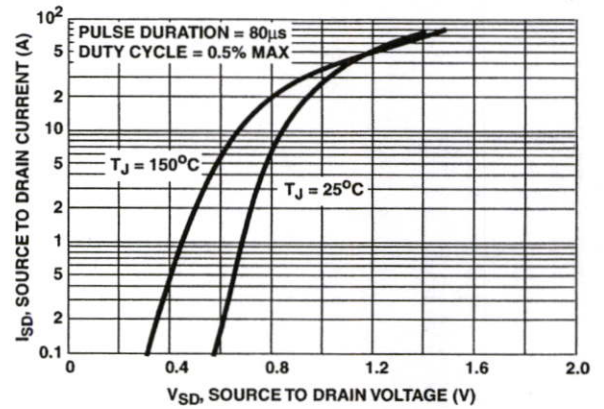


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

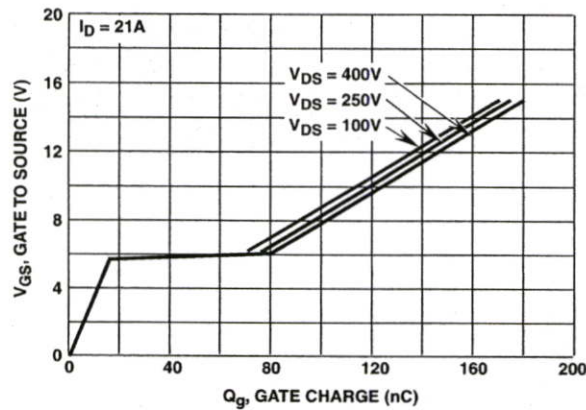


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

IRFP460

Test Circuits and Waveforms

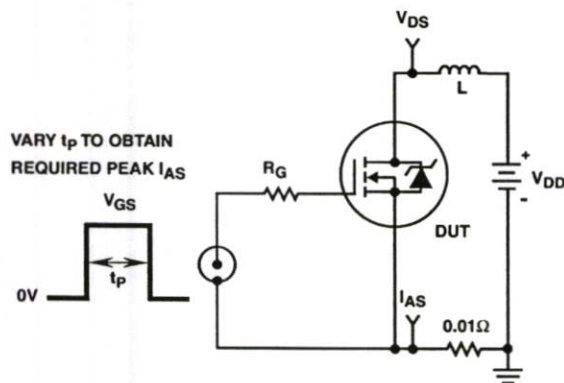


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

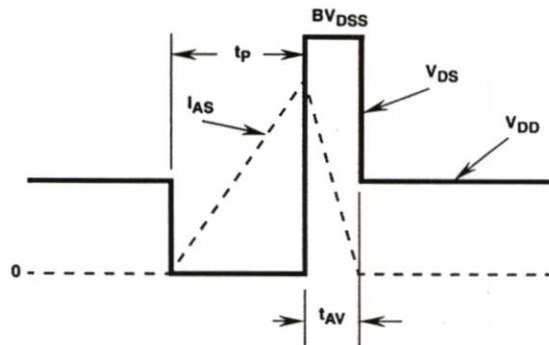


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

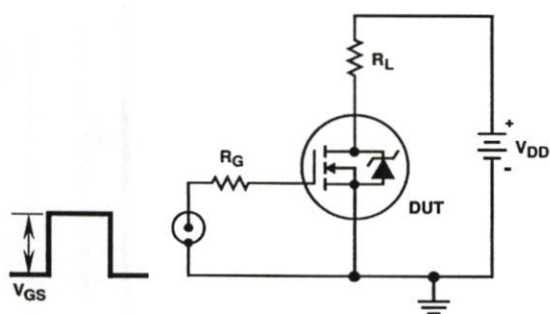


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

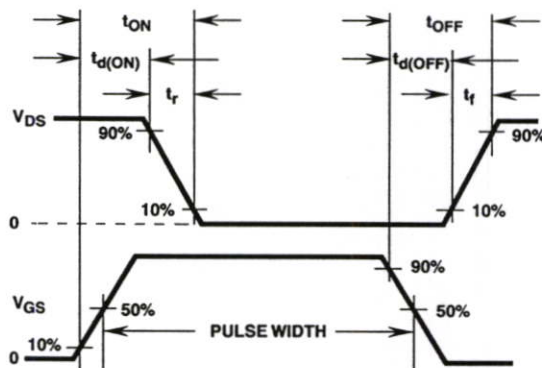


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

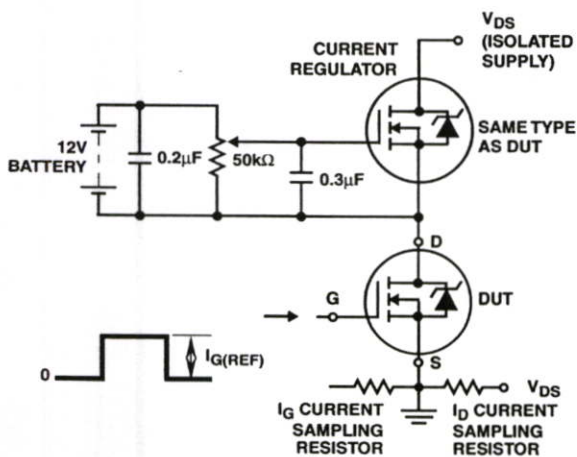


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

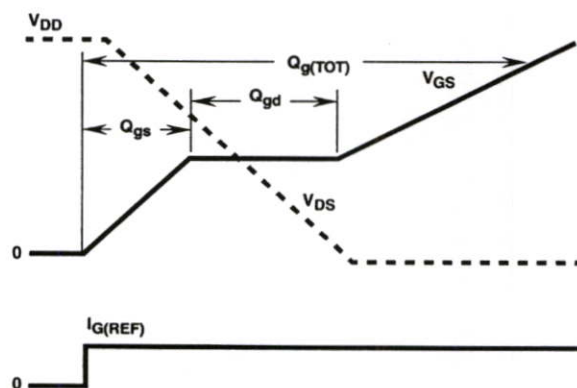


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

| | | | | |
|----------------------|---------------------|------------------------------|-----------------------|------|
| ACE ^x ™ | FAST [®] | OPTOLOGIC™ | SMART START™ | VCX™ |
| Bottomless™ | FAST ^r ™ | OPTOPLANAR™ | STAR*POWER™ | |
| CoolFET™ | FRFET™ | PACMAN™ | Stealth™ | |
| CROSSVOLT™ | GlobalOptoisolator™ | POP™ | SuperSOT™-3 | |
| DenseTrench™ | GTO™ | Power247™ | SuperSOT™-6 | |
| DOME™ | HiSeC™ | PowerTrench [®] | SuperSOT™-8 | |
| EcoSPARK™ | ISOPLANAR™ | QFET™ | SyncFET™ | |
| E ² CMOS™ | LittleFET™ | QS™ | TinyLogic™ | |
| EnSigna™ | MicroFET™ | QT Optoelectronics™ | TruTranslation™ | |
| FACT™ | MicroPak™ | Quiet Series™ | UHC™ | |
| FACT Quiet Series™ | MICROWIRE™ | SILENT SWITCHER [®] | UltraFET [®] | |

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS**Definition of Terms**

| Datasheet Identification | Product Status | Definition |
|--------------------------|------------------------|---|
| Advance Information | Formative or In Design | This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice. |
| Preliminary | First Production | This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| No Identification Needed | Full Production | This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| Obsolete | Not In Production | This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only. |



ชื่อ – นามสกุล นาย เกียรติศักดิ์ ผาสุขมุล
 วัน เดือน ปีเกิด 23 กันยายน พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดอุบลราชธานี
 ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ
 ชั้นสูง สาขาวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง แผนกไฟฟ้า
 สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนครเหนือ
 พ.ศ. 2549 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี
 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ความชำนาญเฉพาะด้าน

- 1) การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสของอุปกรณ์
 ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
- 2) การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเฉือนเนื้อแรงดันของ
 อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ผลงานวิจัย

พ.ศ. 2549 บทความเรื่อง “Asymmetrical Voltage Control Resonant Inverter” รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 45, 2550, หน้า 363-370

พ.ศ. 2550 บทความเรื่อง “Analysis of Resonant Inverter Using Asymmetrical Voltage Control for High Frequency Induction Heating” การวิเคราะห์รีโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสำหรับเครื่องให้ความร้อน โดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 30, 2550, หน้า 516-519

ปัจจุบัน เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง