

การประยุกต์ใช้วงจรซีรีส์เรโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีโร-  
โวลต์เตจสวิทช์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้  
ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง

APPLICATION OF PHASE-SHIFT CONTROLLED SERIES RESONANT  
FULL BRIDGE INVERTER WITH ZERO-VOLTAGE SWITCHING FOR  
HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING POWER SUPPLY



โทมัส ธรรมาธิฐาน  
THOMAS THANMATISTAN

เลขหม.....  
เลขทะเบียน..... 43272  
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2545

b.....  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-648-674-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**APPLICATION OF PHASE-SHIFT CONTROLLED SERIES RESONANT  
FULL BRIDGE INVERTER WITH ZERO-VOLTAGE SWITCHING FOR  
HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING POWER SUPPLY**



**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**

**2002**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ISBN 974-648-674-8**



**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ทางปัญญาของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอสงวนสิทธิ์ในชื่อและภาพลักษณ์ของสถาบันฯ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประยุกต์ใช้วงจรซีรี่ย์เรโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีโร-โวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง

นักศึกษา

นาย โธมัส ธรรมาธิฐาน

รหัสประจำตัว

40061015

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์ซีรี่ย์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีการทำงานแบบซีโร-โวลต์เดจสวิตซ์ (ZVS) และมีการควบคุมการเลื่อนเฟสชิฟท์ระหว่างแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยการปรับความถี่ โดยในขั้นตอนแรกจะกล่าวถึงการวิเคราะห์ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์และวัสดุชิ้นงานในกระบวนการชุบแข็งผิวเหล็กซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 จากนั้นจะกล่าวถึงความรู้ในเชิงปฏิบัติที่เกี่ยวกับหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ (Ferrite Transformer) และขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน (Working Coil) ซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ในบทที่ 4 จะเป็นการวิเคราะห์รายละเอียดเกี่ยวกับคุณสมบัติในการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กที่นำเสนอนี้ นอกจากนี้ในบทที่ 5 ยังได้ทำการคำนวณวิเคราะห์เพื่อค้นหาเงื่อนไขที่จำเป็นในการทำให้ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์นี้ทำงานในลักษณะของ ZVS อยู่เสมอ โดยอาศัย Matlab และ P-spice ในการวิเคราะห์ ผลทางทฤษฎีที่ได้นี้ ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎี โดยใช้เครื่องต้นแบบซึ่งได้สร้างและพัฒนาขึ้นในงานวิจัยนี้ โดยสามารถปรับระดับกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้ถึง 2.5 kW ช่วงความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับได้จาก 60-90 kHz และมุมเลื่อนเฟสสามารถปรับได้ในช่วง 0-180°. ผลที่ได้ทั้งในทางทฤษฎีและปฏิบัติปรากฏว่าให้ผลที่สอดคล้องกัน และเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กที่ได้นำเสนอนี้สามารถทำงานได้ดีเป็นที่น่าพอใจ

<b>Thesis Title</b>	Application of Phase-Shift Controlled Series Resonant Full Bridge Inverter with Zero-Voltage Switching for High-Frequency Induction Heating Power Supply
<b>Student</b>	Mr. Thomas Thanmatistan
<b>Student ID</b>	40061015
<b>Degree</b>	Master of Engineering in Electrical Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr. Viriya Phichetjamroen

## ABSTRACT

This thesis presents an analysis of high-frequency series resonant inverter with zero voltage switching (ZVS) and phase-shift control of inverter output voltage and current by frequency variation. The basic knowledge of a full-bridge inverter and work-piece material concerning hardening process is first analyzed in Chapter 2 . The practical knowledge of ferrite transformer , and working coil is also described in Chapter 3 . In Chapter 4, the power transfer charecteristics of the proposed induction heater is anylyzed in details and verified by experiment. Moreover , in Chapter 5, the neccesary condition to always obtain ZVS operation for the full-bridge inverter is also analyzed using Matlab and P-spice and these theoretical results are also verified by experiment, using the prototype developed in our laboratory with a Max. power level of 2.5 kW, inverter switching frequency range of 60-90 kHz and inverter output voltage and current phase-shift control range of 0-180<sup>o</sup>. Both the theoretical and experimental results are in good agreement, and the induction heater can operate successfully.

# กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับคำปรึกษาและคำแนะนำจากท่านรองศาสตราจารย์วิริยะ พิเชษฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยขอขอบคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อ.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ภาควิชาวิศวกรรมควบคุม ที่ให้ความอนุเคราะห์ด้านเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า

ขอขอบคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้องทุกท่านที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่าง ๆ พร้อมทั้งยังเป็นกำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

ขอขอบพระคุณ คุณมงคล วรรณประภา ที่ให้คำแนะนำในการใช้งาน โปรแกรม Microsoft office , Matlab ,และ Visio

คุณค่าและประโยชน์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

โรมัส ธรรมาธิฐาน .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	2
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับหลักการแบบที่มีใช้อยู่.....	2
1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบ.....	3
1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ.....	3
1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน.....	3
1.5 รายละเอียดที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษาค้นคว้า.....	4
บทที่ 2 พื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยการทำความร้อนจากการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน.....	4
2.2.1 พื้นฐานการชุบผิวแข็งเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจนเหล็กเปลี่ยนโครงสร้างและลดความร้อนอย่างรวดเร็ว.....	5
2.2.2 พฤติกรรมทางความแข็งของเหล็ก.....	5
2.2.2.1 การจำแนกชนิดของเหล็ก.....	5
2.2.2.2 การวัดความแข็งของเหล็กที่นิยมใช้โดยทั่วไป.....	6
2.2.2.3 การทดสอบความแข็งของเหล็กแบบ HRC.....	6
2.2.2.4 กรรมวิธีในการให้เกิดความแข็งแบบต่างๆในกระบวนการชุบแข็ง.....	9
2.2.2.5 การลดความเปราะของเหล็กให้ได้ความแข็งตามต้องการหลังการชุบ.....	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

แข็ง.....	11
2.2.3 ผลของคาร์บอนต่อคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของเหล็ก.....	11
2.3 พื้นฐานทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	12
2.3.1 พื้นฐานการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	12
2.3.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางอุณหภูมิจากแม่เหล็กขึ้นงาน.....	15
2.3.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	17
2.3.4 พื้นฐานแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	19
2.3.5 รูปแบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	22
2.3.6 การคำนวณหาค่า Distortion Factor, Displacement Percent, Power Factor และ Percent Total Harmonic Distortion .....	26
บทที่ 3 คุณลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมและการพิจารณาออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	28
3.1 บทนำ.....	28
3.2 แหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์อนุกรม.....	28
3.2.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสความถี่สูง.....	28
3.2.2 วงจร RLC เรโซแนนซ์อนุกรม.....	29
3.3 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง.....	31
3.3.1 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง.....	32
3.3.2 พื้นฐานหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	33
3.3.3 ขั้นตอนการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง.....	35
3.4 การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	37
3.4.1 แนวทางพื้นฐานการเลือกพิจารณาออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	37
3.4.2 การพิจารณาจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน .....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 คุณสมบัติการถ่ายโอนกำลังงานในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบZVSควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส สำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ.....	42
4.1 บทนำ.....	42
4.2 หลักการทำงานของวงจร.....	43
4.3 การวิเคราะห์หาค่าตัวแปรต่างๆของวงจร.....	47
4.4 การวิเคราะห์กำลัง ไฟฟ้า output ac ( $P_{ac}$ ).....	51
4.4.1 แรงแค่นoutputด้าน ac ( $v$ ).....	51
4.4.2 Zero voltage switching frequency, $f_s$ .....	56
4.4.3 กระแส เอาท์พุท AC ( $i$ )และการคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $P_{ac}$ .....	57
4.5 การวิเคราะห์กระแส ( $i_d$ )และ กำลังไฟฟ้าอินพุท ด้าน dc, ( $P_{dc}$ ).....	59
บทที่ 5 การพิจารณาเงื่อนไขการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับ โหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ.....	62
5.1 บทนำ.....	62
5.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแบบอุดมคติ และ ลักษณะพื้นฐานของตัวเก็บ ประจุแฝงภายในมอสเฟต.....	63
5.2.1 ลักษณะตัวเก็บประจุแฝงภายในการพิจารณามอสเฟต.....	63
5.2.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังด้วยการเลื่อนเฟสและทำงาน แบบZVSด้วยการปรับความถี่.....	64
5.3 หลักการทำงานของวงจร INVERTER กรณี ZVS และ NON- ZVS.....	67
5.3.1 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS.....	67
5.3.2 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข NON-ZVS.....	75
5.4 เงื่อนไขการเกิด ZVS และ NON-ZVS.....	80
5.4.1 เงื่อนไขการเกิด ZVS.....	80
5.4.2 เงื่อนไขการเกิด NON-ZVS.....	81
5.5 ผลการทดลองและคำนวณเปรียบเทียบค่าตัวแปรต่างๆ.....	83
บทที่ 6 สรุป.....	84
บรรณานุกรม.....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก.....86  
ประวัติผู้เขียน.....108



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อุณหภูมิของสี่เหลี่ยมสำหรับการให้ความร้อน.....	11
4.1 ตัวแปรในวงจรสมมูลที่ใช้ในการ Simulation.....	47



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง % คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ.....	6
2.2 ลักษณะ Code ของเหล็กมาตรฐาน SAE.....	7
2.3 เครื่องทดสอบความแข็งวัสดุด้วยRockwell scale.....	8
2.4 หัวที่ใช้ในการทดสอบความแข็งของวัสดุ.....	9
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของความแข็งของเหล็กกับเวลาการให้ความร้อน ด้วยวิธีการเหนี่ยวนำความร้อน ( ชิ้นงานทดสอบ: เหล็กคาร์บอน 0.45 %, เส้นผ่าศูนย์กลาง 3 ซม.).....	9
2.6 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อความแข็งและความแข็งแรงทนทานต่อการยืดและหด ตัวของเหล็ก.....	12
2.7 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีผลต่อความต้านการยืดหดของเหล็ก.....	13
2.8 ลักษณะการไหลของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน.....	14
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความลึกกระแสที่ไหลในเหล็กที่อุณหภูมิ 25°Cและ 900°C.....	16
2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของเหล็กชิ้นงานกับอุณหภูมิ.....	17
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิและค่าสภาพต้านทานไฟฟ้า.....	18
2.12 วงจรสมมูลของโหลดซึ่งพิจารณาด้วยวงจรสมมูลของหม้อแปลง.....	19
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังสำหรับอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละชนิด.....	21
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังสำหรับงานให้ความร้อน.....	22
2.15 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานการเหนี่ยวนำความร้อน.....	22
2.16 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับแรงดันได้.....	23
2.17 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับกระแสได้.....	23
2.18 แหล่งจ่ายกระแส.....	23
2.19 แหล่งจ่ายแรงดัน.....	23
2.20 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม.....	25
2.21 วงจรเรโซแนนซ์ขนาน.....	26
2.22 วงจรเรโซแนนซ์ขนานและอนุกรม.....	26
3.1 เครื่องต้นแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานการให้ความร้อนโดย ความถี่สูง.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 วงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม.....	30
3.3 ลักษณะรูปทรงแกนเฟอร์ไรต์ที่มีใช้งานโดยทั่วไป.....	34
3.4 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนแบบต่างๆที่มีใช้ในอุตสาหกรรมการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	38
3.5 ลักษณะชุดโหลดแบบแยกกับแหล่งจ่ายความถี่สูงเพื่อการเคลื่อนย้ายที่สะดวก.....	39
3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่อุณหภูมิ 400 °C.....	40
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตไฟตรงที่อุณหภูมิ 400 °C.....	40
3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับช่วงเวลาการให้ความร้อนที่อุณหภูมิ 400 °C.....	41
4.1 วงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	43
4.2 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะยังไม่มีกระแสเคลื่อนที่ $\phi = 0^\circ$ .....	44
4.3 คลื่นแรงดันและกระแสสำหรับโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะมีกระแสเคลื่อนที่ $\phi = 60^\circ$ .....	45
4.4 คลื่นแรงดันและกระแสสำหรับโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะมีกระแสเคลื่อนที่ $\phi = 120^\circ$ .....	46
4.5 การวิเคราะห์หาค่าตัวแปรต่างๆของวงจรสมมูล a) วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม b) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส c) เวกเตอร์โคอะแกรม.....	48
4.6 ความต้านทานสมมูลที่ได้จากการวัด, Req vs. phase- shift angle, $\phi$ ที่อุณหภูมิ 250 °C, 300 °C, 350 °C และ 400 °C.....	50
4.7 ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลที่ได้จากการวัด, Leq vs. phase -shift angle, $\phi$ ที่อุณหภูมิ 250 °C, 300 °C, 350 °C and 400 °C.....	50
4.8 รูปแรงดันขึ้นบันไดแบบอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์สมการแรงดันดังนี้.....	51
4.9 แรงดันฮาร์โมนิกส์และ Spectrum ที่เกิดจากรูปคลื่นแรงดันขึ้นบันได ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ .....	52
4.10 ภาพขยายแสดงรายละเอียดการรวมคลื่นในช่วงครึ่งไซเคิลของคลื่นในรูปที่ 4.9(a), (b), และ(c) ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ$ , และ $120^\circ$ ตามลำดับ51.....	54
4.11 ขนาดขององค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ต่างๆของแรงดัน v ในรูปที่ 4.9(a),	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
(b),และ (c) ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ตามลำดับ.....	52
4.12 ผลที่ได้จากการคำนวณและการทดลองของคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและ Spectrum ของแรงดันที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ที่อุณหภูมิ $400^\circ\text{C}$ .....	55
4.13 ทฤษฎีการวิเคราะห์ความถี่ในสถานะZVS.....	56
4.14 ผลทางทฤษฎีและปฏิบัติ ของค่าความถี่ สวิตชิง $f_s$ เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆที่อุณหภูมิ $250^\circ\text{C}$ and $400^\circ\text{C}$ ของชิ้นงาน.....	57
4.15 อธิบายการวิเคราะห์กระแสในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันขึ้นบันได.....	58
4.16 การเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและการทดลองซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_{dc}$ และกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ $i_o$ ซึ่งทดสอบที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ 1, 2, 3, 4 รอบที่อุณหภูมิ $400^\circ\text{C}$ .....	59
4.17 การเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและการทดลองซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต $P_{dc}$ และกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ $i_o$ ซึ่งทดสอบที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ 1, 2, 3, 4 รอบที่อุณหภูมิ $400^\circ\text{C}$ .....	60
4.18 ผลการทดลองเพื่อแสดงการเปลี่ยนแปลงของเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงานจนถึงอุณหภูมิระดับ $400^\circ\text{C}$ ขณะปรับเปลี่ยนกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าต่างๆ โดยที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าคงที่เท่ากับ 1, 2, 3, 4 รอบ.....	61
5.1 สัจลักษณะมอสเฟตแบบ n-channel a. สัจลักษณะ โดยทั่วไป b. ลักษณะตัวเก็บประจุแฝงที่คร่อมระหว่างขาต่างๆของมอสเฟต.....	63
5.2 ลักษณะการคายประจุที่สะสมอยู่ใน $C_{oss}$ ผ่านตัวมอสเฟต (a) ตัวเก็บประจุ $C_{oss}$ จะเก็บประจุขณะ มอสเฟต เริ่ม turn off ด้วยกระแสจากวงจรภายนอกของวงจรเรโซแนนซ์ (b) ประจุที่ถูกเก็บไว้จะถูก Discharge ผ่าน มอสเฟต ในขณะที่เริ่มการ turn on.....	64
5.3 คลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของการควบคุมกำลังแบบเลื่อนเฟสในทางอุดมคติ.....	65
5.4 โหมดการทำงานทั้ง 6 โหมดของอินเวอร์เตอร์ในช่วง 1 ไซเคิลในทางอุดมคติ.....	66
5.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ในการทดลอง.....	67
5.6 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์โหมดการทำงานในโหมดปกติ ทั้ง 6 โหมดแบบอุดมคติ.....	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 วงจรสมมูลของรูปที่ 5.5 ในช่วงเวลาที่มีการ Charge และ Discharge ประจุแฝง.....	71
5.8 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมคต่างๆในรูปที่ 5.7 กรณี ZVS .....	72
5.9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการ Simulate ที่สภาวะ transient กรณี ZVS ; $v_o = 50 \text{ Volt / Div}$ , $i_o = 2 \text{ Amp/Div}$ .....	73
5.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการ Simulate ที่สภาวะ transient กรณี ZVS ; $v = 50 \text{ Volt / Div}$ , $i = 2 \text{ Amp/Div}$ .....	74
5.11 โหมคการทำงานต่างๆกรณี NON-ZVS.....	76
5.12 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมคต่างๆในรูปที่ 5.12.....	77
5.13 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ transient กรณี NON-ZVS ; $v = 50 \text{ Volt / Div}$ , $i = 2 \text{ Amp/Div}$ .....	78
5.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ steady กรณี NON-ZVS ; $v = 50 \text{ Volt / Div}$ , $i = 2 \text{ Amp/Div}$ .....	79
5.15 เงื่อนไขการ Charge ประจุสำหรับตัวเก็บประจุแฝง กรณี ZVS.....	80
5.16 เงื่อนไขการคายประจุของตัวเก็บประจุพร้อมมอสเฟต กรณี NON-ZVS.....	81
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆที่มุม phase- shift $\phi = 30^\circ$ , $45^\circ$ และ $60^\circ$ .....	82

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction Heating) ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงนั้น ในปัจจุบันนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เป็นวงจรเรโซแนนซ์ โดยชิ้นงานซึ่งเป็นส่วนมักจะเป็นวัสดุสาร Ferro Magnetic จะมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นตามเวลาที่ใช้ในกระบวนการให้ความร้อน ซึ่งในช่วงเวลาของกระบวนการเกิดความร้อนนี้ชิ้นงานจะเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็ก เช่น ความต้านทานและความเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะเมื่อชิ้นงานมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงจุด Curie temperature จะมีผลทำให้อิมพีแดนซ์ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก และทำให้อินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานต้องรับภาระการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่กำลังศึกษาอยู่ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) ซึ่งโดยปกติตัวมันเองไม่สามารถควบคุมกำลังงานที่จ่ายไปยังโหลดได้ ดังนั้นในการใช้งานเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลดโดยทั่วไปจะมีอยู่ 3 วิธี [2]

1. แบบ PAM (Pulse Amplitude Modulation) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับระดับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง(D.C Link)โดยใช้ Thyristorized Phase Controlled Rectifier หรือใช้ Chopper ซึ่งวิธีนี้จะมีผลทำให้เกิด Harmonic Noise ใน Line มาก อีกทั้งตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ การตอบสนองในการปรับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงเป็นไปได้ช้า และยังมีต้นทุนรวมที่สูงเนื่องจากชุดควบคุมแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงอีกด้วย

2. แบบ PFM (Pulse Frequency Modulation) เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับความถี่อินเวอร์เตอร์จะสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ ZVS (Zero Voltage Switching) ซึ่งจะทำให้ไม่มีการสูญเสียขณะ turn-on switch แต่จะยากในการปรับความถี่เพื่อจ่ายกำลังงานในย่านที่กว้าง และอินเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพต่ำเมื่อต้องจ่ายกำลังงานระดับต่ำ

3. แบบ Phase-Shifted Controlled เป็นการควบคุมกำลังงานโดยการปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวิธีนี้จะมีผลทำให้เกิดปริมาณ Harmonic ใน Line มีระดับต่ำ ระบบจะตอบสนองเร็ว แต่เมื่อปรับมุมเฟสเลื่อนเพิ่มมากขึ้นจะเกิดปัญหาที่ไดโอดคร่อมสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เกิด EMI noise และเกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ (switching losses) มากขึ้น

## 1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากวิธีการควบคุมกำลังงานทั้ง3แบบข้างต้นนั้น แต่ละวิธีจะมีคุณลักษณะของระบบการทำงาน ที่มีส่วนดีและส่วนเสียที่แตกต่างกัน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีแนวทางในการศึกษาและพัฒนาโดยนำส่วนดีที่มีอยู่ในแต่ละแบบมาใช้ร่วมกันในการควบคุมกำลังงานเพื่อให้ระบบมีคุณลักษณะการทำงานที่ดี

1. การควบคุมกำลังแบบควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต้องมีChopperหรือThyristorized Phase Controlled Rectifier ซึ่งเป็นชุดควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดใหญ่ดังนั้นถ้าสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ซูดอินเวอร์เตอร์ได้จะทำให้ขนาดของเครื่องลดลงได้
2. การควบคุมกำลังในแบบ PFM สามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในสภาวะ ZVS และจะทำให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงเมื่อมีย่านความถี่ใช้งานที่ไม่กว้างมาก
3. การควบคุมกำลังในแบบ Phase-Shifted Controlled มีลักษณะการควบคุมกำลังโดยการควบคุมปริมาณแรงดันซึ่งคล้ายกับแบบ PAM แต่มีจุดเด่นที่สามารถควบคุมกำลังได้โดยตรงที่ตัวอินเวอร์เตอร์ แต่ความถี่ใช้งานจะถูกจำกัดเนื่องจากผลของ Switching Losses

## 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

1. ใช้การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Phase-Shifted Controlled เพื่อปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของอินเวอร์เตอร์
2. นำข้อดีของการควบคุมแบบPFM มาใช้โดยการควบคุมความถี่ ให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ ZVS ตลอดเวลา

## 1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่

1. การควบคุมแบบใหม่จะมีขนาดเล็กและมีต้นทุนในการสร้างน้อยกว่าแบบ PAM เนื่องจากสามารถควบคุมกำลังได้โดยตรงที่อินเวอร์เตอร์ จึงไม่มีความจำเป็นต้องมี ภาคThyristorized Phase Controlled Rectifier หรือใช้ Chopper เพิ่มเข้ามา
2. มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบ Phase-Shift Controlled เนื่องจากสามารถลดกำลังงานสูญเสียขณะturn-on สวิตซ์โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์ให้ทำงานในภาวะ ZVS ตลอดเวลา
3. ย่นความถี่การควบคุมจะแคบกว่าแบบ PFM เนื่องจากความถี่จะถูกปรับเพื่อรักษาสภาวะ ZVS เท่านั้น

## 1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบ

### 1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ

แรงดันอินพุท	220 โวลท์
ความถี่อินพุท	50 เฮิรตส์
กำลังไฟฟ้าด้านออก	3,000 วัตต์
ความถี่สวิตซิ่ง	60-90 กิโลเฮิรตส์

### 1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน

เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบได้ออกแบบไว้เพื่อใช้งานในลักษณะการให้ความร้อนสำหรับเหล็กชิ้นงานซึ่งมีลักษณะเป็นทรงกระบอกตันมีรายละเอียดดังนี้

เส้นผ่าศูนย์กลางสูงสุด	3 ซม.
ระยะความยาวในการให้ความร้อนในแนวตั้ง	3 ซม.
ระยะเวลาในการให้ความร้อนจนถึงจุด Curie Temperature	1 นาที

## 1.6 รายละเอียดที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบท ต่างทั้งหมด 6 บท โดยเริ่มจากพื้นฐานและรายละเอียดของหลักการทำงานควบคู่กันไปพร้อมกันระหว่างทฤษฎีและปฏิบัติซึ่งในทางทฤษฎีจะประกอบไปด้วยหลักการคำนวณและการ Simulatin ด้วยโปรแกรมทั้งโปรแกรม Matlab และ โปรแกรม Pspice โดยเนื้อหาต่างๆ ได้ถูกแบ่งออกเป็นบทต่างดังนี้

บทที่ 1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา ความน่าสนใจของปัญหา และ แนวความคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงพื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยการทำความร้อนจากการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งอธิบายความสัมพันธ์ของคุณสมบัติตัวแปรต่างๆ และพฤติกรรมพื้นฐานของเหล็กชิ้นงานเมื่อได้รับความร้อนรวมทั้งพฤติกรรมทางด้านความแข็งของเหล็ก

บทที่ 3 กล่าวถึงการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงและการพิจารณาเลือกใช้ชุดหลอดเหนี่ยวนำความร้อนรวมทั้งลักษณะ โครงสร้างของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสรวมทั้งคุณลักษณะการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน dc ไปยังด้าน ac ในลักษณะของโหมดการทำงานด้วยวิธีการเลื่อนเฟส

บทที่ 5 กล่าวถึงผลของตัวเก็บประจุแฝงที่มีต่อวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและการพิจารณาเงื่อนไขที่ทำให้การเกิดสภาวะ ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังด้วยการเลื่อนเฟสและยังกล่าวถึงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ ที่มีผลต่อการเกิด ZVS และ Non - ZVS

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการสรุปผลงานวิจัยและทดสอบเพื่อเป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.7 ขั้นตอนและวิธีการศึกษาค้นคว้า

ในกระบวนการศึกษานั้นจะเริ่มจากการศึกษารวบรวมทฤษฎีและหลักการที่มีการใช้งานกันอยู่โดยทั่วไป และยังสามารถศึกษาจากข้อมูลในบทความต่างประเทศที่ได้มีการทำวิจัยอย่างต่อเนื่อง และหลังจากนั้น จะทำการสร้างเครื่องต้นแบบ และปรับพร้อมทั้งทดสอบและเก็บข้อมูล โดยจะทำการ Simulation ด้วยโปรแกรมPspice เป็นอย่างแรกหลังจากนั้นจะนำมาปรับปรุงเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างไว้ให้มีลักษณะสัญญาณใกล้เคียงกับผลจากการ Simulation ด้วย Pspiceให้มากที่สุดโดยสังเกตจากหลักการและในบทความต่างประเทศประกอบ หลังจากที่สามารถปรับเครื่องต้นแบบได้ตามต้องการแล้ว ก็จะเขียนสมการของระบบและสมการที่เกี่ยวข้องต่างๆแล้วนำมา Simulation ด้วยโปรแกรม Matlab อีกครั้งหนึ่งเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลจากการ Simulation ด้วยโปรแกรม Pspice และผลการทดสอบจริงเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของผลการทดลอง



## บทที่ 2

# พื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยการให้ความร้อนโดย การเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่สูง

### 2.1 บทนำ

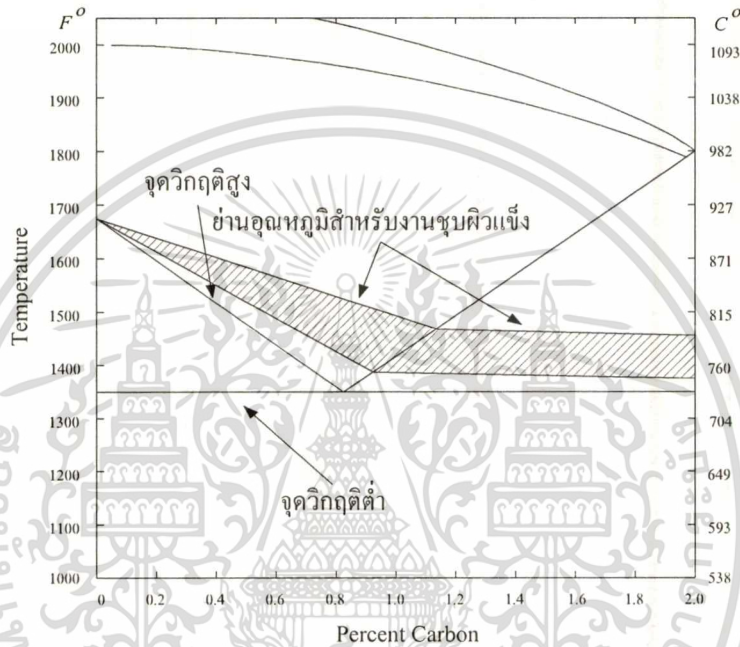
พื้นฐานการชุบแข็งผิวเหล็กด้วยความร้อนนั้นมีหลายวิธีที่สามารถใช้ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานไม่ว่าจะเป็นการใช้ไฟฟ้าเผาด้วยไฟจากแก๊สเตาเผา fluidizing bed อินฟราเรดและแบบเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า แต่ละวิธีจะมีข้อดีและข้อด้อยในตัว ในช่วง 20 ปีที่ผ่านมา การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่สูงได้รับความนิยมสูงสุด เหตุผลหลักที่ทำให้การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้รับความนิยมสูงสุดคือความสามารถที่จะทำให้ความร้อนเกิดเฉพาะบริเวณที่ต้องการได้ ในเวลาที่รวดเร็ว โดยเหตุผลนี้ทำให้ผลผลิตจากการให้ความร้อนวิธีนี้มีคุณภาพสูง และกระบวนการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ยังทำให้เกิดการจ่ายกำลังไฟฟ้างานซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูง ผลภาวะต่างๆเช่น เสียงดัง ควันพิษ จะน้อยกว่าแหล่งจ่ายแบบอื่นๆ และการให้ความร้อนในแบบนี้ยังใช้เวลาในการเริ่มต้นและหยุดกระบวนการที่รวดเร็วกว่าแบบอื่นๆเนื่องจากเป็นการให้ความร้อนเฉพาะที่ และยังลดต้นทุนในการจ้างพนักงานในการควบคุมกระบวนการและยังใช้พื้นที่ในการวางตัวเครื่องน้อยใช้เวลาในการให้ความร้อนน้อยด้วย โดยระยะเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนจะขึ้นกับลักษณะการประยุกต์ใช้งาน และไม่ทำให้เกิดการผิ่ของรูปทรงชิ้นงาน โดยปกติความผิ่ของรูปทรงชิ้นงานจะเกิดขึ้นเมื่อโลหะถูกทำให้ร้อนขึ้น การชุบแข็งผิวเหล็กโดยการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีคุณลักษณะที่ทำให้โครงสร้างชิ้นงานมีเสถียรภาพดี ความผิ่ที่เกิดขึ้นน้อยเนื่องจากการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้จะใช้เวลาสั้นและรวดเร็วและจะทำเฉพาะจุดที่ต้องการ จึงทำให้แกนในของชิ้นงานยังคงเย็นอยู่และรูปทรงของชิ้นงานยังคงมีเสถียรภาพที่ดีดังเดิม

### 2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน

#### 2.2.1 พื้นฐานการชุบแข็งผิวเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจนเหล็กเปลี่ยนโครงสร้างและลดความร้อนอย่างรวดเร็ว

กรรมวิธีในการชุบแข็งเหล็กนั้นในทางอุตสาหกรรมสามารถทำได้โดยการให้ความร้อนแก่เหล็กจนมีอุณหภูมิสูงถึงจุดวิกฤติต่ำหรือประมาณ Curie temperature ( $720-840^{\circ}\text{C}$ ) [1], ซึ่งที่จุดนี้เมื่อนำเหล็กไปลดอุณหภูมิอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างภายในซึ่งจะทำให้บริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิอย่างรวดเร็วมีความแข็งเพิ่มขึ้นซึ่งย่านอุณหภูมิที่ใช้ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรรมวิธีการชุบผิวแข็งเหล็กสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงให้เห็นย่านของอุณหภูมิที่ใช้ในการให้ความร้อนแก่เหล็กก่อนเข้าสู่กระบวนการทำให้เกิดความแข็งโดยการลดความร้อน (Quenching) โดยในการให้ความร้อนจะต้องให้แก่เหล็กในช่วงอุณหภูมิที่สูงกว่าจุดวิกฤตต่ำ (Lower Critical Point) ซึ่งคือจุดที่เหล็กเริ่มเปลี่ยนโครงสร้างเช่นเดียวกับน้ำที่จะมีการเปลี่ยนโครงสร้างเป็นไอเมื่ออุณหภูมิถึงจุดเดือดที่  $100^{\circ}\text{C}$  ส่วนจุดวิกฤตสูง (Upper Critical Point) ของเหล็กจะมีระดับที่แตกต่างกันตามชนิดของเหล็ก



รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ

## 2.2.2 พฤติกรรมทางความแข็งของเหล็ก

### 2.2.2.1 การจำแนกชนิดของเหล็ก

สถาบันที่กำหนดมาตรฐานการวิเคราะห์คุณสมบัติจำเพาะของเหล็ก คือ Society of Automotive Engineers (SAE) ซึ่งจะกำหนดชนิดของเหล็กในรูปแบบ หมายเลขรหัส 4 หลักตามหลังอักษรย่อของสถาบันเช่น SAE XXXX ดังในรูปที่ 2.2 สำหรับการแบ่งแยกเปอร์เซ็นต์คาร์บอนในเหล็กจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

Low carbon steels : 0 ถึง 0.25 % คาร์บอน

Medium carbon steels : 0.25 ถึง 0.55 % คาร์บอน

High carbon steels : มากกว่า 0.55 % คาร์บอน

เหล็กที่มีเปอร์เซ็นต์คาร์บอนมากจะสามารถนำไปชุบให้เกิดความแข็งได้มากกว่าเหล็กที่มีปริมาณเปอร์เซ็นต์คาร์บอนน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SAE 1040



Carbon content (0.40 %)

Modification in the alloys (none) plain carbon

Indicates whether it is a carbon steel or alloy steel (1 indicates carbon steel, 2 and above indicate alloy steel)

### รูปที่ 2.2 ลักษณะ Code ของเหล็กมาตรฐาน SAE

ความแตกต่างระหว่าง Hardness และ Hardenability ซึ่งมักจะมีการกล่าวถึงในงานด้านการชุบแข็งเหล็ก

1) **Hardness** คือการวัดความต้านทานของวัสดุต่อแรงกดเมื่อวัสดุอยู่กับที่ ความสามารถในการต้านทานนี้จะขึ้นกับส่วนประกอบคาร์บอน และ microstruction ของเหล็กดัดนั้น เหล็กชนิดเดียวกันที่มีคาร์บอนเท่ากันจะมีความแข็งไม่เท่ากันได้เนื่องจากผลของการนำไปผ่านกระบวนการเปลี่ยนโครงสร้างภายในด้วยการชุบแข็ง

2) **Hardenability** คือความสามารถในการเกิดความแข็งของเหล็กในกระบวนการชุบแข็งในลักษณะด้านความลึกของความแข็ง

#### 2.2.2.2 การวัดความแข็งของเหล็กที่นิยมใช้โดยทั่วไป

1) **HRC (Hardness Rockwell C Scale)** เป็นการทดสอบความแข็งที่นิยมใช้ในสหรัฐอเมริกา มีลักษณะเครื่องทดสอบดังรูปที่ 2.3 ซึ่งสามารถใช้ทดสอบโลหะได้ทุกชนิด พิกัดการวัดกำหนดโดยสัญลักษณ์ HRC มาตรฐานสากลที่ใช้กำหนดค่าความแข็งในการวัดคือ EN 10109 และ ISO 5508

2) **Vicker (Hardness Vicker)** เป็นการทดสอบความแข็งที่นิยมใช้ในอังกฤษกำหนดพิกัดการวัดด้วยสัญลักษณ์ เช่น HV 20 มาตรฐานที่ใช้กำหนดค่าความแข็งในการวัดคือ ISO 540 และ ISO 5507-3

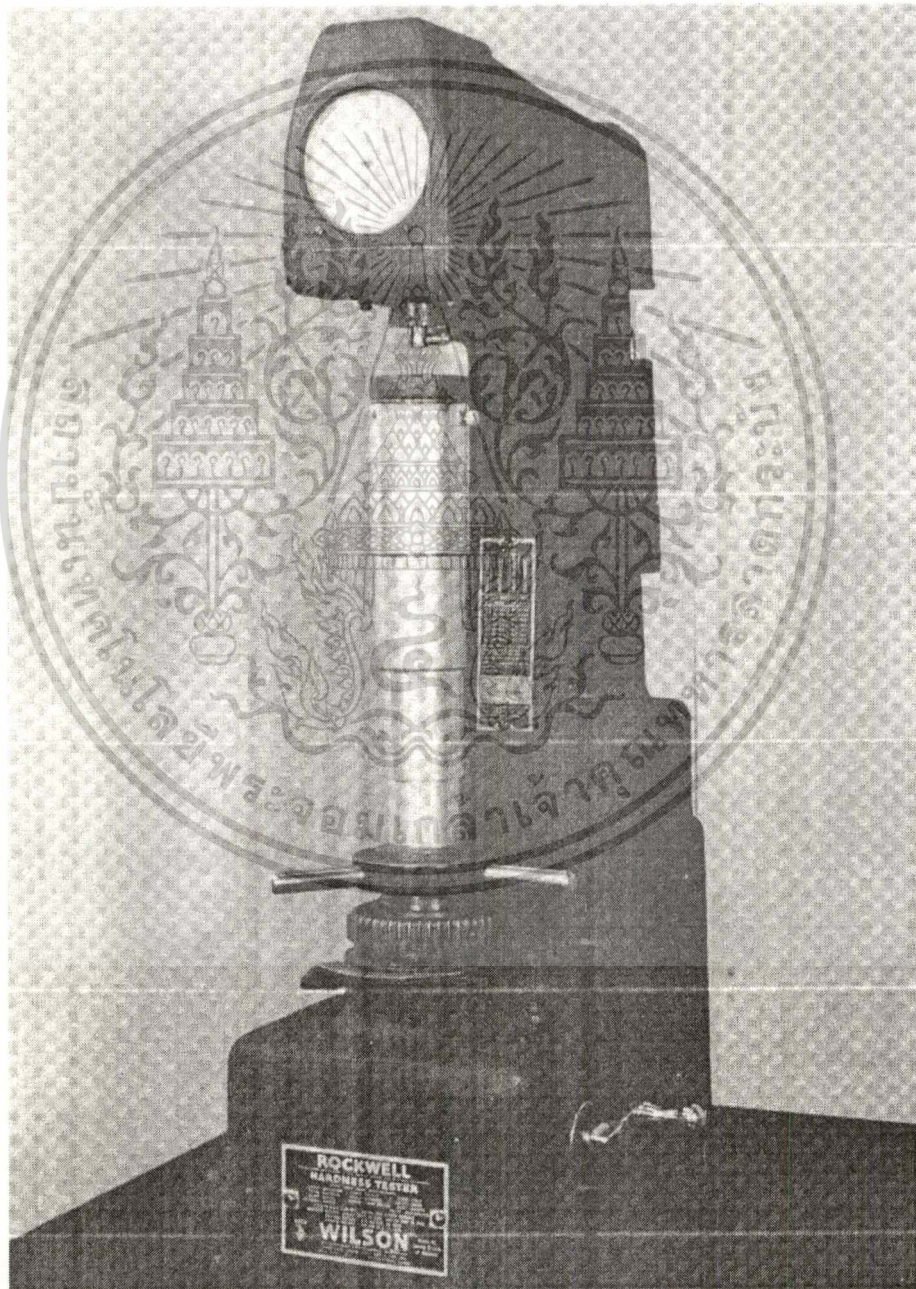
#### 2.2.2.3 การทดสอบความแข็งของเหล็กตามมาตรฐานของ HRC

เครื่องทดสอบความแข็งของเหล็กที่นิยมใช้ในการทดสอบความแข็งของวัสดุมากที่สุดก็คือการทดสอบด้วยเครื่อง Rockwell Hardness test ดังในรูปที่ 2.3 ซึ่งได้ใช้วิธีการวัดความลึกของการกดลงของหัวทดสอบ ซึ่งมีอยู่ 2 แบบดังรูปที่ 2.4 คือแบบ Brale และแบบ Ball [1]

วิธีการทดสอบสามารถทำได้โดยการนำเหล็กที่ชุบแข็งแล้วมาตัดแล้วขัดบริเวณผิวที่ต้องการทดสอบและด้านตรงข้ามซึ่งเป็นฐานให้เรียบที่สุด โดยขั้นตอนในการทดสอบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขั้นตอนแรกจะทำให้ผิวที่เป็นฐานและด้านที่จะทดสอบเรียบมากที่สุดซึ่งทำโดย

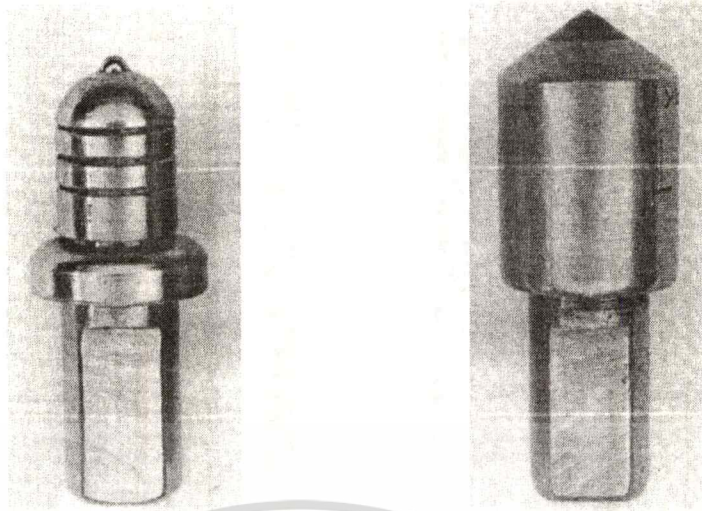
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตัดชิ้นงานให้เรียบด้วยเครื่อง wire cut จากนั้นจะนำชิ้นงานที่ตัดได้มาทดสอบโดยการ กดลง ด้วยเครื่อง Rockwell Hardness test ด้วยหัวทดสอบที่ระยะความลึกต่างๆกันแล้วอ่านค่าที่ได้ที่ระยะ ความลึกนั้นๆซึ่งจากผลการทดสอบได้แสดงในรูปที่ 2.5 จากรูปจะเห็นว่าที่บริเวณผิวของชิ้นงานจะ มีความแข็งใกล้เคียงกันไม่ว่าจะใช้เวลาในการให้ความร้อนมาก หรือน้อยก็ตามแต่ที่ความลึกเข้าไป ในแกนของชิ้นงานนั้น เหล็กที่ใช้เวลานานในการให้ความร้อนจะมีความแข็งมากกว่าเหล็กที่ใช้เวลา น้อย ดังนั้นสามารถทำให้เหล็กมีความแข็งลึกลงไปในแกนได้มากขึ้น โดยการเพิ่มเวลาในการให้ ความร้อนนานมากขึ้น เพื่อให้บริเวณภายในเหล็กได้รับความร้อนมากขึ้น

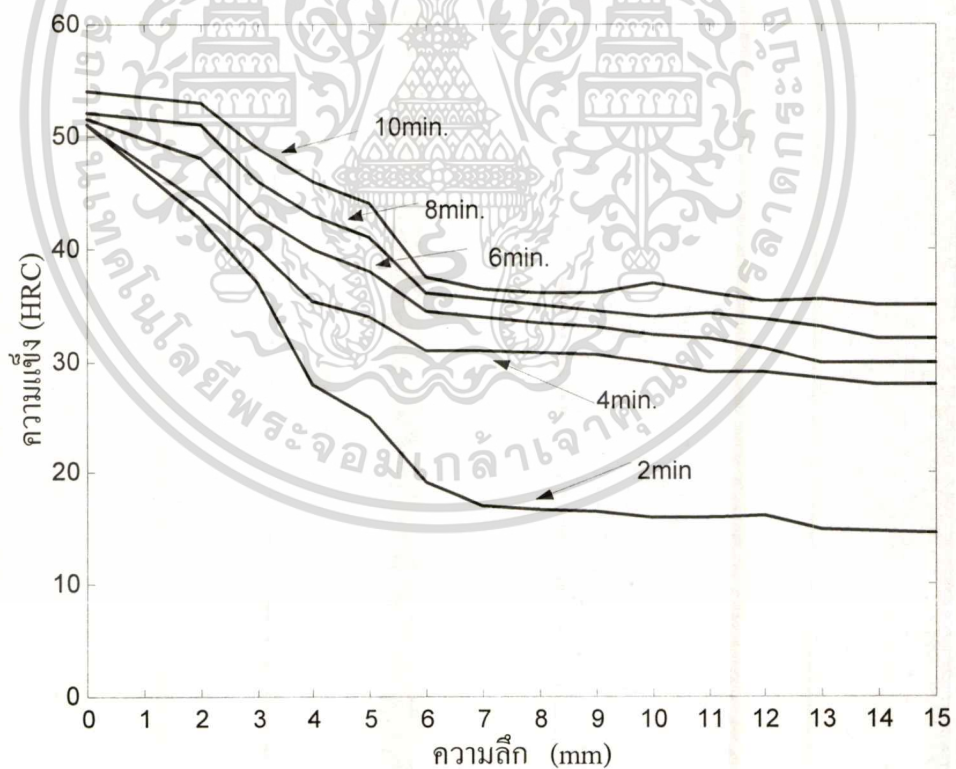


รูปที่ 2.3 เครื่องทดสอบความแข็งวัสดุด้วย Rockwell Scale

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนลิขสิทธิ์การเชิงในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) หัวทดสอบความแข็งแบบลูกบอล (ball) ข) หัวทดสอบความแข็งแบบเพชร (Brinell)  
 รูปที่ 2.4 หัวทดสอบความแข็งทั้ง 2 แบบที่ใช้กับเครื่องทดสอบความแข็งของวัสดุตามมาตรฐาน  
 ของ Rockwell Scale



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความลึกและความแข็งของเหล็กกับระยะเวลาในการให้ความร้อน  
 ด้วยวิธีการเหนี่ยวนำความร้อน ( ชิ้นงานทดสอบ: เหล็กคาร์บอน 0.45 %, เส้นผ่าศูนย์กลาง  
 3 ซม., จำนวนครั้งการทดสอบต่อจุดเท่ากับ 10 ครั้งต่อจุด )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และที่ระยะความลึกตั้งแต่ 5 ซม. เข้าไปในแท่งเหล็กความแข็งที่เกิดขึ้นในชิ้นงานเดียวกันจะใกล้เคียงกันดังนั้นจะเห็นว่าความแข็งในระดับความลึกต่างๆจะแตกต่างกันอยู่ตามความลึกหนึ่งเท่านั้น และยังสามารถอธิบายต่อไปได้อีกว่า ที่ผิวของเหล็กจะมีความแข็งใกล้เคียงกันดังนั้นจากชิ้นงานตัวอย่างที่ทดสอบเมื่อต้องการให้เกิดความแข็งเฉพาะบริเวณผิวสามารถใช้เวลาในการให้ความร้อนเพียง 2 นาทีก็สามารถมีความแข็งใกล้เคียงกับชิ้นงานที่ให้ความร้อน 10 นาทีได้ซึ่งจะเป็นการประหยัดพลังงานและเป็นข้อดีอย่างหนึ่งของการชุบแข็งด้วยการเหนี่ยวนำความร้อน

ในงานของการให้ความร้อนแก่เหล็กเพื่อการชุบแข็งสามารถกำหนดความแข็งของเหล็ก โดยดูจากสีของเหล็กขณะให้ความร้อนได้ดังในตาราง (2.1) ซึ่งสีต่างๆสามารถบอกถึงอุณหภูมิของเหล็กที่อุณหภูมินั้นๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เหล็กคาร์บอนที่มีย่านการให้ความร้อนสำหรับการชุบแข็งอยู่ในช่วง 1350-1550 F<sup>o</sup>

#### 2.2.2.4 กรรมวิธีในการทำให้เกิดความแข็งในกระบวนการชุบแข็งในรูปแบบต่างๆ

ในกระบวนการชุบแข็งเหล็ก โดยการให้ความร้อนและลดความร้อนอย่างรวดเร็วนั้น กรรมวิธีที่ทำให้เหล็กแข็งในรูปแบบต่างๆจะขึ้นกับการให้ความร้อนแก่เหล็กจนอุณหภูมิถึงจุดที่เหล็กเปลี่ยนโครงสร้างภายใน (Microconstruction) ซึ่งปกติจะเป็นจุดวิกฤตของการเปลี่ยนสภาพเหล็ก (Curies Temperature) ดังรูปที่ 2.1 และหลังจากนั้นต้องทำการลดความร้อนเหล็กลงซึ่งวิธีการลดความร้อนเพื่อให้เกิดความแข็งนั้นจะมีด้วยกันหลายวิธีซึ่งโดยทั่วไปที่นิยมใช้จะมีดังนี้

- 1) ลดความร้อน โดยจุ่มลงในน้ำเย็นจะทำให้เหล็กแข็งและเปราะใช้ทำตะไบ, เลื่อย, สิวและเครื่องมือสำหรับตัดต่างๆ
- 2) ลดความร้อน โดยจุ่มลงในน้ำมันเครื่องทำให้เหล็ก แข็งและเหนียว ใช้ทำหมุคยัดตัวสะพานเหล็กที่ต้องการความเหนียวและแข็งและยืดหยุ่นได้
- 3) ลดความร้อน โดยเป่าด้วยลมทำให้เหล็กแข็งขึ้นไม่มากนักปกติจะใช้ในงานทำไบมิดที่บดงอได้เช่นใช้ในงานไม้และงานที่ไม่ต้องการความแข็งแต่เปราะ

นอกจากนี้เหล็กที่ใช้ทำอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆบ่อยครั้งจะแบ่งวิธีการลดความร้อนตามลักษณะงานเช่นเหล็กชนิด plain carbon steel จะใช้การลดความร้อนด้วยน้ำ เหล็กผสม ( alloy steel ) จะใช้การลดความร้อนด้วยน้ำมันและลมซึ่งการลดความร้อนด้วยลมนี้สามารถปรับความเร็วการลดลงของอุณหภูมิด้วยความเร็วของลมที่เป่า และในกระบวนการลดความร้อนโดยวิธีดังกล่าวจะต้องให้ชิ้นงานมีอุณหภูมิเย็นลงจนถึงระดับปกติที่ใช้ทำอุปกรณ์แล้วจึงเสร็จสิ้นขั้นตอนชุบแข็ง

ตารางที่ 2.1 อุณหภูมิเทียบกับสีของเหล็กสำหรับงานการให้ความร้อน

Colors	Fahrenheit	Process
White	2500°	High-Speed steel hardening (2250-2400 F)°
	2400°	
Yellow white	2300°	
	2200°	
	2100°	
Yellow	2000°	Alloy steel hardening (1450 -1950 F) °
	1900°	
Orange red	1800°	
<b>Heat colors</b>	1700°	Carbon steel Hardening (1350 1550 F) °
Light cherry red	1600°	
Cherry red	1500°	
Dark red	1400°	
	1300°	
Very dark red	1200°	
Black red in dull light or darkness	1100°	
	1000°	High speed steel tempering (350-1100 F)
	900°	
	800°	Carbon steel tempering (300- 1050 F)
	700°	
Pale blue (590 F)	600°	
Violet(545 F)	500°	
<b>Temper colors</b> Purple(525 F)	500°	
Yellowish brown(490 F)	400°	
Straw(465 F)	400°	
Light straw (425 F)	300°	
	300°	
	200°	
	100°	
	0°	

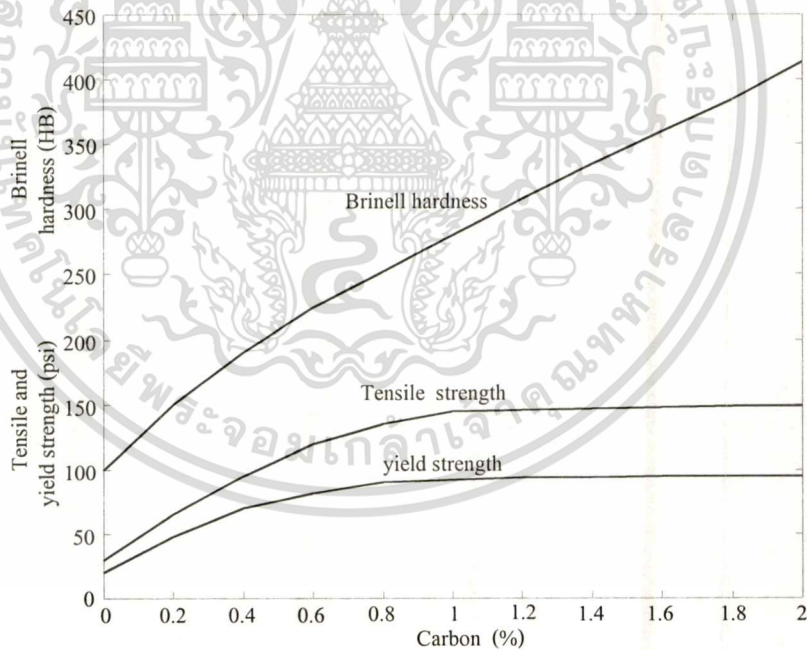
### 2.2.2.5 การลดความเปราะของเหล็กให้ได้ความแข็งแรงตามต้องการหลังการชุบแข็ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

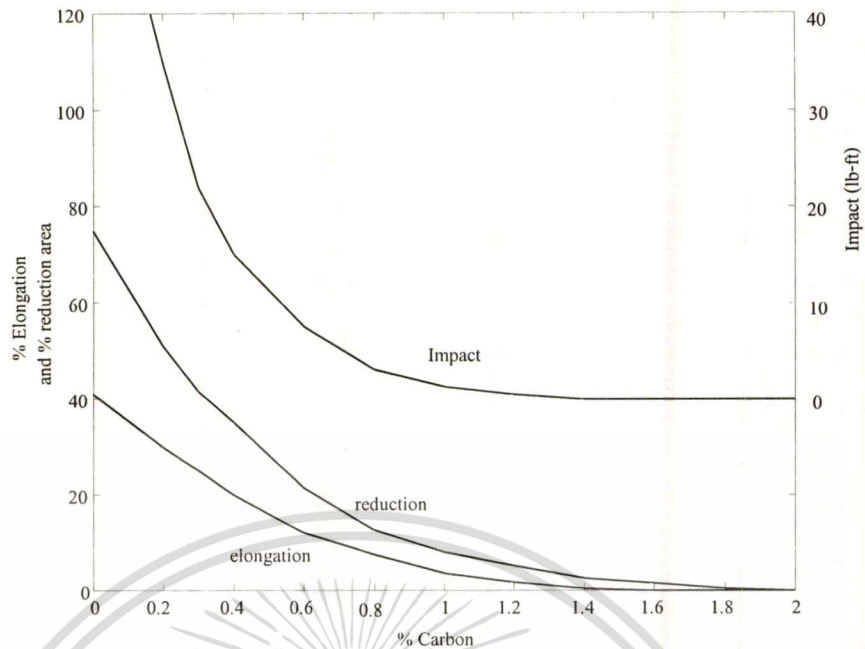
เหล็กเมื่อได้รับความร้อนและทำให้แข็งโดยการลดความร้อนลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กมีความแข็งสูงสุดและพร้อมกับความเปราะเมื่อนำไปใช้งานอาจจะทำให้เหล็กแตกหรือหักได้ ดังนั้นก่อนการนำไปใช้งานเหล็กที่ผ่านการชุบแข็ง จำเป็นต้องลดความเปราะของเหล็กลงก่อนนำไปใช้งานจริงซึ่งทำได้โดยการนำไปให้ความร้อนใหม่ในระดับอุณหภูมิประมาณ 300-400 C° แล้วปล่อยให้ชิ้นงานที่ต้องการลดความเปราะค่อยๆ เย็นลงเองก็จะสามารถได้เหล็กที่มีความแข็งตามต้องการและไม่เปราะหรือแตกหักง่าย [1]

### 2.2.3 ผลของปริมาณคาร์บอนต่อคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของเหล็ก

เปอร์เซ็นต์คาร์บอนจะเป็นตัวกำหนดความแข็งของเหล็กซึ่งความแข็งของเหล็กจะเพิ่มขึ้นตามเปอร์เซ็นต์ของคาร์บอนที่ผสมอยู่ แต่ความแข็งแรงในส่วนของการดึงและยืดหยุ่นของเหล็ก (tensile strength and yield strength) ซึ่งก็คือแรงที่มากกระทำแล้วเหล็กสามารถยืดและหด จะเพิ่มขึ้นตามเปอร์เซ็นต์คาร์บอนจนถึงที่ 0.83% เมื่อเพิ่มเปอร์เซ็นต์มากขึ้นก็จะไม่ทำให้เหล็กสามารถยืดและหดตัวได้อีกต่อไป แต่ในส่วนของความแข็ง (brinell hardness) จะยังคงสามารถเพิ่มขึ้นไปได้เรื่อยๆ เมื่อเปอร์เซ็นต์คาร์บอนเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการเพิ่มขึ้นของความแข็ง และแรงในการดึงและการยืดหยุ่นที่มากกระทำต่อเหล็ก



รูปที่ 2.7 ผลของเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่มีต่อการยืด การหดและการกระแทกของเหล็ก

ในส่วนของเปอร์เซ็นต์การยืด การหดตัว(% Elongation และ % Reduction) และการกระแทก (impact) ก่อนที่เหล็กจะขาดออกจากกันในการทดสอบนั้นจากรูปที่ 2.7 จะเป็น โกลี่ศูนย์ คือเหล็กเกือบจะไม่สามารถยืดและหดต่อไปได้เมื่อเปอร์เซ็นต์คาร์บอนมากกว่า 1.5% ดังนั้นจากรูปที่ 2.5 และ 2.7 จะเป็นแนวทางในการเลือกเหล็กที่มีเปอร์เซ็นต์คาร์บอนที่เหมาะสมมาใช้งาน

## 2.3 พื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าของงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

### 2.3.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำคือกระบวนการเกิดความร้อนในสารตัวนำไฟฟ้าซึ่งโดยปกติจะเป็นโลหะ โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับให้ไหลภายในชิ้นงานดังรูปที่ 2.8 ซึ่งมีค่าความต้านทานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน และสามารถมองได้ว่าเป็นการไหลของกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดยที่ตัวแท่งเหล็กหรือชิ้นงานจะทำหน้าที่คล้ายแกนของหม้อแปลงและบริเวณผิวของชิ้นงานซึ่งมีกระแสไหลอยู่จะเป็นขดลวดทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ ซึ่งลักษณะการไหลของกระแสภายในแท่งเหล็กจะเป็นลักษณะการไหลวนรอบเส้นรอบวงของแท่งเหล็ก ซึ่งลักษณะของการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้จะเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) เช่นเดียวกับกระแสไหลวนที่เกิดในหม้อแปลงนั่นเอง สมการกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนสำหรับหม้อแปลงสามารถกำหนดได้โดยสมการ (2.1) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \frac{\pi^2 K^2 W^2 B_{\max}^2 f^2 \times 10^{16}}{8\rho(K^2 + 1)} \quad (2.1)$$

โดยที่  $P$  = กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss): Watt

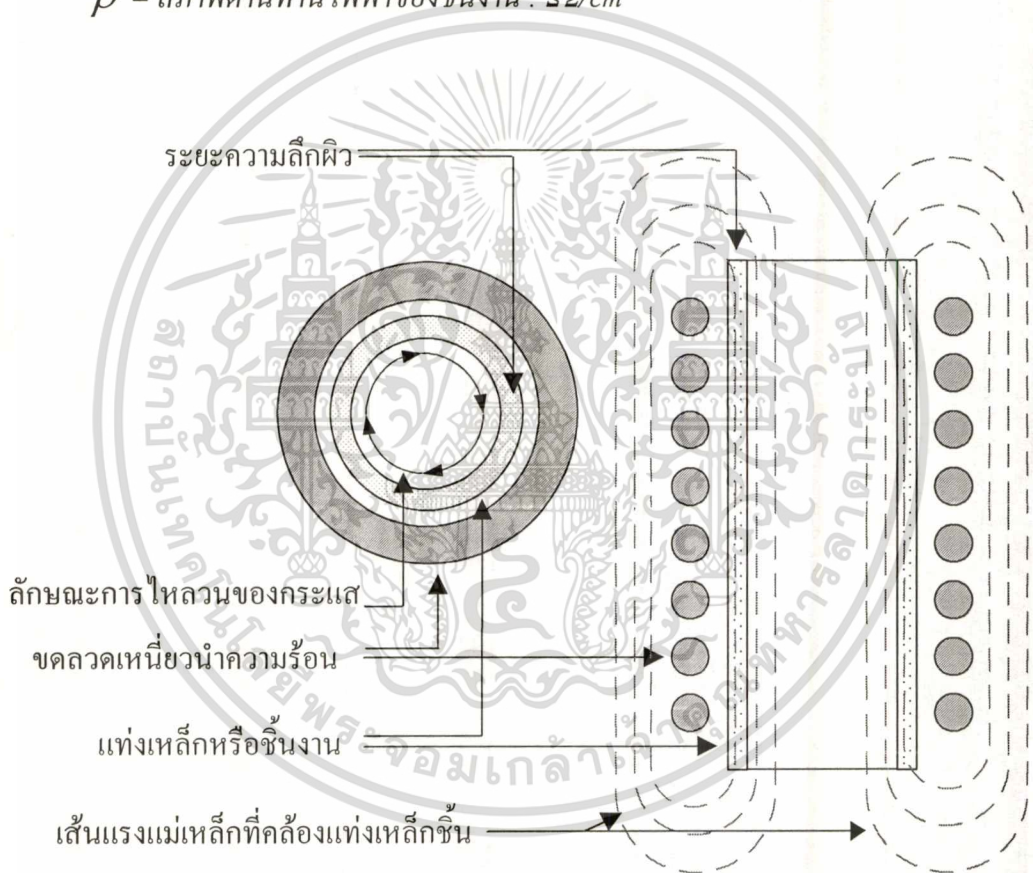
$K$  = ค่าคงที่ของรูปร่างแรงดันที่ป้อนโหลด

$W$  = ความกว้างของการพันขดลวด : cm

$B_{\max}$  = ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก : Gauss

$f$  = ความถี่ : Hz

$\rho$  = สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน :  $\Omega/cm$



รูปที่ 2.8 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

จากลักษณะ โครงสร้างของโหลดหรือชิ้นงานในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสำหรับงานการชุบแข็งโลหะโดยทั่วไปจะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.8 ซึ่งเมื่อป้อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า กระแสสลับเข้าไปยังขดลวดด้านปฐมภูมิของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กขึ้นงาน จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดกระแสไหลวนในเหล็กหรือชิ้นงาน โดยกระแสดังเอกสารก็กล่าวจะไหลลักษณะเป็นวงจรรอบแท่งชิ้นงาน และเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลับคั้งนั้นจึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงาน โดยมีความลึกของกระแสที่ไหลภายในชิ้นงานนี้ที่ขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลนั้น ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบแท่งเหล็กนั้นซึ่งก็คือด้านปฐมภูมิ นั้นเองคั้งนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวด working coil คูณกับจำนวนรอบของขดลวด เดียวกันนี้เอง

นอกจากนี้องค์ประกอบของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำสำหรับการชุบแข็งผิวเหล็กจะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆนอกจากความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในแท่งเหล็ก (Current depth:  $\delta$ ) คือ ความถี่ (Frequency:  $f$ ) สภาพต้านทานไฟฟ้า (Resistivity:  $\rho$ ) และ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับความลึกของการไหลของกระแสได้โดยสมการ (2.2) คั้งนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.2)$$

กำหนดให้

$$x = \frac{\rho}{\pi\omega} \quad (2.3)$$

คั้งนั้นจะเขียนสมการ (2.2) ได้ใหม่คั้งนี้

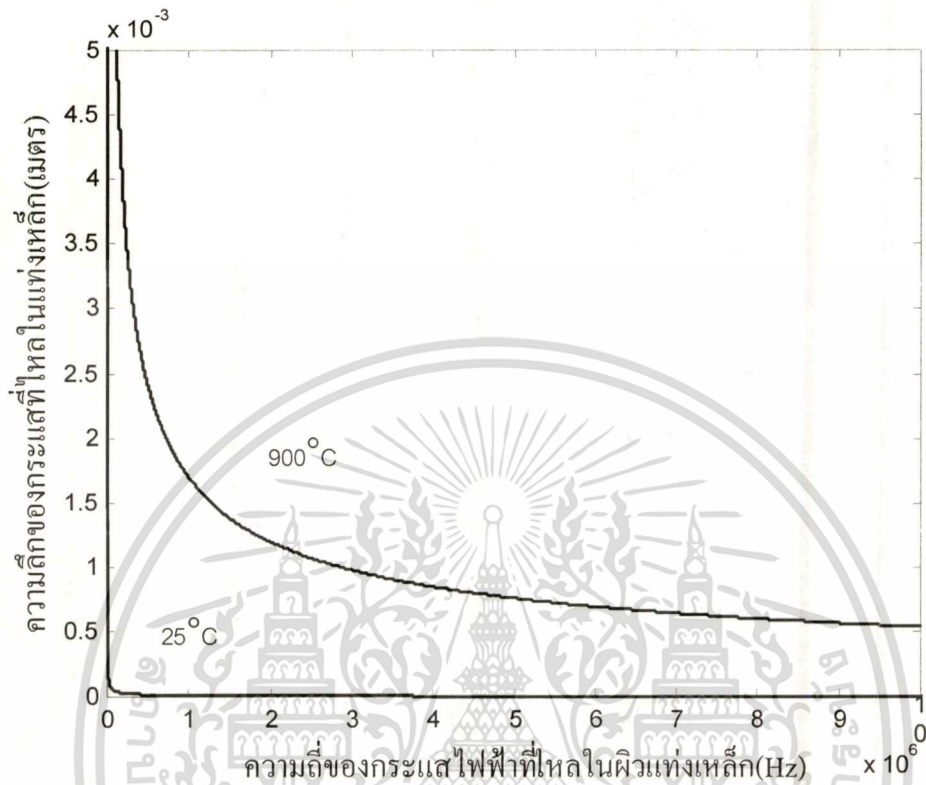
$$\delta = \sqrt{\frac{x}{f}} \quad (2.4)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \mu &= \mu_0 \mu_r \\ \omega &= 2\pi f \end{aligned}$$

จากสมการ (2.4) จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะทำให้กระแสไหลลึกกลงไปในแท่งเหล็กได้น้อยลง ซึ่งเมื่อนำมา Plot Graph จะเห็นลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของกระแสไหลกับความถี่ได้คั้งรูปที่ 2.9 [5] จะเห็นว่ายิ่งลึกเข้าไปในแท่งเหล็กขนาดของกระแสที่ไหลก็จะมีปริมาณลดลง และที่ความถี่ 500kHz-1000kHz ความลึกจะไม่แตกต่างกันคั้งนั้นในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสามารถที่จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีความถี่ในย่านที่ไม่เกิน 500kHz ได้และจากการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟ อุณหภูมิ 25°C กับ 900 °C สามารถอธิบายได้ว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นกระแส

จะไหลลึกลงไปในผิวได้มากขึ้นเนื่องจากการลดลงของค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของชิ้นงาน ดังอธิบายในรูปที่ 2.10 [5]



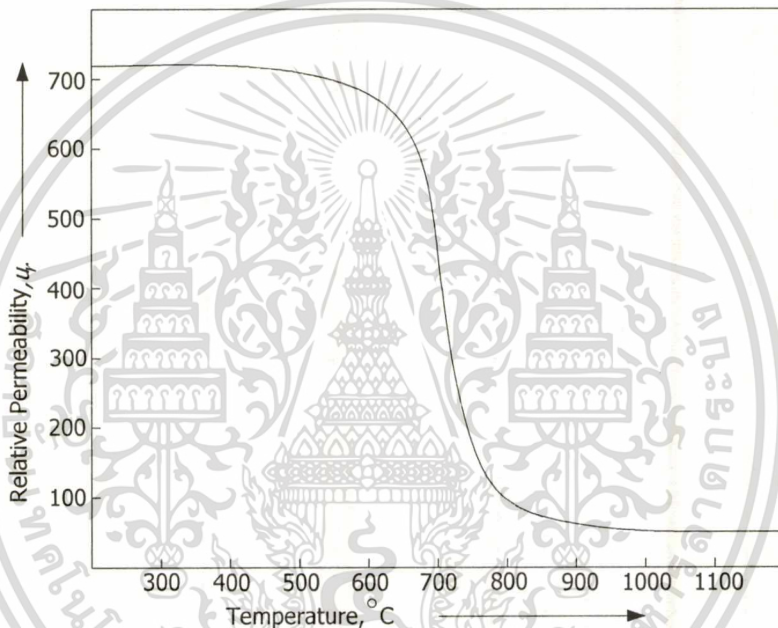
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความลึกกระแสที่ไหลในเหล็กที่อุณหภูมิ 25°C และ 900°C

### 2.3.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางอุณหภูมิของเหล็กชิ้นงาน

เมื่อให้ความร้อนแก่เหล็กจะมีผลทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กมีขนาดลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จนเมื่ออุณหภูมิสูงถึงจุด Curie Point ( ประมาณ 750°C ) จะทำให้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กนี้ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กเกือบเท่ากับอากาศ(ประมาณ 1) ซึ่งที่อุณหภูมิ ดังกล่าวนี้เหล็กจะมีสภาพเปลี่ยนจาก Ferro magnetic เป็น Non-Ferro magnetic ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการเปลี่ยนแปลงได้ดังในรูปที่ 2.10 และจะมีผลทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ ( Inductance : L ) ของเหล็กลดลงอย่างมาก นอกจากนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเหล็กก็จะเปลี่ยนไปด้วย โดยค่าความต้านทานสมมูลของเหล็กจะลดลงเนื่องจากกระแสไหลวนจะไหลลึกลงไปในผิวของเหล็กได้มากขึ้นซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในสมการ (2.4) ในพฤติกรรมของ Skin Effect แต่ในส่วน of ค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าจะสูงขึ้นตามอุณหภูมิอย่างต่อเนื่องซึ่งอธิบายไว้ในรูปที่ 2.11

ในการใช้งานจริงพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลงนี้จะส่งผลกระทบต่อการควบคุมกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายแรงดันความถี่สูงซึ่งต้องสามารถควบคุมระบบให้ทำงานในสถานะที่มีการเปลี่ยน

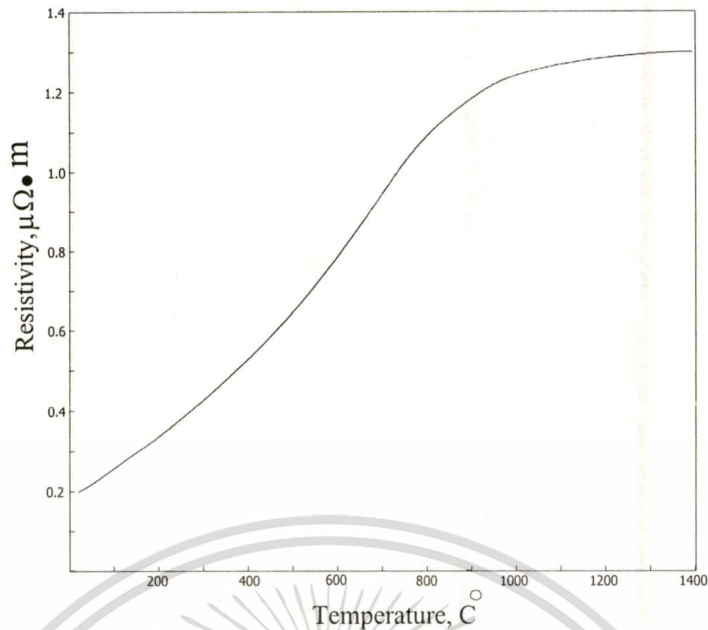
แปลงทางไฟฟ้าและทางสนามแม่เหล็กได้อย่างรวดเร็ว โดย จากรูปที่ 2.10 จะสังเกตเห็นว่าก่อนอุณหภูมิถึงจุด Curie Point ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กจะลดลงเพียงเล็กน้อยอย่างต่อเนื่องเท่านั้น แต่เมื่อถึง  $750^{\circ}\text{C}$  หรือจุด Curie Point นั้นปรากฏว่าค่าความซึมซาบจะลดลงอย่างรวดเร็วมาก หลังจากนั้นค่าความซึมซาบก็จะค่อนข้างคงที่ ซึ่งจะเห็นว่าความถี่เรโซแนนท์จะมีอยู่ 2 ความถี่ หลักๆคือ ความถี่เรโซแนนท์ก่อนถึงจุด Curie Point กับความถี่เรโซแนนท์หลังถึงจุด Curie Point ซึ่งหลังจากถึงจุด Curie Point แล้วความถี่จะสูงขึ้นเป็นอีกจุดหนึ่ง ดังนั้นในการออกแบบเครื่องให้ความร้อนจึงจำเป็นต้องระบบควบคุมสามารถปรับความถี่ได้กว้างพอสำหรับการเกิดพฤติกรรมที่กล่าวมานี้



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของเหล็กหรือชิ้นงานกับอุณหภูมิ

นอกจากนี้เนื่องจากผลของ Skin Effect ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ค่าความต้านทานสมมูลของเหล็กจะลดลงเป็นอย่างมากเนื่องจากก่อนถึงจุด Curie Point กระแสจะไหลเฉพาะบริเวณผิวซึ่งมีพื้นที่น้อยมากแต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้ว โดยเฉพาะเมื่ออุณหภูมิผิวนอกถ่ายเทเข้าไปยังด้านในของแกนเหล็กจะทำให้กระแสไหลวนสามารถไหลได้ลึกมากขึ้น ดังนั้นวงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องที่จะต้องควบคุมการไหลของกระแสนี้เนื่องจากการลดลงของค่าความต้านทานนี้ด้วย สำหรับในส่วนของสภาพความต้านทานนั้นจะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตามอุณหภูมิ แต่หลังจากถึงจุด Curie Point แล้วก็จะเริ่มคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิและค่าสภาพต้านทานไฟฟ้า

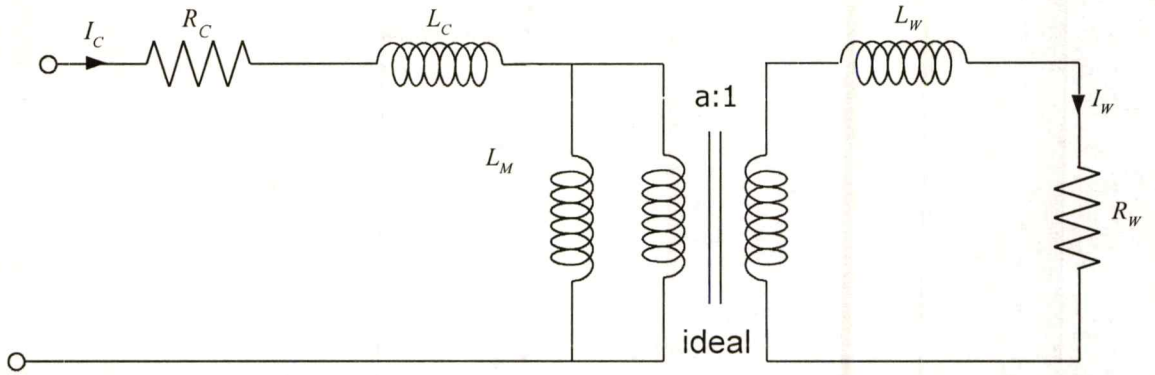
เมื่อพิจารณาในลักษณะของวงจรสมมูล ขณะที่เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึง Curie Point ค่าความต้านทานสมมูลจะลดลงเนื่องจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลลดลงไปในแท่งเหล็กมากขึ้นเนื่องจากการลดลงของค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของเหล็กชิ้นงาน ซึ่งจะตรงข้ามกับค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงานที่ยังคงเพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย ดังนั้นจากพฤติกรรมทางไฟฟ้าและทางสนามแม่เหล็กของเหล็ก สามารถอธิบายได้ว่าในการกำหนดค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในงานด้านการให้ความร้อนนั้นต้องพิจารณาในลักษณะวงจรสมมูลที่อุณหภูมิต่างๆ เพราะไม่สามารถนำค่าสภาพต้านทานและความซึมซาบสนามแม่เหล็กมาพิจารณากำหนดค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของเหล็กได้โดยตรง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของเหล็กที่อุณหภูมิต่างๆตลอดเวลา

### 2.3.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กหรือชิ้นงานสอดอยู่ภายในขดลวดเหนี่ยวนำสามารถเขียนในรูปของหม้อแปลงที่ทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบ 1 รอบและถูกลัดวงจรไว้โดยมี  $R_w$  เป็นค่าความต้านทานบริเวณผิวของแท่งเหล็กที่มีกระแสไหลวนดังรูปที่ 2.12 เมื่อทำการย้ายค่าตัวแปร  $R_w$  จากด้านทุติยภูมิมายังด้านปฐมภูมิจะได้สมการดังนี้ :

$$R_{wp} = a^2 R_w \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของโหลดซึ่งพิจารณาด้วยวงจรสมมูลของหม้อแปลง

โดยที่ในรูปที่ 2.12 :

$R_c$  : ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

$L_c$  : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

$L_M$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$L_w$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด

$R_w$  : ความต้านทานของขดลวด

ซึ่งจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้ดังสมการ :

$$P_c = I_c^2 R_c \quad (2.5)$$

และเมื่อหากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดที่ขดลวดจะได้อีกสมการดังนี้

$$P_w = I_w^2 R_w \quad (2.7)$$

โดยที่  $I_w = aI_c$  ดังนั้น

$$P_w = I_c^2 R_w \quad (2.8)$$

ซึ่งสามารถหาค่าประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_w}{P_w + P_c} \quad (2.9)$$

$$= \frac{R_w}{R_w + R_c} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{I}{I + R_c / R_{wp}} \quad (2.11)$$

ในการไหลของกระแสเฉพาะบริเวณผิวของชิ้นงานและที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งเมื่อเทียบกับปริมาตรของชิ้นงานแล้ว ความลึกของการไหลนี้จะน้อยมากทำให้การหาค่า  $R_c$  และ  $R_w$  สามารถทำได้โดยการพิจารณาดังสมการต่อไปนี้

ความต้านทานของขดลวดหาได้ตามสมการดังนี้ [5]

$$R_c \propto \frac{I}{\delta_c \sigma_c} \propto \sqrt{\frac{\mu_{rc}}{\sigma_c}} \quad (2.12)$$

และในทำนองเดียวกันความต้านทานของชิ้นงานก็สามารถหาได้ตามสมการดังนี้

$$R_w \propto \frac{I}{\delta_w \sigma_w} \propto \sqrt{\frac{\mu_{rc}}{\sigma_w}} \quad (2.13)$$

โดยที่  $\delta_c$  : ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

$\delta_w$  : ความลึกผิวของชิ้นงาน

$\sigma_c$  : ความนำไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

$\sigma_w$  : ความนำไฟฟ้าของชิ้นงาน

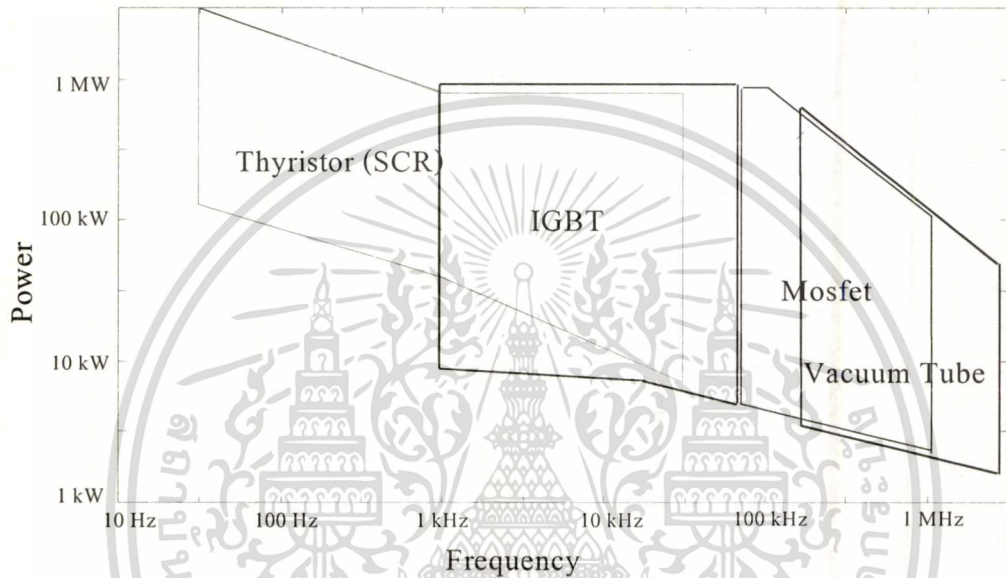
### 2.3.4 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน และมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบระบบและชนิด อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนนี้จะเป็นส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10kHz ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมากทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semi-conductor Inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าตั้งแต่การใช้งานในย่านความถี่ต่ำ จนถึงย่านความถี่สูง โดยที่ความถี่ต่ำกว่า 1KHz จนถึงย่านความถี่ปานกลาง 10kHz จะใช้ SCR Inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10KHz ถึงย่านความถี่สูง 50KHz ใช้ IGBT เป็นสวิตช์ของ Inverter ส่วนย่านความถี่สูง 50KHz-450KHz ใช้ Mosfet Inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450KHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสูญญากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

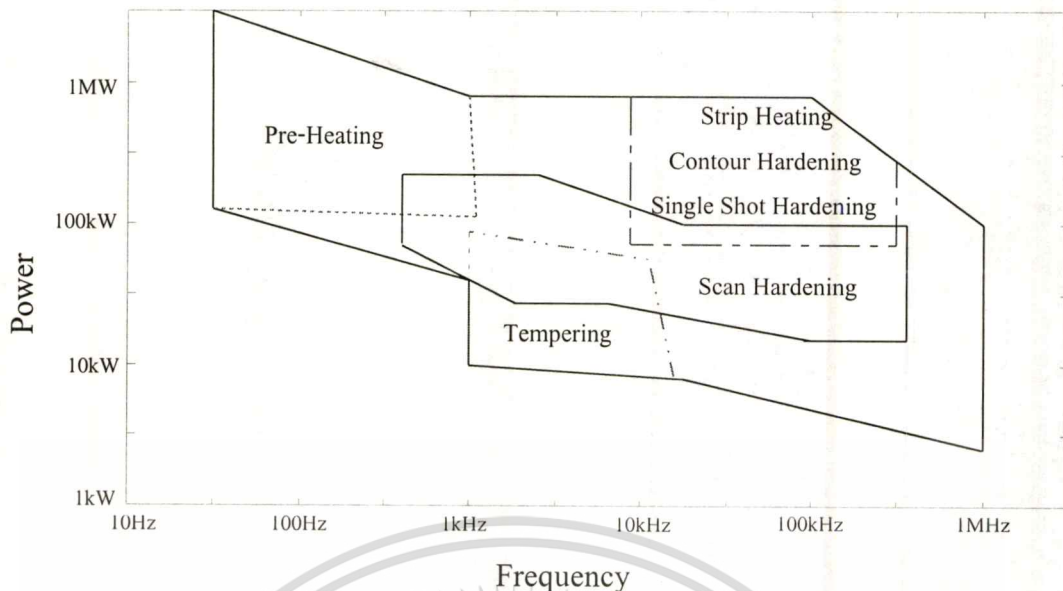
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทาส (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสามารถใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า สำหรับงานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50 Hz จนถึงย่านความถี่สูง 450 kHz ดังในรูปที่ 2.13 [6] ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของ อุปกรณ์แต่ละชนิดที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor, IGBT, Mosfet, Vacuum Tube และยังคงสังเกตได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังที่สูงได้จะถูกใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงาน ในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังได้ต่ำกว่า



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด

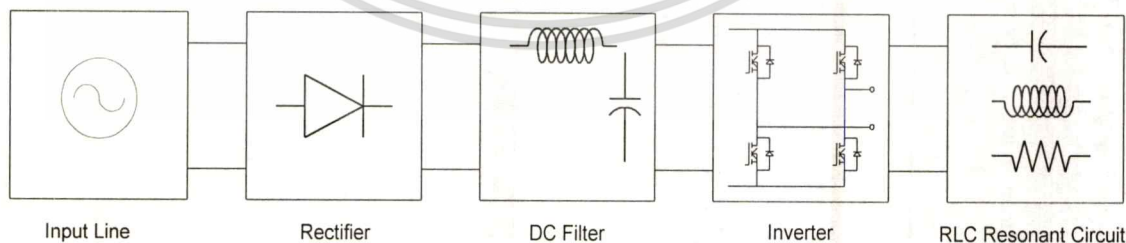
ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อนในแบบต่าง [6] อธิบายได้ในรูปที่ 2.14 ซึ่งย่านการให้ความร้อนนี้จะมีลักษณะคล้ายกับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด โดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างจะเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้ เช่นในงาน Scan Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 kHz ถึงประมาณ 500 kHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ โดย IGBT จะแบ่งใช้งานย่านที่ความถี่ต่ำและมอสเฟตจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูง ในงานการชุบผิวแข็งนี้



**รูปที่ 2.14** ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน

**2.3.5** รูปแบบของ อินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ในงานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำจะมีหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยอินเวอร์เตอร์ที่มีกรใช้งานในทางอุตสาหกรรมจะมีอยู่หลายรูปแบบแตกต่างกันตามแต่ละผู้ผลิตซึ่งโดยทั่วไปสามารถแบ่ง ลักษณะของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าออกได้เป็น 2 แบบคือแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Fed) และแหล่งจ่ายกระแส (Current Fed) และสามารถแบ่งรายละเอียดในแต่ละภาคของวงจรออกได้อีกหลายรูปแบบทั้งในส่วนของแหล่งจ่ายไฟ DC รูปแบบของการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์และลักษณะการต่อวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งลักษณะโครงสร้างหลักของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปสามารถเขียนได้ดังรูป 2.15 ซึ่งจะมี ส่วนประกอบสำคัญด้วยกันดังนี้คือ



**รูปที่ 2.15** โครงสร้างโดยทั่วไปของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความร้อน

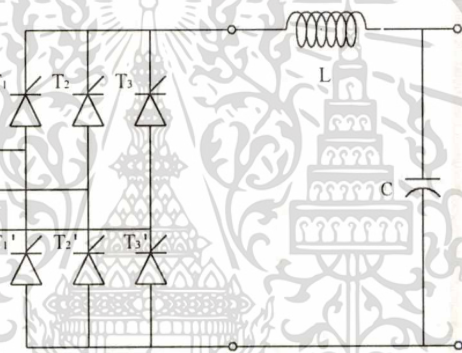
Rectifier , DC Filter , Inverter , RLC Resonant ส่วน Input Line คือแหล่งจ่ายกระแสสลับจากการไฟฟ้าที่จ่ายระบบให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและสามารถแบ่งอินเวอร์เตอร์ออกตามโครงสร้างแต่ละภาคได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เป็นส่วนแรกของเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ ความถี่สูงซึ่งจะรวมวงจร Rectifier กับ DC Filter เข้าไว้ด้วยกัน โดยได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแส สลับความถี่ 50 Hz จากกรไฟฟ้า เป็นส่วนที่สร้างแรงดันหรือกระแสไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อน ให้กับอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะแบ่งออกได้ดังนี้

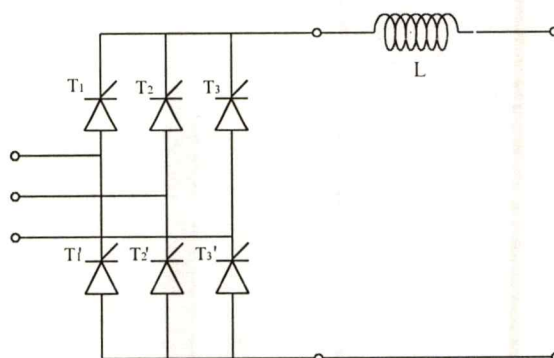
1.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับแรงดันหรือกระแสได้ เป็นแหล่งจ่ายไฟ ฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับระดับแรงดันและกระแสได้เพื่อใช้ในการควบคุมปริมาณกระแสหรือ แรงดันเพื่อที่ส่งต่อไปยังอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

1) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับแรงดันได้ (Variable DC Voltage) เป็น การควบคุมกำลังไฟโดยการปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ส่งต่อไปยังอินเวอร์เตอร์ซึ่ง มักใช้รูปแบบดังในรูป 2.15 ซึ่งควบคุมแรงดันโดยใช้ Phase Controlled Rectifier ซึ่งมี ตัวเก็บประจุ ต่อขนานเป็นตัวสุดท้ายทางด้านเอาต์พุตของวงจรเพื่อกรองแรงดันให้เรียบ



รูปที่ 2.15 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับแรงดันได้

2) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับกระแสได้ (Variable DC Current) เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้าตรงที่ส่งต่อไปยังอินเวอร์เตอร์ได้ซึ่งมักใช้รูปแบบดังในรูป 2.17 ซึ่งควบคุมแรงดันโดยใช้ Phase Controlled Rectifier จะมีตัวเหนี่ยวนำไฟตรง ต่ออนุกรมอยู่ทางด้านเอาต์พุตเพื่อควบคุมให้กระแสไหลต่อเนื่อง

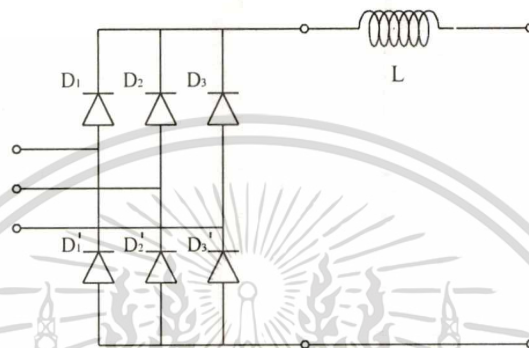


รูปที่ 2.17 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับกระแสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

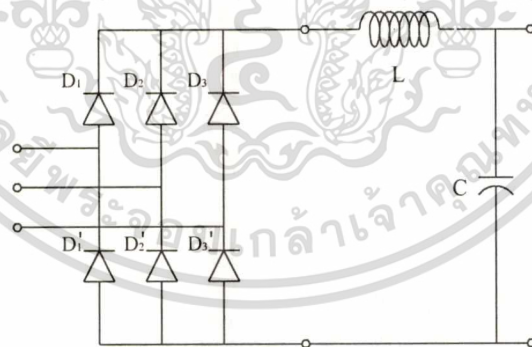
1.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีการควบคุม (Uncontrolled DC Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะให้ระดับแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าตรงที่เป็นอิสระและไม่มี การควบคุมซึ่งจะแบ่งออกได้อีก 2 รูปแบบ ดังนี้

1) แหล่งจ่ายกระแส (Current Source) เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีการควบคุมการไหลของกระแสแต่กระแสจะคงที่ได้จากขนาดของค่า  $L$  ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แหล่งจ่ายกระแส

2) แหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source) เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีการควบคุมระดับแรงดันดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แหล่งจ่ายแรงดัน

## 2. ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Output Control)

ภาคอินเวอร์เตอร์ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้โครงสร้างในแบบ Full-Bridge Inverter แต่ละจะแตกต่างกันที่สัญญาณควบคุมที่ใช้ในการขับสวิตช์ทั้ง 4 ตัวของ Full-Bridge Inverter ซึ่งจะแบ่งแยกออกได้ดังนี้

2.1 ตัวประกอบกำลังด้านเอาต์พุตคงที่ (Constant Output Power Factor) จะควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะที่กระแสและแรงดันด้านเอาต์พุตจะ Inphase กันอยู่ตลอดเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

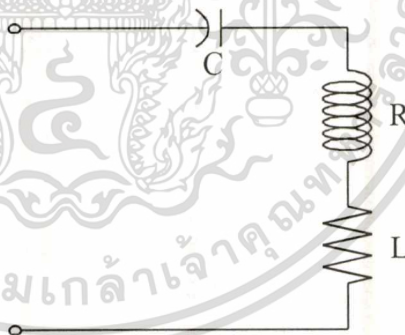
เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพอินเวอร์เตอร์สูงสุดการควบคุมกำลังไฟฟ้าจะทำได้โดยการปรับระดับแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไฟตรงดั่งที่กล่าวมาแล้วในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับได้

2.2 การปรับความถี่เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้า (Variable Frequency for Power Control) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการปรับความถี่อินเวอร์เตอร์เพื่อเลื่อนเฟส ของกระแสให้ล่าหลังแรงดันของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้ระดับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตตามต้องการ

2.3 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยการเลื่อนเฟสแรงดัน (Phase shift Controlled) เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับเลื่อนเฟสของแรงดันเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต ที่จ่ายให้กับโหลด

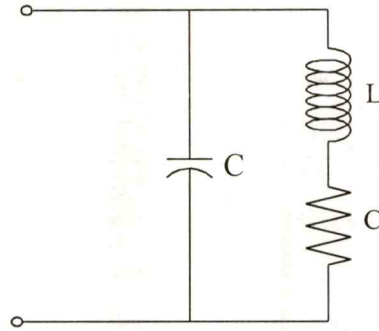
3. วงจรด้านเอาต์พุต (Output Circuit) ลักษณะวงจรด้านเอาต์พุต จะเป็นวงจร RLC เรโซแนนซ์ซึ่งจะมีรูปแบบโครงสร้างการต่อวงจรแบ่งออกได้ 3 แบบ โดยจะมีพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันดังนี้

3.1 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonant Circuit) จากรูปที่ 2.20 ลักษณะพฤติกรรมทางไฟฟ้าของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะมีอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ต่ำที่สุด ดังนั้นจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหลด R มีค่าสูงสุด การควบคุมกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการลดแรงดันที่ป้อนให้วงจรหรือเลื่อนความถี่การใช้งานให้ต่ำกว่าหรือสูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์



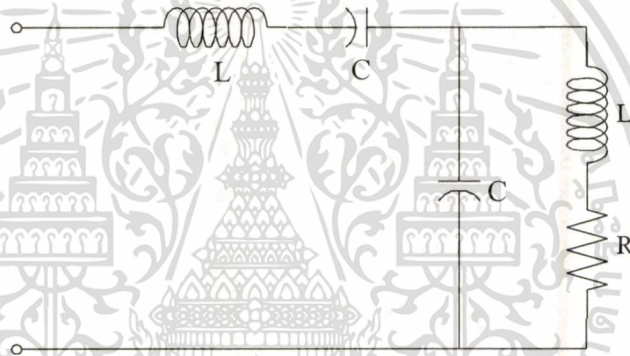
รูปที่ 2.20 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

3.2 วงจรเรโซแนนซ์ขนาน (Parallel Resonant) หรือมักเรียกว่าวงจร Tank และจากรูปที่ 2.21 ลักษณะพฤติกรรมของวงจรเรโซแนนซ์ขนานจะมีอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ซึ่งที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์นี้จะเกิดการส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดสูงสุดโดยที่กระแสไหลเข้าวงจรน้อยที่สุดเนื่องจากมีอิมพีแดนซ์สูงสุด



รูปที่ 2.21 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

3.3 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมและขนาน (Series and Parallel Resonant) จากรูปที่ 2.22 ลักษณะวงจรแบบนี้เป็นการเพิ่มวงจร LC อนุกรมเข้าไปกับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งจะทำให้วงจรมีตำแหน่งเรโซแนนซ์มากกว่า 1 จุด



รูปที่ 2.22 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมและขนาน (Series and Parallel Resonant)

2.3.5 การคำนวณหาค่า Percent Total Harmonic Distortion (%THD) , Power Factor (PF) และ Displacement Factor (DPF), Distortion Factor (DF)

2.3.6.1 ตัวประกอบความเพี้ยน (Distortion Factor): DF เป็นค่าตัวเลขที่บอกขนาดความเพี้ยนของคลื่น โดยจะมีผลกระทบต่อค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบโดยตรงซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$DF = \frac{\text{กระแสมูลฐาน}}{\text{กระแสรวม}} = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{dis}^2}}{I_s} \quad (2.17)$$

2.3.6.2 ตัวประกอบการกระจัด (Displacement Factor) : DPF คือค่า cosine ของ

มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส มูลฐานสามารถเขียนกำหนดด้วยสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$DPF = \cos \theta_{s1} \quad (2.16)$$

2.3.6.3 **กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) :S** คือผลคูณระหว่างแรงดันrms:  $V_s(\text{rms})$  และกระแสrms:  $I_s(\text{rms})$  มีหน่วยเป็น VA ซึ่งมีความแตกต่างจากกำลังไฟฟ้าจริง ที่มีหน่วยเป็น Watt: P กำลังไฟฟ้าปรากฏนี้จะปรากฏที่ Port ใด Port หนึ่งของระบบและสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$S = V_s(\text{rms}) \cdot I_s(\text{rms}) \quad (2.14)$$

2.3.6.4 **ตัวประกอบกำลัง (Power Factor): PF** คืออัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริง P ซึ่งมีหน่วยเป็น Watt ต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ S ซึ่งมีหน่วยเป็น VA สามารถกำหนดสมการได้ดังนี้

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} I_{sn} \cos \theta_{sn}}{\left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn}^2 \right]^{1/2} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2}} \quad (2.15)$$

2.3.6.5 **Percent ความเพี้ยนฮาร์มอนิกโดยรวม (%Total Harmonic Distortion ):** %THD คือตัวเลขแสดงปริมาณของคลื่นฮาร์มอนิกที่มีอยู่ในคลื่นรวมในรูป Percent เมื่อเทียบกับปริมาณของ คลื่นมูลฐาน

(1) **กรณีแรงดัน** จะได้สมการ :

$$\%THD_v = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_{sn}^2}{V_{s1}^2}} \times 100 \quad [\%] \quad (2.18)$$

(2) **กรณีกระแส** จะได้สมการ :

$$\%THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2}{I_{s1}^2}} \times 100 \quad [\%] \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# การพิจารณาออกหม้อแปลงความถี่สูงและขดลวด เหนี่ยวนำความร้อนสำหรับงานให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

### 3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการพิจารณาออกแบบในส่วนประกอบและหน้าที่การทำงานของวงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งจะเน้นพิจารณาเฉพาะส่วนที่เกี่ยวข้องกับงานที่ทำในวิทยานิพนธ์ โดยจะแบ่งรายละเอียดต่างออกเป็น 3 ส่วนหลักคือ 3.1 แหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์อนุกรม 3.2 การพิจารณาออกแบบเลือกใช้หม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์อนุกรม 3.3 การพิจารณาออกแบบเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

### 3.2 แหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์อนุกรม

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งควบคุมกำลังด้วยการเลื่อนเฟสและรักษาสถานะ ZVS โดยการปรับความถี่นั้น ตัวเครื่องต้นแบบต้องถูกออกแบบให้สามารถควบคุมการทำงานให้อยู่ในย่านความถี่ 60 kHz ถึง 90 kHz และสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสของสัญญาณขับเคลื่อนได้ตั้งแต่ 0 ถึง 180 องศาที่ต้องการได้เนื่องจากต้องทำงานที่จุดใกล้เรโซแนนซ์และต้องยังสามารถเริ่มทำงานได้อย่างไม่มีปัญหาของการเริ่มต้นทำงานและยังต้องสามารถควบคุมการปรับความถี่และปรับการเลื่อนเฟสรวมทั้งระบบป้องกันกระแสเกินและระบบการออกแบบที่ปลอดภัยจากแรงดันไฟฟ้าจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน อีกทั้งระบบที่ทำให้เครื่องสามารถทำงานอย่างต่อเนื่องเป็นระยะเวลายาวนานได้ โดยมีเสถียรภาพดีตลอด เครื่องต้นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์มีลักษณะภายนอกดัง รูปที่ 3.1 และมีลักษณะวงจรกำลังดังรูปที่ 3.2 ลักษณะของเครื่องจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสความถี่สูง กับส่วนของโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC เรโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

#### 3.2.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสความถี่สูง

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสความถี่สูงนี้เป็นส่วนที่ใช้จ่ายกำลังงานให้กับโหลดวงจร RLC เรโซแนนซ์อนุกรมดังรูปที่ 3.2 โดยการ รับแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นซายน์ 220 โวลต์ จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและนำมาแปลงเป็นแรงดันขั้นบันไดความถี่สูง 60kHz -90kHz เพื่อป้อนให้ชุดโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC เรโซแนนซ์อนุกรม โดยส่วนต่างๆของแหล่งจ่ายดังกล่าวจะประกอบไปด้วยรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

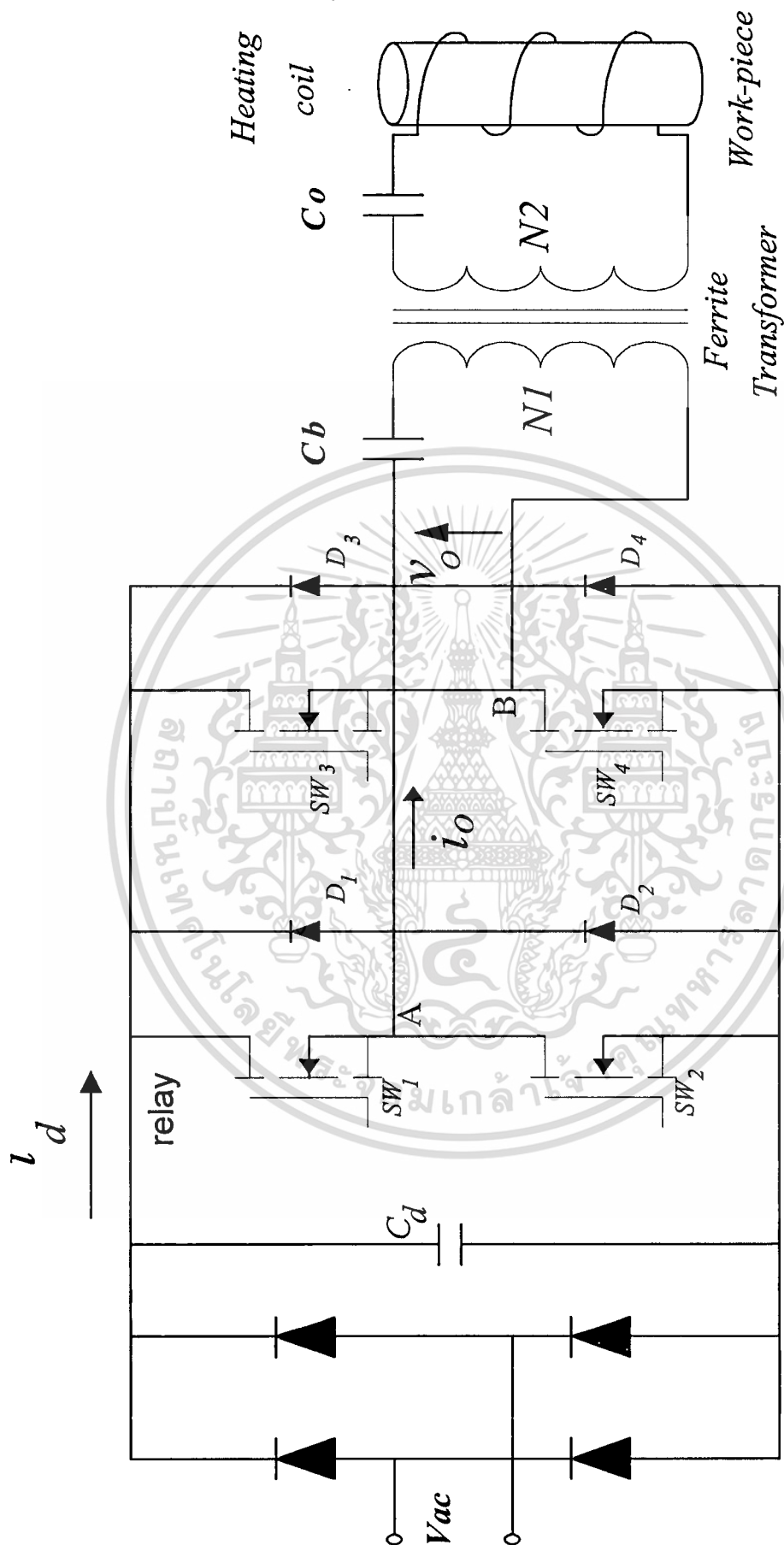
1. วงจร Rectifier and filter ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นซายน์ ความถี่ต่ำ 220 โวลต์, 50Hz จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์

2. วงจร Full-bridge Mosfet Inverter ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้รับจากวงจร Rectifier and filter ให้เป็นแรงดันขึ้นบันไดความถี่สูงซึ่งควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส (Phase-shift) พร้อมทั้งปรับความถี่เพื่อให้สามารถทำงานในสภาวะZVS( Zero Voltage Switching ) เพื่อจ่ายให้กับโหลด RLC เรโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 3.1 เครื่องต้นแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานการให้ความร้อนโดยความถี่สูง

3.2.2 วงจร RLC เรโซแนนซ์อนุกรม จะมีประกอบอยู่ 3 ส่วนคือหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ความถี่สูง, ตัวเก็บประจุความถี่สูงกระแสสูง, และขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กชิ้นงานสอดอยู่ภายใน โดยขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนนี้มีลักษณะของวงจรสมมูลเป็นวงจรRL อนุกรม โหลดถูกจัดอยู่ลักษณะเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดหรือชิ้นงานได้มากที่สุด



รูปที่ 3.2 วงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งลักษณะของโครงสร้างทั้งหมดที่กล่าวมาในการสร้างเครื่องต้นแบบได้แยกชุดแหล่งจ่ายแรงดันขึ้นบันไดความถี่สูงออกจากชุดโพลดวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมและชุดลดเหนี่ยวนำความร้อนดังในรูปที่ 3.1 ซึ่งชุดวงจร RLC เรโซแนนซ์จะถูกแยกออกมาจากอินเวอร์เตอร์เพื่อป้องกันไม่ให้เส้นแรงแม่เหล็กและความร้อนที่เกิดขึ้นที่ชุดลดและหม้อแปลงเข้าไปรบกวนวงจรควบคุมและสามารถเคลื่อนย้ายแบบแยกส่วนระหว่างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงกับชุด วงจรเรโซแนนซ์ด้านเอาต์พุตได้โดยสะดวกและรวดเร็ว และยังสามารถนำไปใช้งานในจุดที่ไม่สามารถเคลื่อนย้ายชุดแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงเข้าไปได้ ทั้งยังสะดวกในการระบายความร้อนด้วยน้ำให้กับตัวนำไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ทั้งหมดด้วย

### 3.3 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง

ในการพิจารณาออกแบบใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับส่งผ่านกำลังที่ทำงานที่ความถี่สูงนั้น ลักษณะและโครงสร้างของหม้อแปลงที่ใช้สำหรับงานย่านความถี่สูงจะมีความแตกต่างกับสำหรับหม้อแปลงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำหลายอย่าง และสำหรับการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งทำงานกับโพลซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมจะพบว่า ค่าความต้านทานของชุดลด และ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage Inductance) จะเป็นตัวแปรที่มีผลต่อค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมด้วย โดยเฉพาะลักษณะโพลของแหล่งจ่ายให้ความร้อนซึ่งมีลักษณะเป็น วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำต่ำมาก รวมทั้งยังต้องพิจารณาถึงระบบการระบายความร้อนให้กับชุดลดทฤษฎีที่ต้องมีความสามารถระบายได้อย่างรวดเร็วเนื่องการไหลของกระแสไฟฟ้าความถี่สูงปริมาณมาก ดังนั้นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงที่ทำงานที่ความถี่สูงในสถานะเรโซแนนซ์นี้จึงมีลักษณะการพิจารณาโดยการรวบรวมเงื่อนไขที่เป็นข้อจำกัดและพิกัดต่างๆที่กำหนดไว้เพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ดังมีรายละเอียดดังนี้

1. ไม่สามารถรู้ค่า R และ L ของโพลในตอนแรกได้เนื่องจากต้องทดสอบหาค่าได้ขณะใช้งานจริงที่พิกัด ทำให้ไม่สามารถกำหนด Ratio ของหม้อแปลงได้ในตอนแรก แต่สามารถทดสอบหาค่า  $R_{eq}$  และ  $L_{eq}$  ได้ซึ่งเป็นค่า R และ L ของทั้งวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งเป็นการรวมค่า R และ L ของหม้อแปลงกับชุดลดตัวนำเข้าไปด้วย

2. กระแสด้านทฤษฎีมีค่าสูงมาก ( $\cong 150$  แอมป์) ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและเกิดความร้อนที่ชุดลดทฤษฎีสูงมาก

3. แรงดันเป็นขึ้นบันไดมี ฮาร์โมนิกส์, กระแสมีลักษณะเป็นคลื่นชานัน

4. จำนวนรอบด้านทฤษฎีมีจำนวนรอบที่จำกัดเนื่องจากขนาดตัวนำที่มีขนาดใหญ่ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องออกแบบก่อนขดลวดด้านปฐมภูมิ, และขดลวดด้านปฐมภูมิต้องตีเกลียวจำนวนหลายเส้นเพื่อให้ได้พื้นที่ผิวรวมเพียงพอในการจ่ายกระแสได้

5. แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่มีให้เลือกใช้ไม่มาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกแกนก่อน และเพิ่มกำลังหม้อแปลงโดยขนานแกน

6. ระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิได้เนื่องจากใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุติยภูมิ

7. แกน เฟอร์ไรต์ มีลักษณะรูปทรงเป็นแท่งที่มีขนาดคงที่ทำให้การเพิ่มกำลังทำได้โดยการขนานแกนแต่ทำให้ปริมาตร เพิ่มครั้งละ 2 เท่า ไม่สามารถเพิ่มทีละน้อยเพื่อจ่ายกำลังที่สูงขึ้น ไม่มาก ดังนั้นการเพิ่มกำลัง ไม่มากแต่ต้องเพิ่มขนาดแกนถึงเท่าตัว ทำให้ราคาของแกนสูงขึ้นมากเกินได้ ดังนั้นการเพิ่มกำลังไม่มากอาจทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่ใช้งานให้มากขึ้นได้

### 3.3.1 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ นำความถี่สูง

เนื่องจากแหล่งจ่ายให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำนี้ได้ควบคุมให้ทำงานที่ความถี่ 60 kHz – 90 kHz และจากลักษณะ โหลดวงจร RLC เรโซแนนซ์ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำมากไม่สามารถจ่ายแรงดันความถี่สูงด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้โหลดได้โดยตรง โดยจากการทดสอบวัดค่าความต้านทานสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์ทางด้านปฐมภูมิซึ่งรวมค่าความต้านทานขดลวดของหม้อแปลงแล้วจะมีค่าประมาณ  $R_{eq} = 23$  โอห์มและเมื่อย้ายกลับไปทางด้านทุติยภูมิจะพบว่ามีค่าเท่ากับ 0.19 โอห์มซึ่งมีค่าน้อยมาก แต่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันความถี่สูงมีค่าแรงดันสูงสุดเท่ากับ  $\sqrt{2} \times 220$  โวลต์หรือประมาณ 310 โวลต์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่เป็นเครื่องต้นแบบไม่สามารถจ่ายโหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำขนาดนี้ได้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรระดับแรงดันที่แหล่งจ่ายแรงดันความถี่สูงนี้สามารถจ่ายโหลดซึ่งมีความต้านทานต่ำนี้ได้โดยที่กระแสไม่เกินพิกัดที่สามารถจ่ายได้ คือ 13 แอมป์ ซึ่งพิกัดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลง มีรายละเอียดดังนี้

แรงดันไฟตรงด้านอินพุต ( DC Input Voltage ) :	310	โวลต์
กระแสไฟสลับความถี่สูงด้านเอาต์พุต ( Output AC Current ) :	13	แอมป์
ความถี่สวิตชิง ( Switching Frequency ) :	50- 100	กิโลเฮิรต์
กำลังงานด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ( Output Power ) :	3000	วัตต์

จากความต้านทานสมมูลที่ได้จากการทดสอบในวงจรใช้งานจริงสามารถนำมาหาพิกัดแรงดันสูงสุดที่เมื่อป้อนให้กับโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC เรโซแนนซ์แล้วโหลดสามารถได้รับกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 3000 วัตต์ได้ดังสมการ (3.1) ดังนี้

$$V = \sqrt{(P \times R_{eq})} \tag{3.1}$$

ซึ่งสามารถหาได้เท่ากับ  $V = 55$  โวลต์ ความต้านทานที่วงจรเรโซแนนซ์จริงๆจะมีค่าน้อยกว่าค่าความต้านทานสมมูลคั้งนั้นแรงดันที่ใช้งานจริงเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 3000 วัตต์ ต้องมีค่าน้อยกว่า 55 โวลต์ ดังนั้นจึงได้พิจารณาเลือกใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ความถี่สูงในการลดระดับแรงดันด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายให้กับโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC เรโซแนนซ์

**3.3.2 พื้นฐานหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง**

ลักษณะหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้งานที่ความถี่สูงนั้นก็เนื่องจาก ที่ความถี่สูงนั้นหม้อแปลงโดยทั่วไปจะเกิดกำลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้นเมื่อทำงานที่ความถี่สูงขึ้นดังในสมการ (3.2)

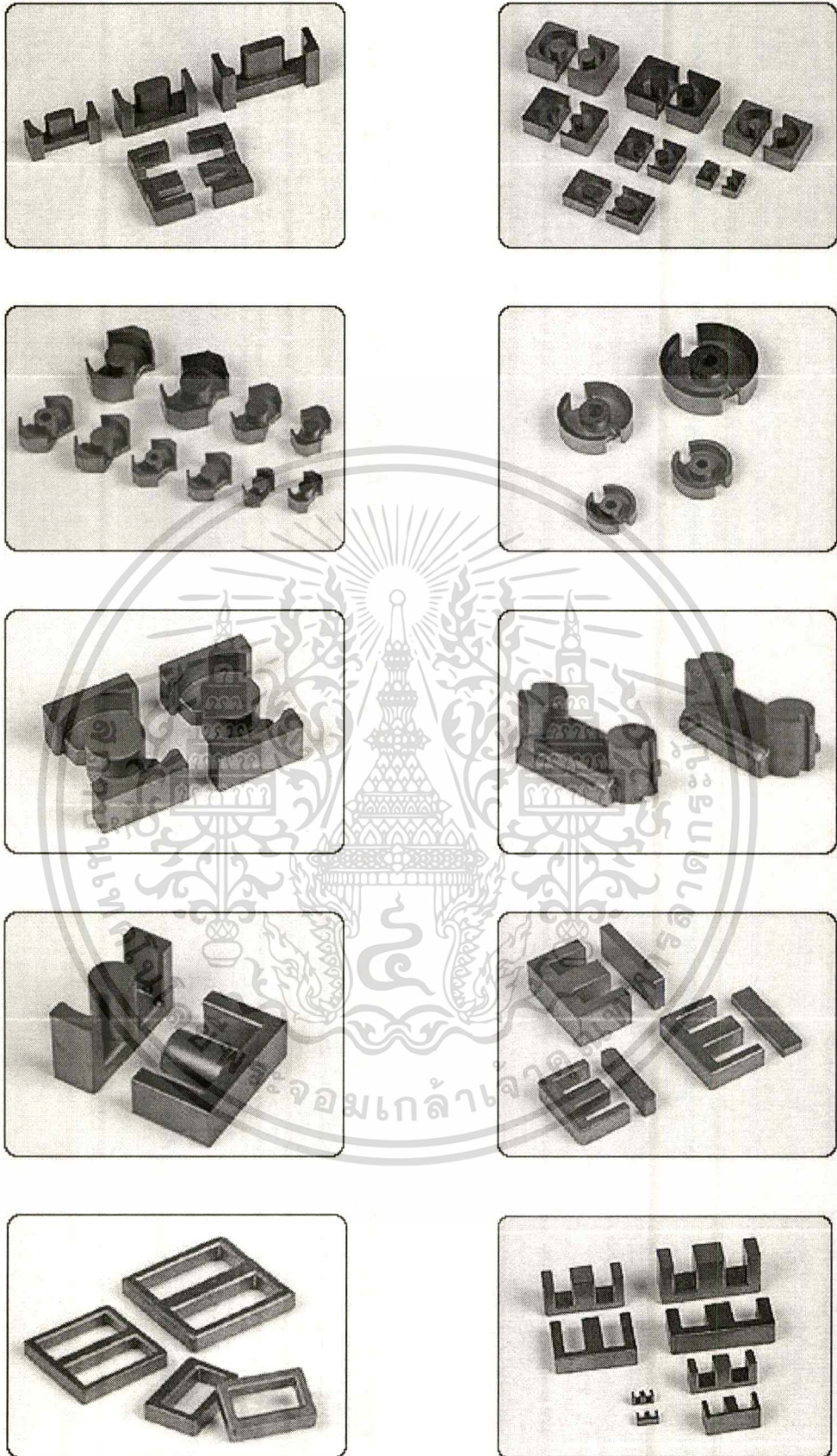
$$P_{loss} = P_0 f^a B^b \tag{3.2}$$

ตัวแปร a และ b นั้นจะมีค่าแตกต่างกันตามชนิดของแกนที่นำมาใช้งาน สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ นั้นจะตัวแปรทั้ง 2 จะมีค่าน้อยมาก โดยปกติผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนด loss ในรูปแบบ watt ต่อ ปริมาตรหรือ watt ต่อ น้ำหนักสำหรับที่ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กและความถี่สูงสุด ย่านความถี่การใช้งานของแกน เฟอร์ไรต์โดยปกติจะอยู่ในช่วง 10kHz ถึง 1 MHz ตามวัสดุที่ใช้ทำแกน ในการใช้งานแกนเฟอร์ไรต์จะมีข้อดีตรง รูปทรงประกอบง่ายเนื่องจากมี 2 ชั้นประกบกัน มีขนาดเล็กน้ำหนักเบาเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูง ใช้จำนวนรอบต่ำเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงดังแสดงในสมการ (3.3)

$$B_{max} = \frac{V \cdot 10^8}{k \cdot N \cdot A_e \cdot f_{sw}} \tag{3.3}$$

- $B_{max}$  = Maximum flux Density (Gauss)
- $V$  =Input Voltage (Volt)
- $k$  = constant
- $A_e$  = effective Area (c.m)
- $f_{sw}$  = Switching Frequency (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ลักษณะรูปทรงแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆที่มีใช้งาน โดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ที่มีใช้กัน โดยทั่วไป คือ EE, EI, ETD, ER, CC, UU, RM, EEL, CI, RM, POT, EC, POT ดังแสดงในรูป 3.3 ที่ แกนที่มีขนาดใหญ่ในการให้กำลังได้เป็นกิโลวัตต์ มักใช้ชนิด EE ซึ่งที่มีขาย โดยทั่วไปจะมีให้เลือก 2 ขนาดคือ EE55 กับ EE 80 ซึ่ง EE 80 จะมีขนาดใหญ่กว่า EE 55 ดังนั้นเมื่อถ้าเลือกใช้ EE55 จึงต้องใช้เวลาขนานกันของแกนมากกว่า 1 คู่แต่เนื่องจากพื้นที่ในการพันขดลวดของ แกน EE 55 มีขนาดเล็กซึ่งไม่เหมาะที่จะใช้พันขดลวดที่ต้องการๆ ระบายความร้อนดังนั้นจึงพิจารณาที่จะเลือกใช้แกนขนาด EE 80 ซึ่งมีพื้นที่ในการพันขดลวดใหญ่กว่าและสามารถจ่ายกำลังได้มากกว่า ส่วนจุดด้อยของการนำแกนเฟอร์ไรต์มาใช้งานคือ เฟอร์ไรต์ เปราะแตกหักง่าย ใช้ที่ความถี่ต่ำกว่า 20kHz ไม่ได้ เนื่องจากจะอิ่มตัวได้ง่าย เมื่อถูกนำมาใช้งานที่พิกัดกำลังสูงมีขนาดให้เลือกไม่มาก การเพิ่มกำลังโดยการขนานแกนทำได้โดยต้องเพิ่มจำนวนแกนครั้งละ 1 คู่ขึ้นไปซึ่งอาจเกินความจำเป็นได้รูปทรงและชนิดเนื้อสารของแกนเฟอร์ไรต์ โดยทั่วไปจะถูกกำหนดหล่อมามาตามขนาดที่กำหนดมาแล้วจากผู้ผลิตเช่น Philips, Ferroxe Cube, Tomita, Tdk, Fdk เป็นต้น

### 3.3.3 ขั้นตอนการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง

จากเงื่อนไขและข้อจำกัดที่ได้กล่าวมาแล้วสามารถนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดังนี้

1. เลือกขนาดและชนิดของแกนหม้อแปลง ในการเลือกชนิดเนื้อสารของแกนจะพิจารณาจากความถี่สำหรับย่านการใช้งานซึ่งมีการใช้งานในย่าน 50 kHz-100 kHz ซึ่งแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันทั่วไปก็สามารถทำงานในย่านความถี่นี้ได้ สำหรับการเลือกขนาดแกนจะพิจารณาแนวทางดังนี้

1.1 เลือกแกนที่สามารถจ่ายกำลังที่พิกัดได้โดยจะเลือกแกนที่สามารถจ่ายได้สูงกว่าพิกัดใช้งานแต่เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันโดยทั่วไป จะถูกหล่อมามาเป็นคู่ 2 ซึ่งในการใช้งาน เมื่อต้องการเพิ่มกำลังสามารถทำได้โดยการขนานแกนเพิ่มเข้าไปโดยจะสามารถเพิ่มได้เป็นคู่ๆ ดังนั้นการเพิ่มขนาดแกนเป็น 2 คู่ จะทำให้พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็น 2 เท่าซึ่งก็สามารถลดจำนวนรอบของขดลวดลงได้ทำให้มีพื้นที่ในการระบายความร้อนให้กับแกนและขดลวดได้มากขึ้น

1.2 เลือกขนาดแกนที่สามารถระบายความร้อนให้ตัวนำได้ได้สะดวก ดังนั้นแกนที่เลือกจะต้องมีช่องพันขดลวดที่ใหญ่เพียงพอ และเนื่องจากในวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้ ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุกขดเพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำได้สะดวก ดังนั้นช่องพันขดลวดของหม้อแปลงจำเป็นต้องมี ความกว้างมากเพียงพอให้ท่อสามารถตัดแล้วพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ได้

2. การพิจารณาเลือกใช้ขดลวดตัวนำ ลวดตัวนำที่ใช้เป็นขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติภูมิที่พิจารณาเลือกใช้ได้เลือกใช้ตามความเหมาะสมของการใช้งาน เนื่องจากหม้อแปลงถูกใช้งานที่ความถี่สูงทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่บริเวณผิวเนื่องจากผลของ Skin Effect ดังนั้นจึงต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฉพาะพื้นที่ผิวของตัวนำในการให้กระแสไหลเท่านั้น โดยขดลวดด้านปฐมภูมิเลือกใช้ ลวดตัวนำขนาดเล็กที่เกี่ยวนานกันจำนวนหลายเส้นเพื่อให้มีพื้นที่ผิวรวมกันมากเพียงพอในการรับกระแส ด้านปฐมภูมิไหลได้ ขนาดเส้นลวดที่ใช้ในการตีเกลียวเลือกใช้น้ำขนาดลวดทองแดงที่ไม่เล็กจนเกินไปเพื่อเมื่อถูกตีเกลียวจะไม่ขาดง่าย สำหรับด้านทุติยภูมิเลือกใช้ท่อทองแดงกลวงขด เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดทุติยภูมิร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้ เนื่องจากข้อหนึ่งของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ต่ออยู่กับด้านหนึ่งของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนดังนั้นจึงสามารถใช้ระบายความร้อนร่วมกันได้ ขนาดท่อทองแดงที่ใช้จะพิจารณาจาก ขนาดที่ใหญ่มากที่สุด เพื่อให้มีพื้นที่ผิวมากที่สุดแต่ต้องเป็นท่อทองแดงที่สามารถที่จะตัดให้พันรอบแกนหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ได้โดยไม่บวมและแบน ซึ่งขนาดของท่อทองแดงที่เลือกใช้มีขนาด 6 มิลลิเมตร ซึ่งสามารถพันขดทุติยภูมิชั้นได้ 6 รอบ ซึ่งลักษณะใช้ท่อทองแดงเป็นทุติยภูมิสะดวกที่จะใช้พันในรูปแบบพันชั้นเดียว ซึ่งเป็นชั้นนอกสุดของการพันขดลวดสำหรับหม้อแปลงด้วย

3. การพิจารณากำหนดจำนวนรอบและอัตราส่วน  $N_1:N_2$  เนื่องจากลักษณะโพลดของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กซึ่งต้องการให้ความร้อนสอดอยู่ภายใน ซึ่งโดยปกติไม่สามารถหาค่า  $R$  และ  $L$  ได้ด้วยเครื่องมือวัดค่า  $R$  และ  $L$  ทั่วๆ ไป ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงเพื่อใช้กับโพลดชนิดนี้ จึงเป็นการออกแบบโดยอาศัยการทดลอง โดยเริ่มจากกำหนดจำนวนรอบสูงสุดทางด้านทุติยภูมิที่สามารถพันได้ จากนั้นพันลวดทางด้านปฐมภูมิเพื่อให้ได้กระแสจ่ายไปยังโพลดได้ที่พิกัด ซึ่งในการพันขดลวดปฐมภูมินี้ถ้าจำเป็นต้องเพิ่มจำนวนรอบมากขึ้นแต่พื้นที่ไม่เพียงพอ ต้องทำการลวดรอบทางด้านทุติยภูมิลง ครั้งละ 1 รอบ จนสามารถพันขดลวดที่พิกัดกระแสสูงสุดที่ต้องการได้ ซึ่งก็จะทำให้ได้อัตราส่วนแรงดัน  $N_1:N_2$  หลังจากได้อัตราส่วนที่ต้องการ ก็สามารถประมาณค่า  $R$  และ  $L$  ของโพลดได้ จากนั้นนำจำนวนรอบที่คำนวณได้และข้อมูลที่ได้ไปคำนวณหาค่า ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กซึ่งเลือกค่าใช้งานอยู่ที่ไม่เกิน 1600 เกาส์ ถ้าเกินกว่าที่กำหนดไม่มากและสามารถพันจำนวนรอบปฐมภูมิได้มากขึ้นได้ก็จะพิจารณาเพิ่มจำนวนรอบด้านปฐมภูมิเป็นอย่างแรก แต่ถ้าค่าความหนาแน่นสูงกว่า 2000 เกาส์ จะพิจารณาขานานแกนเพิ่มเข้าไปอีก แล้วเริ่มทดสอบหาขดลวดปฐมภูมิใหม่ต่อไป แต่กรณีที่มีความหนาแน่นที่คำนวณได้มีค่าน้อยมากกว่า 1000 เกาส์ ก็จะพิจารณาลดจำนวนรอบและเพิ่มจำนวนเส้นลวดตีเกลียวด้านปฐมภูมิเพื่อลดกำลังงานสูญเสียในตัวนำ

### 3.4 การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเป็นส่วนประกอบสำคัญที่สุดส่วนหนึ่งของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความร้อนสูง เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าเพื่อแปลงรูปพลังงานให้อยู่ในรูปแบบกำลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อจะใช้เส้นแรงแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานซึ่งปกติจะเป็นวัสดุที่มีลักษณะเป็นสารแม่เหล็กเช่นเหล็ก เป็นต้น

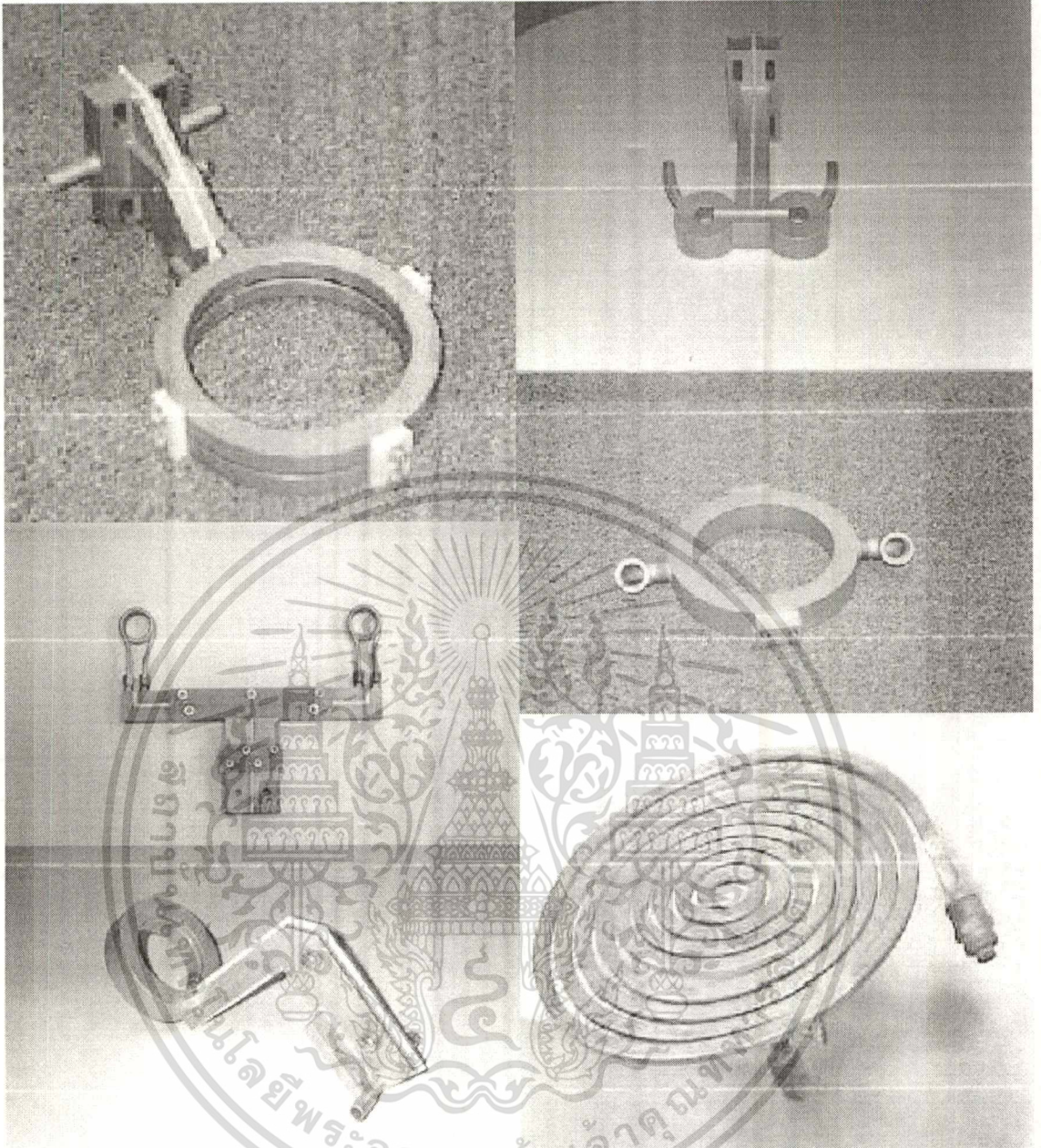
#### 3.4.1 แนวทางพื้นฐานการเลือกพิจารณาออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ในการออกแบบและพิจารณาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้ได้อาศัยแนวทางการพิจารณาศึกษาจาก ข้อมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่มีใช้กันในอุตสาหกรรมการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยทั่วไปประกอบกับลักษณะพิศดต่างๆและจุดประสงค์และลักษณะการนำไปใช้งาน โดยมีแนวทาง 5 ประการดังต่อไปนี้

1) กระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในการออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบได้เลือกที่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม ชนิดจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งจะมีแรงดันDC เท่ากับ 310 โวลต์ดังนั้นโดยปกติขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีใช้ทั่วไปจะมีจำนวนรอบน้อยมาก ซึ่งจะไม่สามารถรับแรงดันที่สูงได้ดังนั้นจึงจำเป็นต้องลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนลงในระดับที่ขดลวดและแหล่งจ่ายความถี่สูงสามารถเข้ากันได้ ซึ่งทำโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลง ซึ่งก็จะทำให้กระแสด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูง ดังนั้นในการออกแบบขดลวดจึงจำเป็นที่จะต้องให้สามารถรับปริมาณกระแสที่สูงได้ไม่เกินประมาณ 150 แอมป์ และเนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูงซึ่งมีผลของ Skin effect ทำให้ กระแสส่วนใหญ่ไหลเฉพาะที่บริเวณผิวของตัวนำดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจำเป็นต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขอลวดจึงต้องมีพื้นที่เพียงพอในการให้กระแสไหลได้อย่างเพียงพอ

2) ลักษณะรูปทรงขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จากลักษณะโหลดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ซึ่งได้เลือกใช้แท่งเหล็กรูปทรงกระบอกตันและพื้นที่ที่ต้องการให้เกิดความร้อนจะเป็นบริเวณผิวของแท่งเหล็กดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะมีลักษณะเป็นขดลวดทรงกระบอกดังรูปที่ 3.1 ซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กชิ้นงานและขดลวดจะพันให้มีเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยที่สุดเพื่อขดลวดจะสามารถเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไปยังแท่งเหล็กได้มากที่สุด

3) กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในวิทยานิพนธ์ได้กำหนดพิศดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ 3 KVA ดังนั้นขนาดกำลังของเครื่อง ขนาดของชิ้นงานและพื้นที่การให้ความร้อนจะมีความสัมพันธ์กับขนาดและจำนวนรอบของขดลวดรวมทั้งความเร็วของช่วงเวลาในการให้ความร้อนด้วย ซึ่งพิจารณาเลือกความเหมาะสมได้จากการทดสอบในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.4 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนแบบต่างๆที่มีใช้ในอุตสาหกรรมทำให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

4) ความสะดวกในการออกแบบ ในการเลือกใช้วัสดุในการทำขดลวด ได้เลือกใช้ท่อทองแดงซึ่งนิยมใช้ในการทำท่อน้ำยาของตู้เย็นและแอร์โดยทั่วไป ซึ่งหาง่ายและมีราคาถูก และมีความเหมาะสมเนื่องจากสามารถออกแบบและพันได้ง่าย ทั้งยังสามารถระบายความร้อนได้สะดวกอีกด้วย

5) การระบายความร้อนและอายุการใช้งาน เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงและปริมาณมากไหลผ่านจึงทำให้เกิดความร้อนเนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และขดลวดนี้ยังวางอยู่ใกล้แท่งเหล็กชิ้นงาน ซึ่งมีอุณหภูมิสูงมากทำให้ขดลวดได้รับความร้อนมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนให้กับขดลวด ซึ่งจากลักษณะของขดลวดซึ่งได้เลือกใช้เป็นท่อทองแดงซึ่งง่ายต่อการขุดและการพันดังนั้นจึงเลือกการระบายความร้อน โดยใช้น้ำ โดยใช้ปั๊มน้ำไหลวนผ่านภายในขดลวดอยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพสูงและอายุการใช้งานนาน



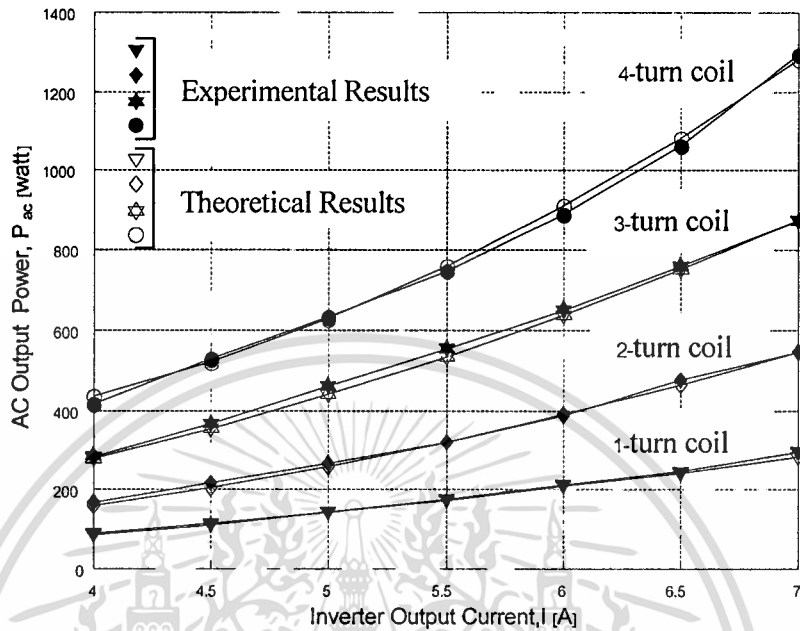
รูปที่ 3.5 ลักษณะชุดไหลแบบแยกกับแหล่งจ่ายความถี่สูงเพื่อการเคลื่อนย้ายที่สะดวก

#### 3.4.2 การพิจารณาจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

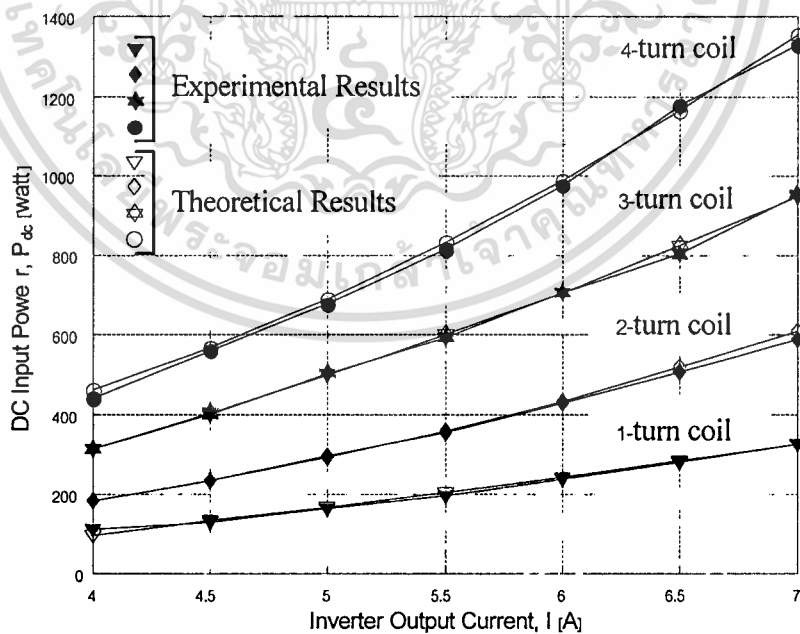
ในการพิจารณาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีการทดสอบเพื่อพิจารณาความเหมาะสมของรอบขดลวดในการใช้งาน โดยกำหนดให้แต่ละขดลวดมีเส้นผ่าศูนย์กลางท่อและขดลวดเท่ากัน จากรูปที่ 3.6 อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าที่พุดกับกำลังด้านเอาต์พุตที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่จำนวนรอบต่างๆกัน ซึ่งจะพบว่าที่ปริมาณกระแสเท่ากันขดลวดที่มีจำนวนรอบมากจะให้กำลังเอาต์พุตมากกว่าขดลวดที่มีจำนวนรอบน้อยกว่าเสมอ และสำหรับในรูปที่ 3.7 ซึ่งอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตไฟตรงที่อุณหภูมิ  $400^{\circ}\text{C}$  ก็เช่นเดียวกันกับรูปที่ 3.6 กำลังงานที่ส่งจากด้านอินพุต DC ไปยังโหลดด้าน AC ที่ขดลวดจำนวนรอบมากก็จะมีค่ากว่าขดลวดที่มีจำนวนรอบน้อยที่ปริมาณกระแสเท่ากันและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในรูปที่ 3.8 อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแฉดด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับช่วงเวลาการให้ความร้อนที่อุณหภูมิ  $400^{\circ}\text{C}$  ซึ่งจะเห็นความแตกต่างอย่างมากของช่วงเวลาการให้ความ

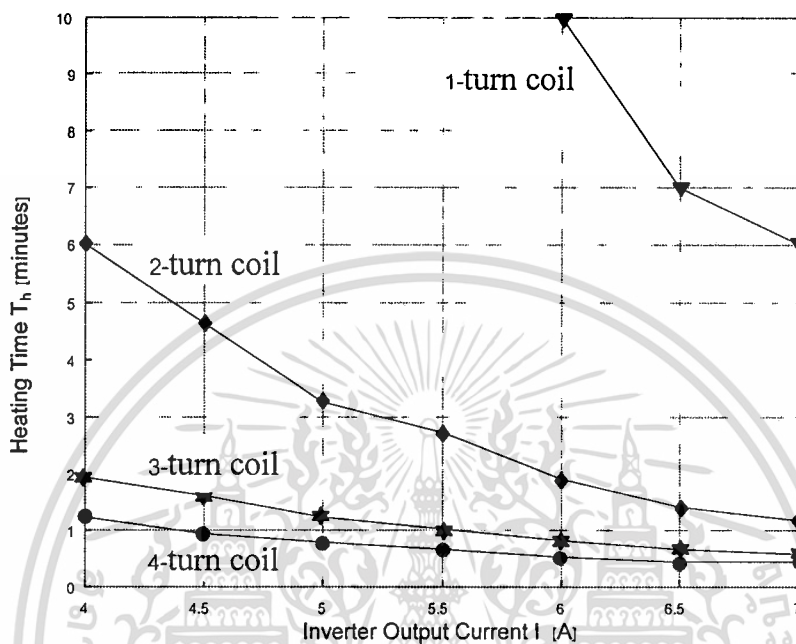


รูปที่ 3.6 ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบซึ่งอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่อุณหภูมิ  $400^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 3.7 ผลการทดสอบจากเครื่องต้นแบบซึ่งอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับกำลังไฟฟ้านอินพุตไฟตรงที่อุณหภูมิ  $400^{\circ}\text{C}$

ร้อนจนถึงอุณหภูมิที่พิกัดของขดลวดแต่ละขดที่ปริมาณกระแสที่ป้อนเท่ากัน โดยขดลวดรอบมาก จะเกิดความร้อนจนถึงพิกัด  $400^{\circ}\text{C}$  ได้รวดเร็วกว่าขดลวดที่มีจำนวนรอบน้อยกว่าและระยะความห่างระหว่างช่วงเวลาการเกิดความร้อนของขดลวดที่มีจำนวนรอบน้อยจะมากกว่าขดลวดที่มี



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสค่านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับช่วงเวลาให้ความร้อนที่อุณหภูมิ  $400^{\circ}\text{C}$

จำนวนรอบมาก ดังนั้นจำนวนรอบของขดลวดยิ่งมากช่วงการเกิดความร้อนก็จะใกล้เคียงกัน (วัดความร้อนบริเวณผิวที่ถูกเหนี่ยวนำความร้อนโดยตรง) และจากรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าต้องป้อนกระแสไฟฟ้า 7 แอมป์สู่ขดลวดที่มี 2 รอบให้สามารถใช้เวลาในการเกิดความร้อนได้เท่าขดลวดที่มีรอบ 3 และ 4 รอบซึ่งป้อนกระแสให้เพียง 5 และ 4 แอมป์ตามลำดับ แต่ในรูปที่ 3.7 จะพบว่ากำลังที่ป้อนให้กับขดลวดเพื่อให้ร้อนถึงพิกัดได้เร็วเท่ากันนั้นจะมีค่าใกล้เคียงกันมาก จากความสัมพันธ์สามารถอธิบายได้ว่าปริมาณของกำลังซึ่งเท่ากันที่จ่ายให้กับโหลดจำนวนรอบต่างกันจะทำให้เหล็กร้อนได้เร็วเท่ากัน แต่จะแตกต่างกันที่ปริมาณกระแสเท่านั้น ดังนั้นความร้อนที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับปริมาณกำลังที่ป้อน เพียงแต่ขดลวดที่มีจำนวนรอบน้อยต้องการปริมาณกระแสเพื่อให้เกิดกำลังมากกว่าขดลวดซึ่งมีจำนวนรอบมาก ดังนั้นขดลวดจำนวนรอบน้อยถ้าจะให้สามารถจ่ายกำลังได้เท่าจำนวนรอบมากจำเป็นที่จะต้องเพิ่มกระแสมากขึ้นซึ่งก็จะทำให้ขนาดท่อตัวนำของขดลวดต้องมีขนาดใหญ่ขึ้นซึ่งอาจทำให้ไม่สามารถขดให้มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางขดลวดเล็กลงเท่าที่ขนาดเล็กได้ซึ่งเป็นข้อจำกัดของการใช้จำนวนรอบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนอีกอย่างหนึ่งด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

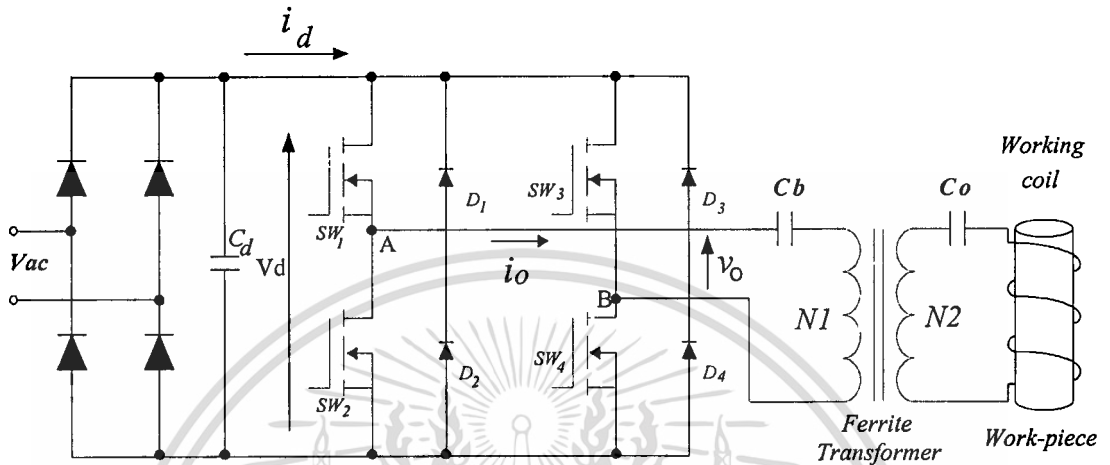
# คุณลักษณะการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในอินเวอร์เตอร์แบบ ZVSควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอคุณสมบัติการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูงประเภท Full-Bridge โดยใช้หลักการควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส (Phase-Shift) พร้อมกับการทำงานที่ Zero Voltage Switching (ZVS) โดยก่อนอื่นจะวิเคราะห์การทำงานของวงจรจากนั้นเมื่อได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสก็สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าตัวแปรต่างๆของวงจรซึ่งขึ้นกับอุณหภูมิและในที่สุดก็สามารถนำไปคำนวณหาปริมาณการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าทั้งทางด้าน dc และ ac ภายใต้สภาวะการเปลี่ยนแปลงของโหมดการทำงานต่างๆได้ ผลที่ได้ในเชิงทฤษฎีนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยการทดลองโดยใช้ชุดทดสอบต้นแบบที่มีระดับกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ช่วงความถี่สวิตช์ 60-90 กิโลเฮิร์ตซ์และมุมเลื่อนเฟสในย่าน  $0^{\circ}$ - $180^{\circ}$  วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูงซึ่งใช้หลักการเลื่อนเฟสและทำงานด้วย Zero Voltage Switching (ZVS) นี้จะได้รับความสนใจและมี การนำไปใช้งานด้านอุตสาหกรรมเป็นจำนวนมาก[1] เช่นเครื่องเชื่อมไฟฟ้าความถี่สูง เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เป็นต้น ประเด็นหนึ่งซึ่งเกี่ยวข้องกับการพิจารณา การถ่ายเทกำลังไฟฟ้าอย่างละเอียดจากด้าน dc ไปยังด้าน โหลด ac ของอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ ยังไม่มีการรายงานทั้งเชิงทฤษฎีและการทดลอง ที่เป็นเช่นนี้อาจเนื่องมาจากเหตุผลที่ว่า มีปัญหาบางประการเกี่ยวกับการคำนวณหา กำลังไฟฟ้า ac ( $P_{ac}$ ) และกำลังไฟฟ้า dc ( $P_{dc}$ ) ซึ่งจะขึ้นกับลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส ทั้งนี้เพราะคลื่นกระแสเหล่านี้ โดยเฉพาะกระแส เอาท์พุท ac [2,4] ( $i$ ) และคลื่นกระแส อินพุท dc ( $I_d$ ) มีค่าไม่คงที่แต่จะ ได้รับผลกระทบโดยตรงจากค่าตัวแปรต่างๆ เช่น ความต้านทานสมมูล ( $R_{eq}$ ) ความเหนี่ยวนำสมมูล ( $L_{eq}$ ) และความถี่ Zero Voltage Switching [3] ( $f_s$ ) ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงน้อยตามอุณหภูมิของชิ้นงาน ดังนั้นจึงทำให้การคำนวณหาปริมาณการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าเป็นไปได้ด้วยความยากลำบาก เพราะฉะนั้นจึงจำเป็นต้องมีวิธีการดังที่นำเสนอในบทความนี้เพื่อทำการวิเคราะห์ลักษณะคลื่นกระแส  $i$  และ  $i_d$  ซึ่งสามารถนำไปสู่การคำนวณหาขนาดของ  $P_{ac}$  และ  $P_{dc}$  ทั้งทางด้าน ac และ dc และทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติได้ ในที่สุดและในบทความนี้จะได้ทำการวิเคราะห์หา ค่าความต้านทานสมมูล ( $R_{eq}$ ) ความเหนี่ยวนำสมมูล ( $L_{eq}$ ) และความถี่ Zero Voltage Switching ( $f_s$ ) จากนั้นจะทำการคำนวณหาแถบ spectrum แรงดัน เอาท์พุท ของอินเวอร์เตอร์ ผลการคำนวณเหล่านี้สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหา กำลังไฟฟ้า ac ด้าน เอาท์พุท ( $P_{ac}$ ) และกำลังไฟฟ้า dc ด้าน อินพุท ( $P_{dc}$ ) ได้ ผลการคำนวณเชิงทฤษฎีเหล่านี้ของค่า  $P_{ac}$  และ  $P_{dc}$  ยังได้นำไปยื่น

ยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้ชุดทดสอบต้นแบบระดับกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ซึ่งได้ถูกพัฒนาขึ้นในห้องทดลองและสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

## 4.2 หลักการทำงานของวงจร

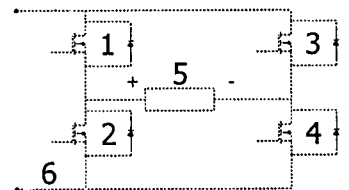
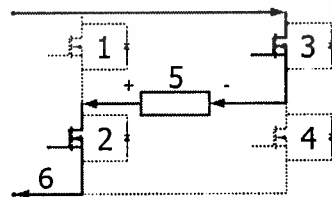
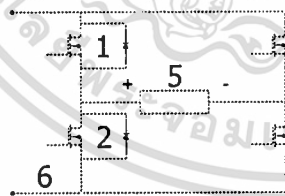
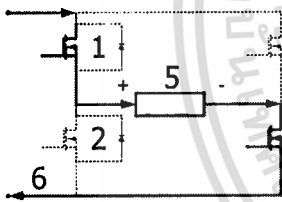
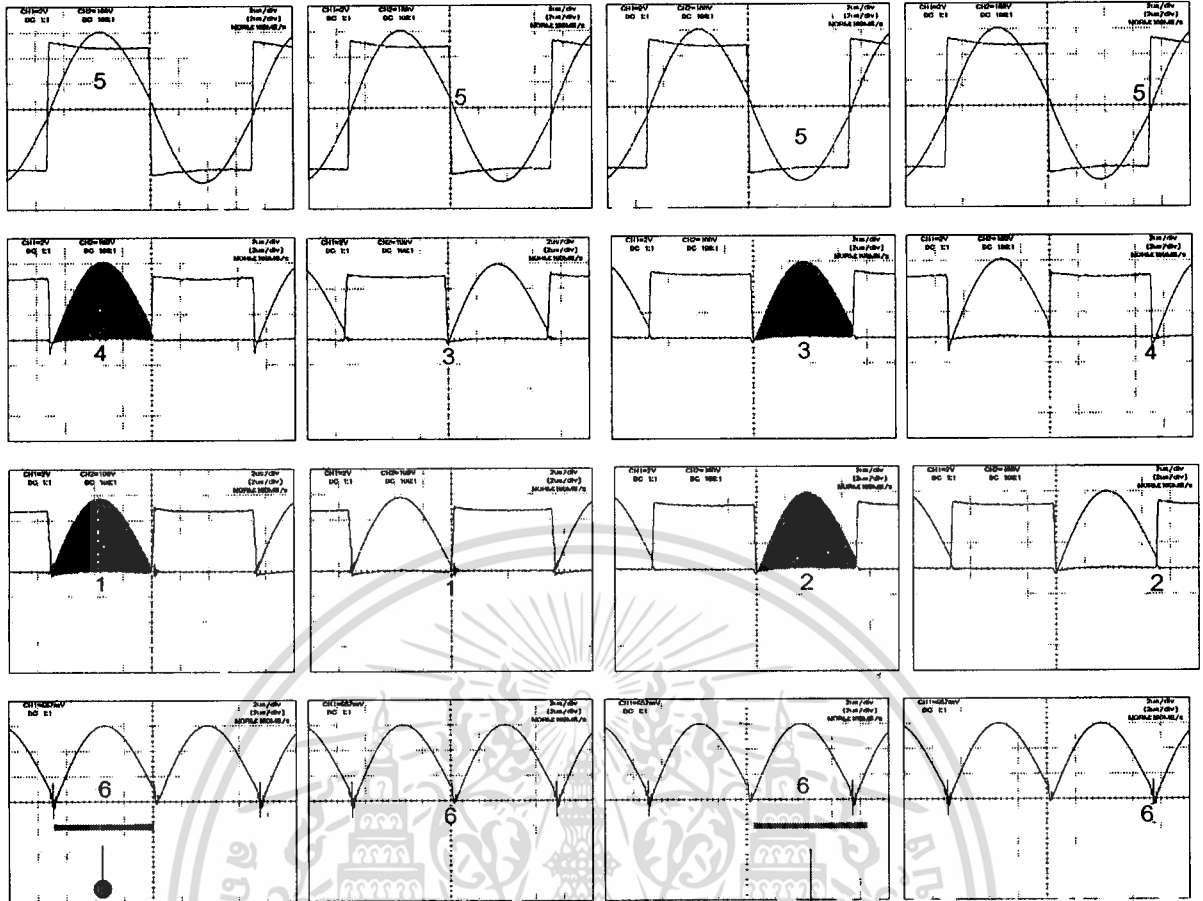


รูปที่ 4.1 วงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ในรูปที่ 4.1 สวิตช์ SW1-4 และไดโอด D1-4 จะทำหน้าที่ On-Off ด้วยรูปแบบตามจังหวะเวลาที่กำหนดไว้ในรูปที่ 4.2-4.4 เพื่อทำหน้าที่แปลงรูปแรงดันแหล่งจ่าย dc ( $V_d$ ) ให้เป็นแรงดัน ac ลักษณะขั้นบันได ( $v$ ) ที่ขั้ว (A-B) ด้านเอาต์พุต โดยมีมุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  แรงดันรูปขั้นบันไดนี้จะประกอบด้วยส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์  $v_1, v_3, v_5, \dots, v_n$  ดังในรูป 4.9-4.11 ซึ่งจะถูกป้อนเข้าไปยังวงจรโหลด RLC เรโซแนนซ์อนุกรม และจะมีผลทำให้เกิดการไหลของกระแสที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์มากมายคือ  $i_1, i_3, i_5, \dots, i_n$  โดยจะมีค่าประมาณ  $i_1$  เพียงตัวเดียว ทั้งนี้เนื่องจาก  $i_3, i_5, \dots, i_n$  มีค่าน้อยมาก มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันมูลฐาน  $v_1$  และกระแสมูลฐาน  $i_1$  ซึ่งถ้าหลังจะเป็นครึ่งหนึ่งของมุมเลื่อนเฟส  $\phi$  การทำงานของวงจรขณะยังไม่ปรับมุมเลื่อนเฟสจะประกอบด้วย 2 โหมดแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 4.2 และขณะปรับมุมเลื่อนเฟสจะประกอบด้วย 4 โหมดที่แตกต่างกันดังรูปที่ 4.3-4.4 ดังนี้ :

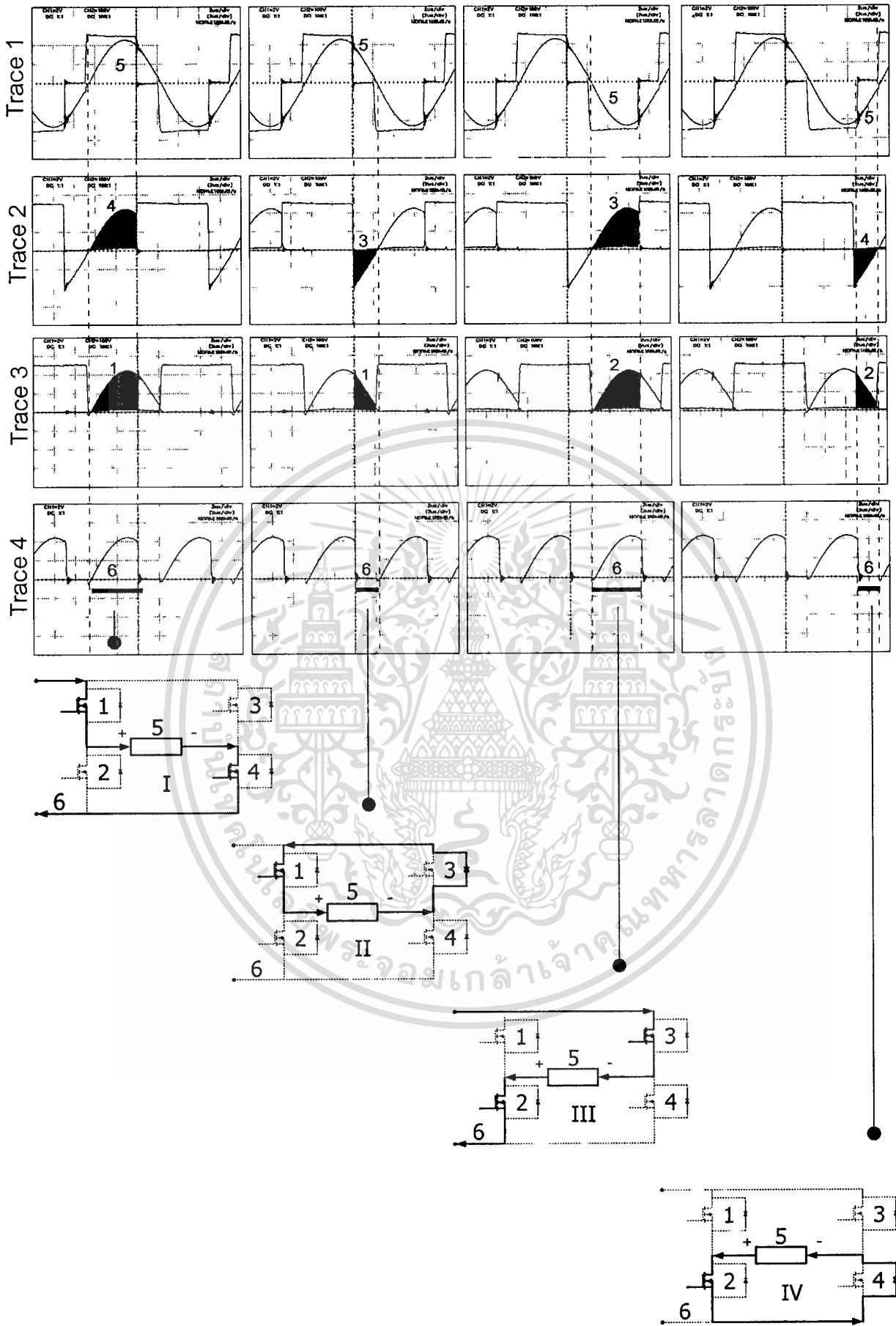
โหมด 1 แสดงการไหลของกระแส  $i_o$  ผ่าน SW 1, 4 และแหล่งจ่าย dc (6) กระแส  $i_d$  จะทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน dc ไปด้าน ac โหลดของอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำในจังหวะการทำงานของโหมดนี้

โหมด 2 แสดงการไหลของกระแส  $i_o$  ผ่าน SW 1 และ D3. ในจังหวะนี้จะไม่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน dc ไปยังด้าน ac โหลดแต่กำลังไฟฟ้าที่สะสมจากด้าน ac โหลดจะมีการเอกสารเป็นเอกสารที่สวนวิสาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

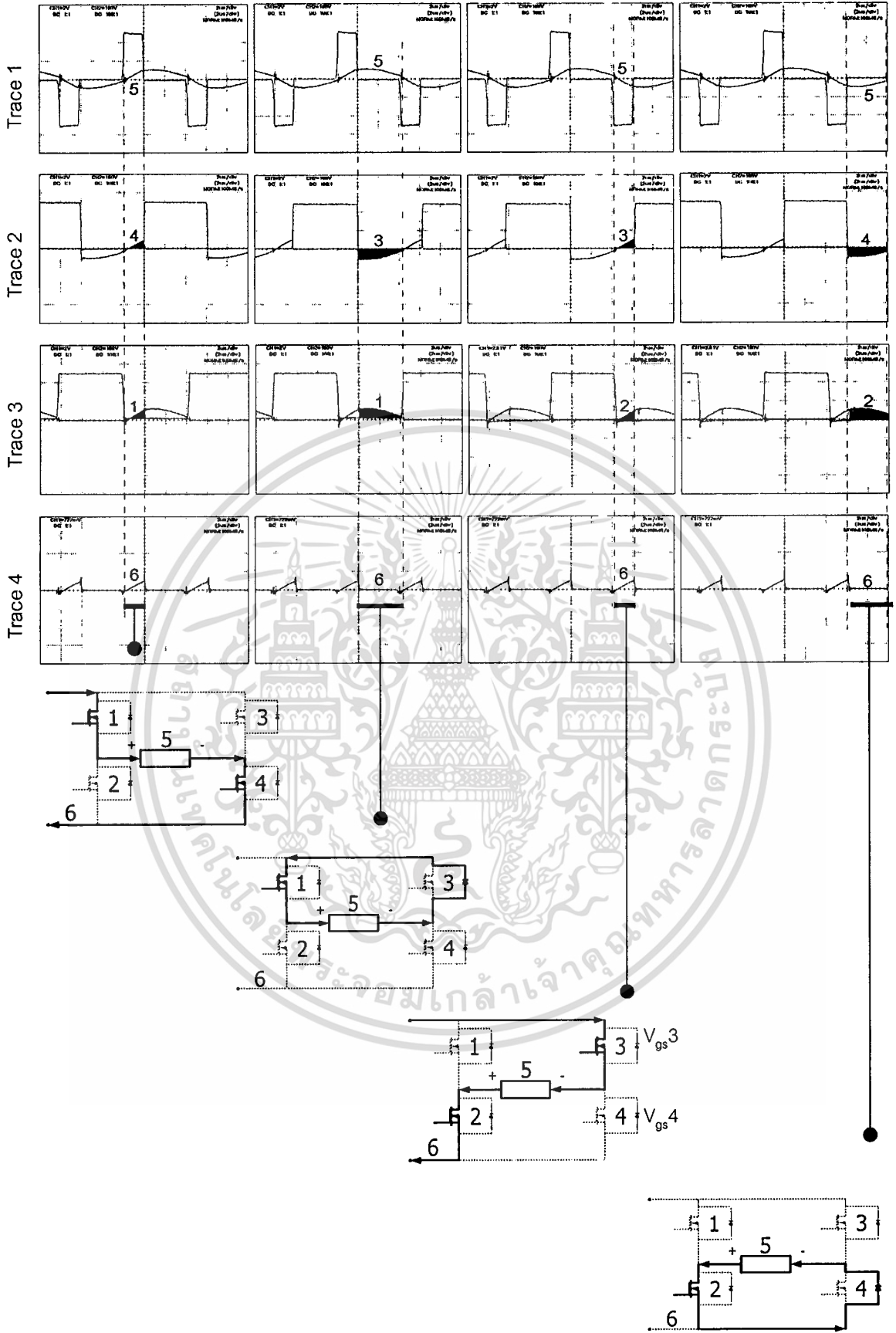


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.2 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะยังไม่มีภาระเคลื่อนที่  $\phi = 0^\circ$



เอกสารรูปที่ 4.3 คลื่นแรงดันและกระแสสำหรับโหมคการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะมีการเลื่อนเฟส  $\phi = 60^\circ$  ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสสำหรับโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ขณะมีการเลื่อนเฟส  $\phi =$  เอกสารนี้เป็นเอกสาร 120° ส่วนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียไปโดยอาศัยการไหลวนของกระแสผ่านตัวความต้านทานในวงจรสมมูล ( ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับศูนย์จะไม่เกิดโหมคการทำงานนี้ )

โหมค 3 แสดงการไหลของกระแส  $i_o$  ผ่าน  $SW2,3$  และแหล่งจ่าย dc (6) กระแส dc  $i_d$  ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน dc ไปยัง ac โหลดของอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำในจังหวะการทำงานของโหมคนี้

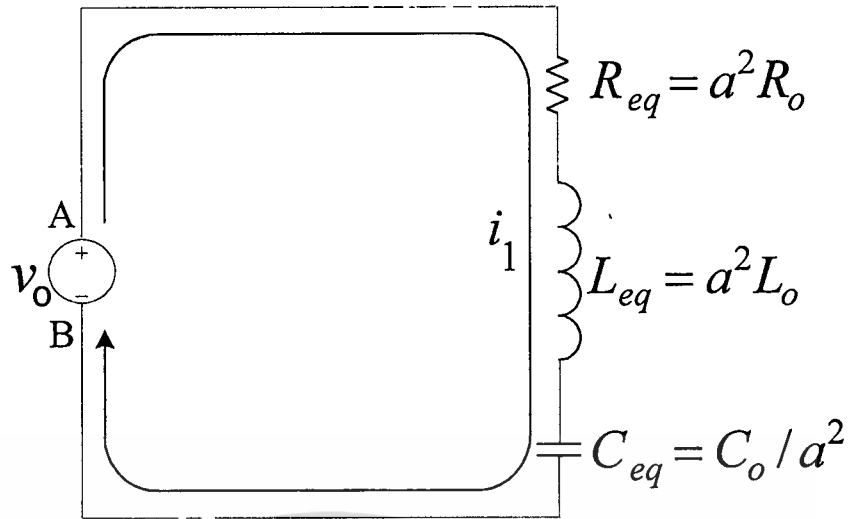
โหมค 4 แสดงการไหลของกระแส  $i_o$  ผ่าน  $SW2$  และ  $D4$ . ในโหมคนี้ก็เช่นกันไม่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า dc ไปยังด้าน ac โหลด แต่กำลังไฟฟ้าที่มีสะสมจากด้าน ac โหลด จะมีการสูญเสียไปโดยอาศัยการไหลวนผ่านตัวความต้านทานสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์(ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับศูนย์จะไม่เกิดโหมคการทำงานนี้)

กระแส dc ด้านอินพุต  $i_d$  จะเป็นส่วนหนึ่งของกระแส ac เอาท์พุท  $i$  และจะมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากด้านแหล่งจ่าย dc ไป ac โหลดที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi=0$  ขณะเดียวกันจะไม่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเลยที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi=180$  ทั้งนี้ภายใต้เงื่อนไขของค่าแรงดัน dc link  $V_d$  ที่มีค่าคงที่

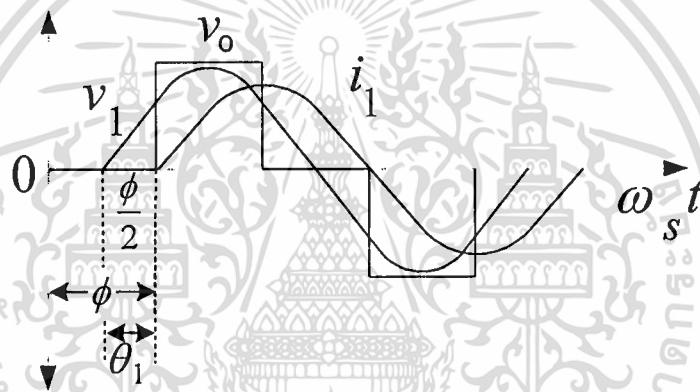
### 4.3 การวิเคราะห์หาค่าตัวแปรต่างๆของวงจรเรโซแนนซ์

ในการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเพื่อหาค่าตัวแปรต่างๆรวมถึงเพื่อหาความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าของกระแสและแรงดันซึ่งเกิดจากการป้อนแรงดันขั้นบันไดจากแหล่งจ่ายซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยสามารถปรับเลื่อนเฟสของแรงดันขั้นบันไดได้นั้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มอง โหลดของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์(Ferrite Transformer) ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนพร้อมทั้งแท่งเหล็กหรือชิ้นงาน (Working Coil with Work-piece) และตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์  $C_o$  เป็นวงจรสมมูลของวงจร RLC อนุกรมในรูปที่ 4.5(a) ซึ่งค่าตัวแปร  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $C_{eq}$  เป็นค่าตัวแปรที่โอนย้ายจากด้านทฤษฎีของหม้อแปลงแกน Ferrite มาไว้ทางด้านปฐมภูมิซึ่งต่ออยู่กับเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์โดยตรงซึ่งวงจรสมมูล RLC เรโซแนนซ์นี้ค่าตัวแปรต่างๆที่เป็นอุปกรณ์ชนิดเดียวกันจะถูกรวมให้อยู่ในรูป ของอุปกรณ์ชนิดนั้นเพียงตัวเดียวดังนั้นค่าความต้านทาน  $R_{eq}$  จึงเป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากความต้านทานของขดลวดตัวนำของหม้อแปลงรวมทั้งค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและค่าความเหนี่ยวนำ  $L_{eq}$  ก็จะเป็นผลรวมของค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์รวมกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนด้วย

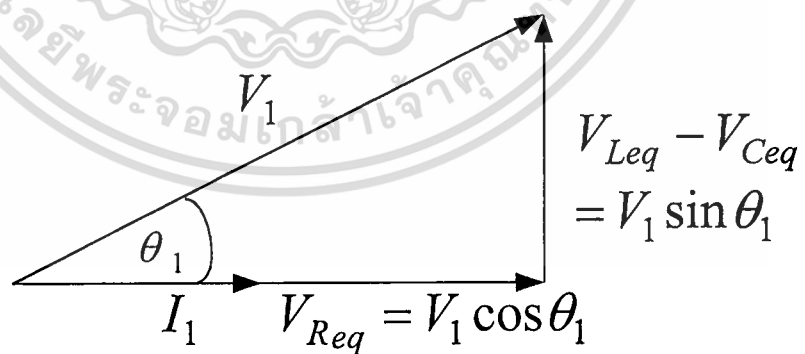
เมื่อป้อนแรงดันขั้นบันไดให้กับวงจร RLC อนุกรมในรูปที่ 4.5(a) พร้อมกับควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในลักษณะของ ZVS โดยให้กระแสจะล้า หลังแรงดันอยู่(ซึ่งจะได้อธิบายรายละเอียดในบทที่ 5 ต่อไป) ดังในรูปที่ 4.5(b) จะได้ความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าของแรงดันและกระแสมูลฐานด้วยมุม  $\theta$ , ในรูปของ  $\cos \theta$ , ซึ่งจะสามารถนำไปวิเคราะห์หาค่าตัวแปร  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$  และ  $C_{eq}$



(a) เวกเตอร์ไคอะแกรมของแรงดันและกระแสมูลฐานด้านเอาต์พุต



(b) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุต



(c) วงจรสมมูลเรโซแนนซ์อนุกรม

รูปที่ 4.5 การวิเคราะห์หาค่าตัวแปรต่างๆของวงจรสมมูลของวงจรจริงในรูปที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรสมมูลได้โดยใช้เวกเตอร์โวลเตจและแอมป์ในรูปที่ 4.5(c) ซึ่งสามารถวิเคราะห์สมการของ  $R_{eq}$  และ  $L_{eq}$  ได้ดังในสมการ (4.2) และ (4.5) ดังนี้ :

$$\text{โดยที่} \quad R_{eq} = \frac{V_{Req}}{I_1} \quad (4.1)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad R_{eq} = \frac{V_1 \cos \theta_1}{I_1} \quad (4.2)$$

$$\text{โดยที่} \quad \omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{Leq} - V_{Ceq}}{I_1} \quad (4.3)$$

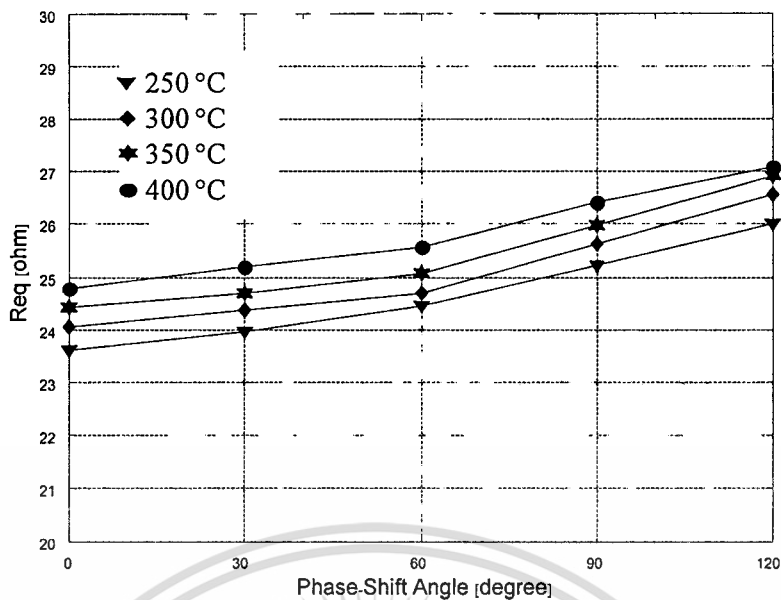
$$\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_1 \sin \theta_1}{I_1} \quad (4.4)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad L_{eq} = \frac{1}{2\pi f_s} \left[ \frac{V_1 \sin \theta_1}{I_1} + \frac{1}{2\pi f_s C_{eq}} \right] \quad (4.5)$$

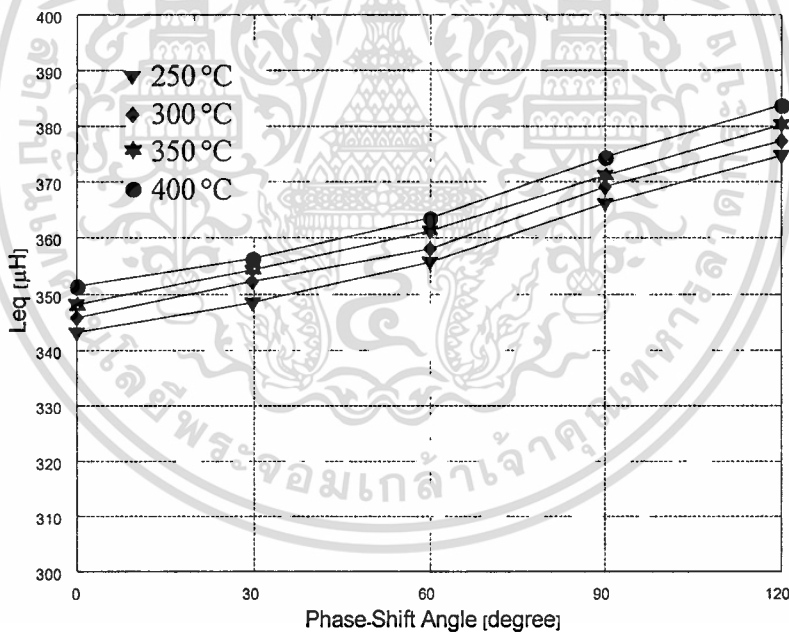
ตารางที่ 4.1 ค่าตัวแปรต่างๆในวงจรสมมูลที่ได้จากการทดสอบซึ่งนำมาใช้ในการ Simulate ผลในทางทฤษฎี

มุมเลื่อนเฟส	$R_{eq} (\Omega)$	$L_{eq} (\mu H)$	$f_s (\text{kHz})$
$0^\circ$	24.80	352.00	70.00
$60^\circ$	25.60	364.00	72.10
$120^\circ$	27.20	384.00	77.00

ซึ่งจากกระบวนการวิเคราะห์เพื่อหาค่า  $R_{eq}$  และ  $L_{eq}$  นี้จะนำไปสู่การทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ของค่า  $R_{eq}$  และ  $L_{eq}$  กับมุมเลื่อนเฟสต่างๆของแรงดันขั้นบันไดที่โหลดซึ่งเป็นวงจร RLC อนุกรมนี้ได้รับที่อุณหภูมิต่างๆของแท่งเหล็กชิ้นงาน เพื่อพิจารณาผลของมุมเลื่อนเฟสต่อการเปลี่ยนแปลงค่าซึ่งจากรูปที่ 4.5b จะสังเกตได้ว่ากระแสมูลฐานจะล้าหลังแรงดันมูลฐานและล้าหลังขอบหน้าของแรงดันขั้นบันได ดังนั้นเมื่อปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสมากขึ้นจะทำให้กระแสมูลฐานนี้ล้าหลังแรงดันมูลฐานมากขึ้นซึ่งผลการทดสอบเหล่านี้สามารถนำมา plot กราฟดังแสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นเล็กน้อยของค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์ ในขณะที่



รูปที่ 4.6 ความต้านทานสมมูลที่ได้จากการวัด, Req vs. phase- shift angle,  $\phi$  ที่อุณหภูมิ 250 °C, 300 °C, 350 °C และ 400 °C



รูปที่ 4.7 ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลที่ได้จากการวัด, Leq vs. phase-shift angle,  $\phi$  ที่อุณหภูมิ 250 °C, 300 °C, 350 °C and 400 °C

จากการ simulate ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดทดสอบ ในวงจรจริงที่อุณหภูมิของชิ้นงานเท่ากับ 400 °C ดังแสดงในรูปที่ 4.12, (a<sub>1</sub>-a<sub>3</sub>) และ (b<sub>1</sub>-b<sub>3</sub>) จะเห็นว่า มีลักษณะใกล้เคียงกันมาก

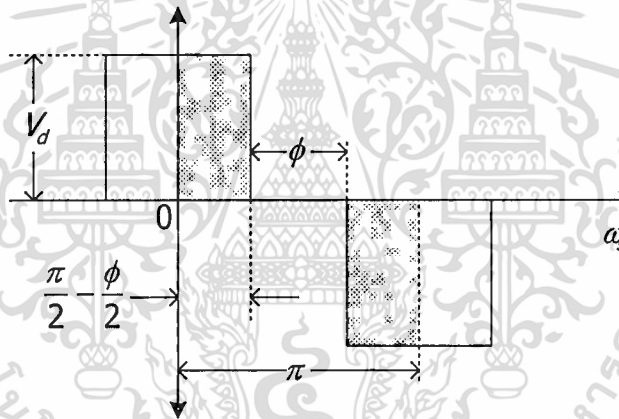
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้า ac เอาร์ทพุท ( $P_{ac}$ )

ในการวิเคราะห์กำลังงานด้านเอาร์ทพุท ของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงนี้ ได้ทำการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดในลักษณะวงจรสมมูล RLC เรโซแนนซ์อนุกรมซึ่งการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้านี้เนื่องจากแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร RLC อนุกรมนี้เป็นแรงดันขั้นบันไดและลักษณะการควบคุมมมเฟสของกระแสจำเป็นต้องให้อยู่ในสถานะ ZVS ตลอดเวลา และอุณหภูมิของแท่งเหล็กหรือชิ้นงานมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งกระบวนการวิเคราะห์ดังกล่าวนี้จะค่อนข้างซับซ้อนจึงได้แยกวิเคราะห์โดยแยกเป็นหัวข้อต่างเพื่อให้เกิดความชัดเจน ได้ดังนี้

##### 4.4.1 แรงดัน ac ด้านเอาร์ทพุท ( $v$ )

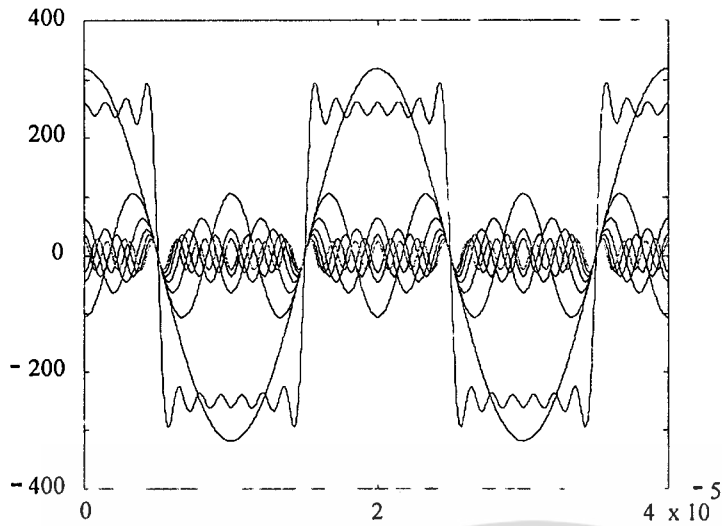
จากลักษณะคลื่นแรงดัน ac เอาร์ทพุท ( $v$ ) ที่มมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$ ,  $60^\circ$  และ  $120^\circ$  ดังแสดงในรูป 4.2-4.4 เมื่อแทนด้วยลักษณะคลื่นในอุดมคติดังรูปที่ 4.8 และใช้หลักการวิเคราะห์ Fourier ก็จะได้สมการ (4.6) ดังต่อไปนี้ ในเทอมขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ต่างๆของแรงดัน



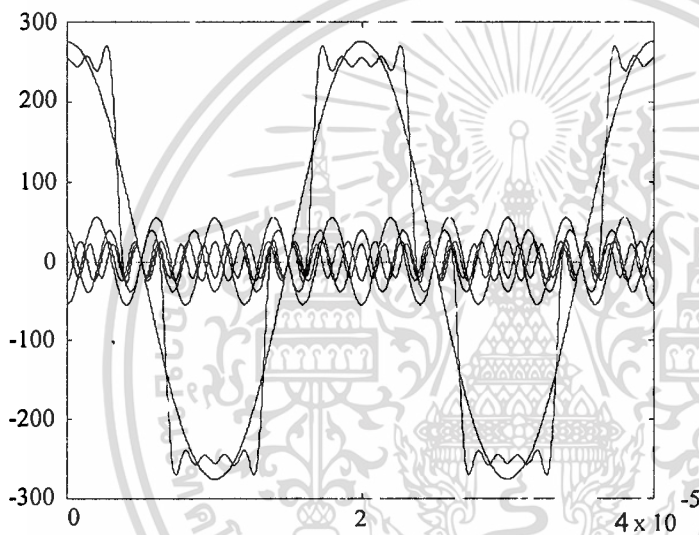
รูปที่ 4.8 แรงดันรูปขั้นบันไดแบบอุดมคติที่ใช้วิเคราะห์หาสมการแรงดันดังนี้

$$v_o = \frac{4}{\pi} V_d \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\phi}{2} \cos n\omega_s t \quad (4.6)$$

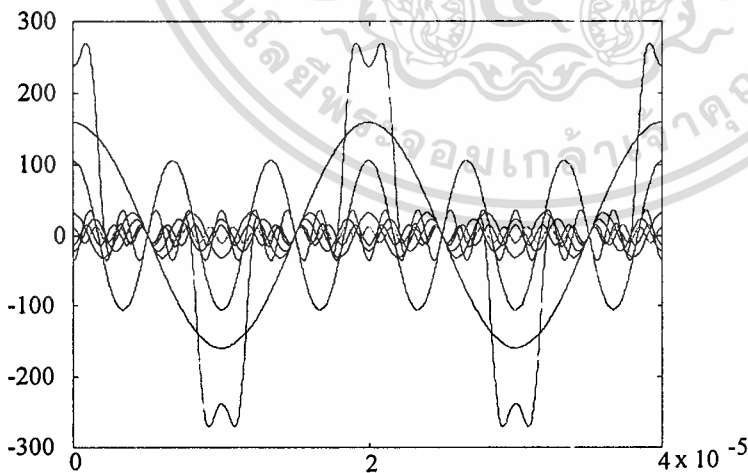
สมการ (4.6) นี้สามารถนำมาทดสอบความถูกต้องได้โดยการนำองค์ประกอบต่างๆของแรงดัน  $v$  โดยใช้ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, และ 13 รวม 7 องค์ประกอบมาทดสอบรวมกันโดยแบ่งออกเป็น 3 กรณีคือกรณีมมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ$ ,  $60^\circ$  และ  $120^\circ$  ซึ่งผลรวมของคลื่นที่ได้ทั้ง 3 กรณีนี้ได้แสดงในรูปที่ 4.9(a), (b) และ (c) ที่มมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$ ,  $60^\circ$  และ  $120^\circ$  ตามลำดับ



(a) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันไดที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$



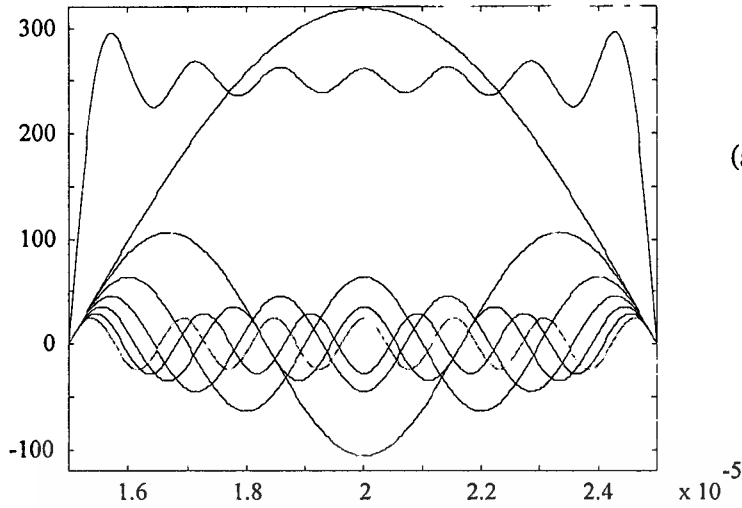
(b) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันไดที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $60^\circ$



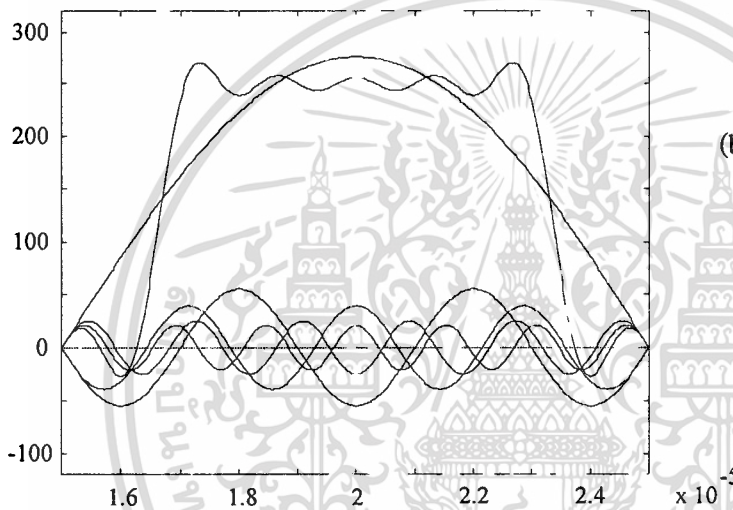
(c) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันไดที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$

รูปที่ 4.9 แรงดันฮาร์มอนิกส์และ Spectrum ที่เกิดจากรูปคลื่นแรงดันขั้นบันได ที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$

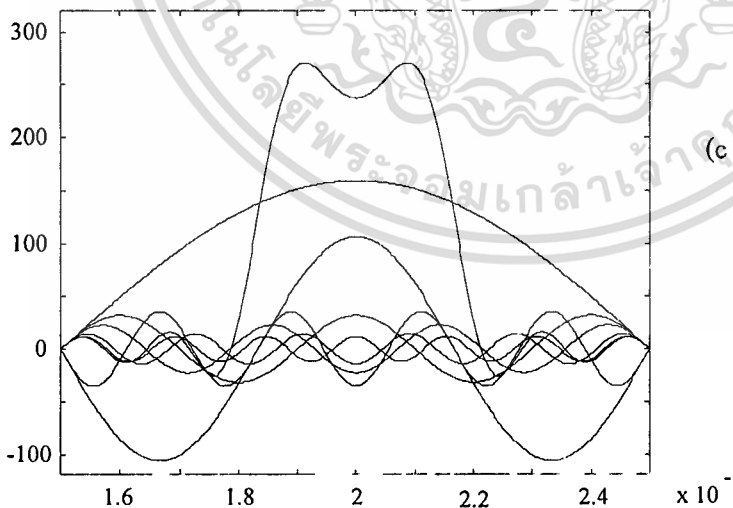
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อ  
ให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันไดที่  
มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$

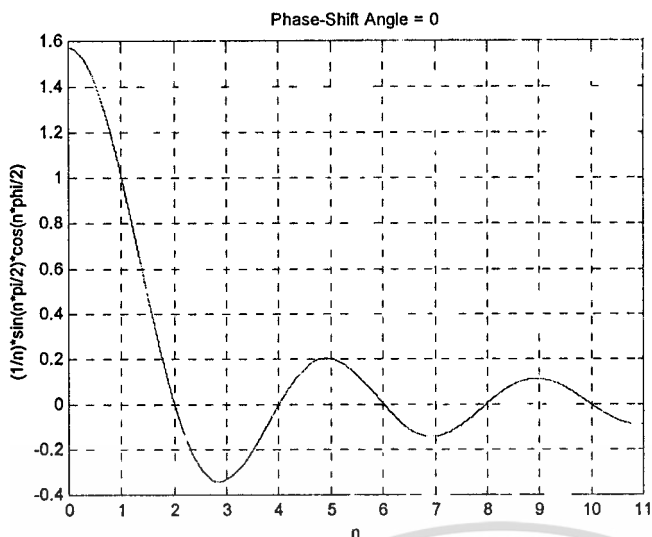


(b) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อ  
ให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันได  
ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $60^\circ$

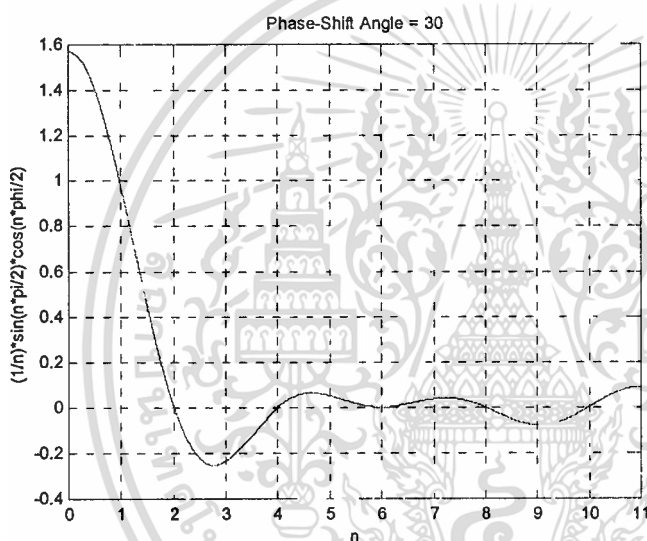


(c) ผลการรวมแรงดันฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 เพื่อ  
ให้ได้แรงดันเอาต์พุตขั้นบันได  
ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $120^\circ$

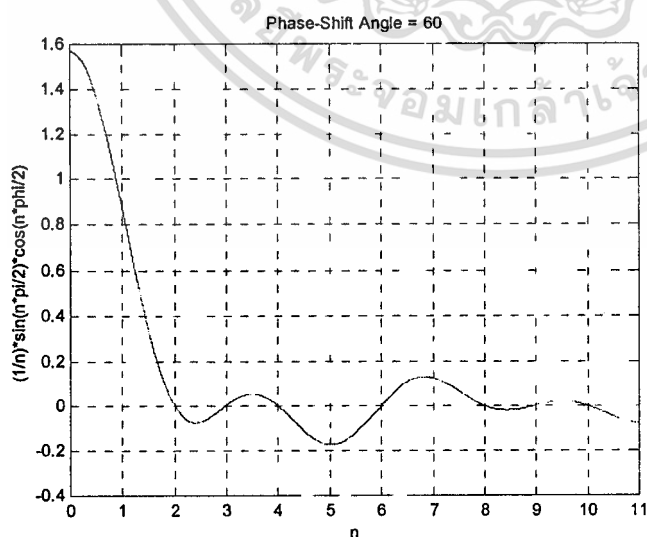
รูปที่ 4.10 ภาพขยายแสดงรายละเอียดการรวมคลื่นในช่วงครึ่งไซเคิลเกิดของคลื่นในรูปที่ 4.9(a), (b),  
และ(c) ที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ,$  และ  $120^\circ$  ตามลำดับ



(a) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1,3,5,7,9,11 ของแรงดันเอาท์  
พุทที่มุมเลื่อนเฟส  $0^\circ$



(b) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1,3,5,7,9,11 ของแรงดันเอาท์  
พุทที่มุมเลื่อนเฟส  $60^\circ$



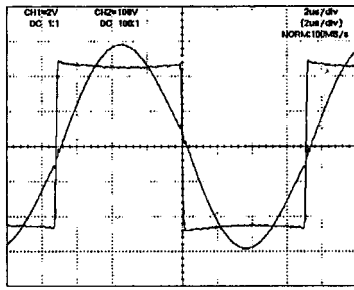
(c) ขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์  
ลำดับที่ 1,3,5,7,9,11 ของแรงดันเอาท์  
พุทที่มุมเลื่อนเฟส  $120^\circ$

รูปที่ 4.11 ขนาดขององค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ต่างๆของแรงดัน  $v$  ในรูปที่ 4.9(a), (b), และ (c)

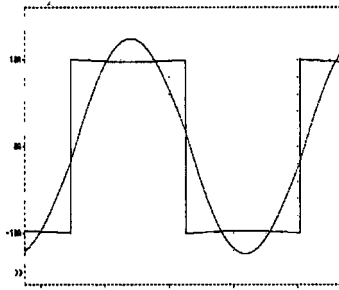
ที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

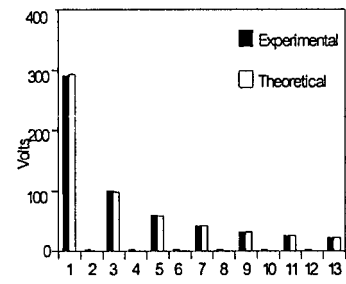
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a1)

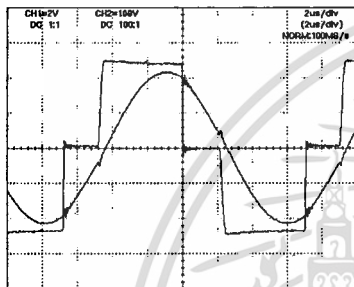


(b1)

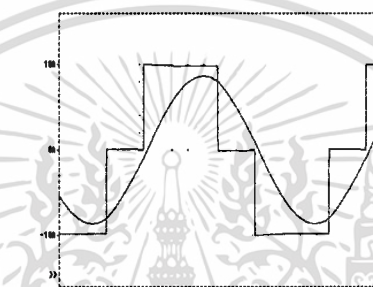


(c1)

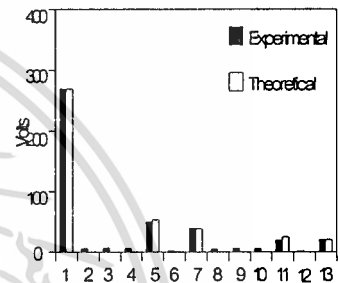
มุมเลื่อนเฟส =  $0^\circ$



(a2)

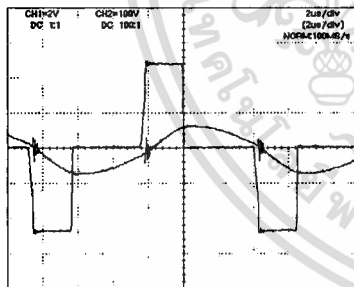


(b2)

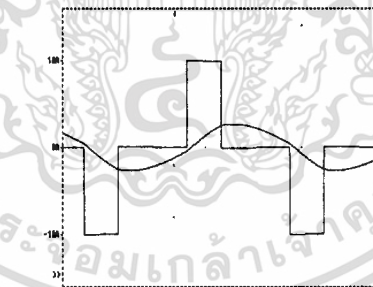


(c2)

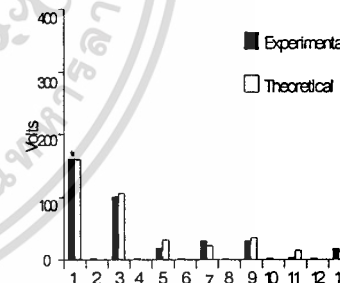
มุมเลื่อนเฟส =  $60^\circ$



(a3)



(b3)



(c3)

มุมเลื่อนเฟส =  $120^\circ$

Experimental

Simulated

Theoretical and Experimental

รูปที่ 4.12 ผลที่ได้จากการคำนวณและการทดลองของคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและ Spectrum ของแรงดันที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  ที่อุณหภูมิ  $400^\circ\text{C}$

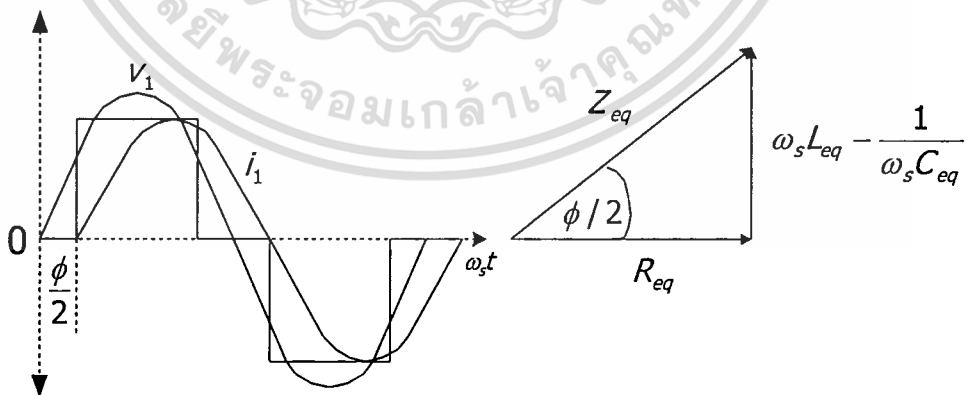
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในรูปที่ 4.10 (a), (b) และ(c) เป็นรูปแสดงรายละเอียดของการรวมคลื่นในช่วงครึ่งไซเคิลในกรณีมุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ$ ,  $60^\circ$  และ  $120^\circ$  ตามลำดับ รูปที่ 4.11(a),(b),และ(c) เป็นรูปแสดงขนาดขององค์ประกอบต่างๆของแรงดัน  $v$  ที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$ ,  $60^\circ$ , และ  $120^\circ$  ตามลำดับ เมื่อนำคลื่นผลรวมที่ได้ในรูปที่ 4.9 (a), (b) และ(c) ที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ$ ,  $60^\circ$  และ  $120^\circ$  ไปเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นที่ใช้ในการคำนวณในรูปที่ 4.8 แล้วปรากฏว่าให้ลักษณะคลื่นที่สอดคล้องกันและเป็นการยืนยันความถูกต้องของสมการ (4.6) ข้างต้นได้เป็นอย่างดี

เมื่อนำสมการ(4.6)ซึ่งได้ทดสอบความถูกต้องแล้ว ไปแทนค่า  $n = 1, 3, 5, 7, 9, 11,$  และ  $13$  รวม 7 ลำดับ ที่ค่าของมุมเลื่อนเฟส  $\phi = 0^\circ, 60^\circ,$  และ  $120^\circ$  ตามลำดับแล้ว จะได้ spectrum แสดงขนาดของฮาร์มอนิกส์ต่างๆของแรงดัน  $v_o$  ในรูปที่ 4.12(c<sub>1</sub>-c<sub>3</sub>) ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ, 60^\circ,$  และ  $120^\circ$  ตามลำดับซึ่งผลการคำนวณที่ได้นี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องโดยการเปรียบเทียบกับผลการวัดทดลองจริงด้วย Spectrum analyzer และได้แสดงผลเปรียบเทียบในรูปเดียวกัน ซึ่งปรากฏว่าให้ผลใกล้เคียงกันมาก ส่วนรูปที่ 4.12(b<sub>1</sub>-b<sub>3</sub>)เป็นรูปคลื่นแรงดัน  $v_o$  และกระแส  $i_o$  ของเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่คำนวณทางทฤษฎีด้วย P-spice ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ  $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  ตามลำดับ ซึ่งคลื่นที่ได้เหล่านี้ยังได้นำมาเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการทดลองซึ่งแสดงในรูปที่ 4.12(a<sub>1</sub>-a<sub>3</sub>) ซึ่งจากการเปรียบเทียบปรากฏว่าได้คลื่นที่มีลักษณะใกล้เคียงกันมาก

#### 4.4.2 Zero voltage switching frequency, $f_z$

การควบคุมการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่าย dc ไปยังด้านโหลด ac สามารถทำได้โดยการปรับค่ามุม เลื่อนเฟสภายใต้เงื่อนไขของZVS ซึ่งสามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของอินเวอร์เตอร์จากเดิมเล็กน้อย ความถี่ซึ่งทำให้เกิดZVSนี้ มีความสัมพันธ์ใกล้ชิดกับมุมเลื่อนเฟส ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ซึ่งเมื่อเขียนอีกครั้งจะได้สมการในอีกรูปแบบหนึ่งดังสมการ (4.8)



รูปที่ 4.13 ทฤษฎีการวิเคราะห์ความถี่สวิทชิงในสถานะZVS

สมการ (4.8) สามารถนำไป plot กราฟเพื่อแสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของความถี่สวิทชิง  $f_z$  เมื่อมุมเลื่อนเฟสเปลี่ยนไปที่ค่าต่างๆซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.14 ซึ่งค่าคำนวณเหล่านี้ได้มีการเปรียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

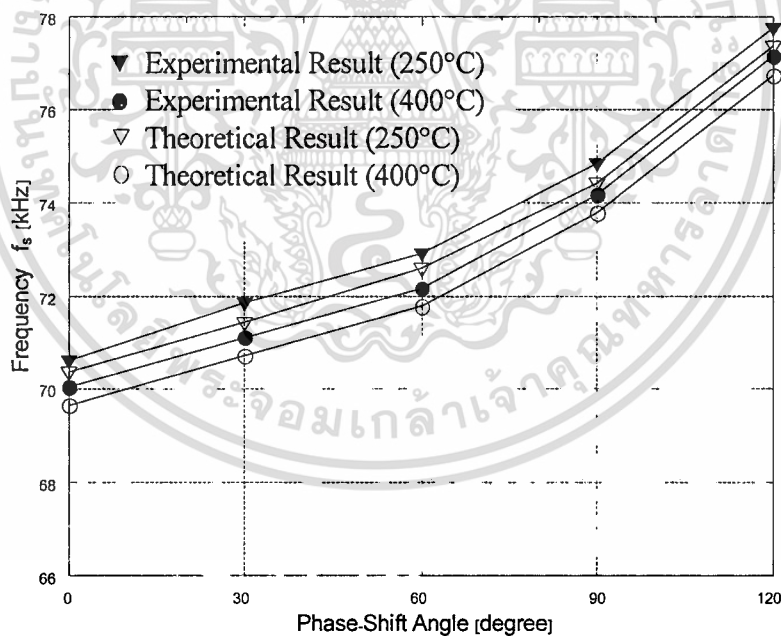
$$\tan \frac{\phi}{2} = \left[ \omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \right] / R_{eq} \quad (4.7)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{R_{eq} C_{eq} \tan(\phi/2) + \sqrt{4L_{eq} C_{eq} + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \tan^2(\phi/2)}}{2L_{eq} C_{eq}} \right] \quad (4.8)$$

$$\tan\left(\frac{\phi}{2}\right) = 0 \dots\dots\dots \text{when } \phi = 0$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \right]$$

เทียบกับค่าที่ได้จากการทดลองและได้แสดงผลไว้ในรูปเดียวกัน โดยได้ทำการทดลองที่อุณหภูมิขึ้นงาน 250°C และ 400°C. จากผลที่ได้สามารถเข้าใจได้ว่าเงื่อนไขการเกิด ZVS สามารถทำให้เกิดขึ้นได้โดยการเพิ่มความถี่ ZVS จากเดิมเพียงเล็กน้อยเมื่อมีการเพิ่มมุมเลื่อนเฟส



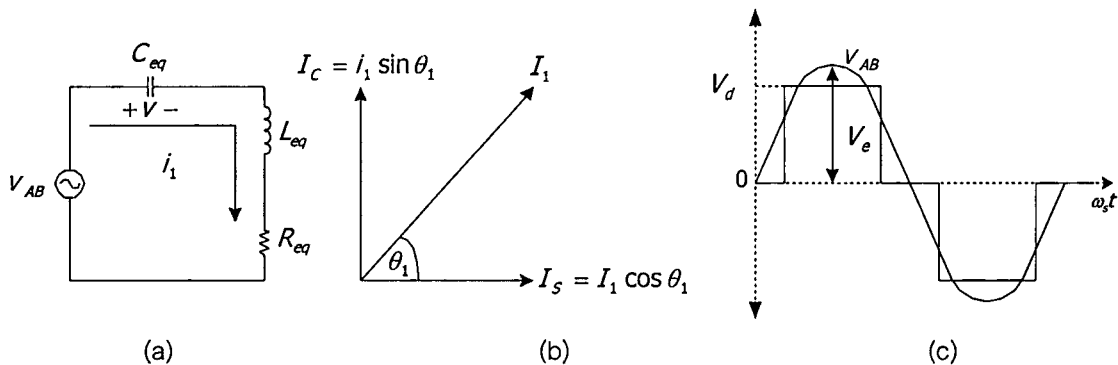
รูปที่ 4.14 ผลทางทฤษฎีและปฏิบัติ ของค่าความถี่ สวิตชิง  $f_s$  เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆที่อุณหภูมิ 250 °C and 400 °C ของชิ้นงาน

#### 4.4.3 กระแส เอาท์พุท AC ( $i$ ) และการคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท Pac

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.15 กระแส  $i$ , ในวงจรสามารถหาได้โดยใช้สมการ (4.9) และ

(4.10) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 อธิบายการวิเคราะห์กระแสในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันขั้วบับได้

$$v_1 = L_{eq} \frac{di_1}{dt} + v_{c,eq} + R_{eq} i_1 \tag{4.9}$$

$$i_1 = C_{eq} \frac{dv_{c,eq}}{dt} \tag{4.10}$$

โดยที่

$$v_1 = \frac{4}{\pi} V_d \cos \frac{\phi}{2} \cos \omega_s t \tag{4.11}$$

เมื่อแก้สมการ (4.9), (4.10) และ (4.11) สามารถหาค่ากระแส  $i_1$  ได้ดังในสมการ (4.12)

$$i_1 = \frac{C_{eq} \omega_s (1 - L_{eq} C_{eq} \omega_s^2) (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \cos \omega_s t + \frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \sin \omega_s t \tag{4.12}$$

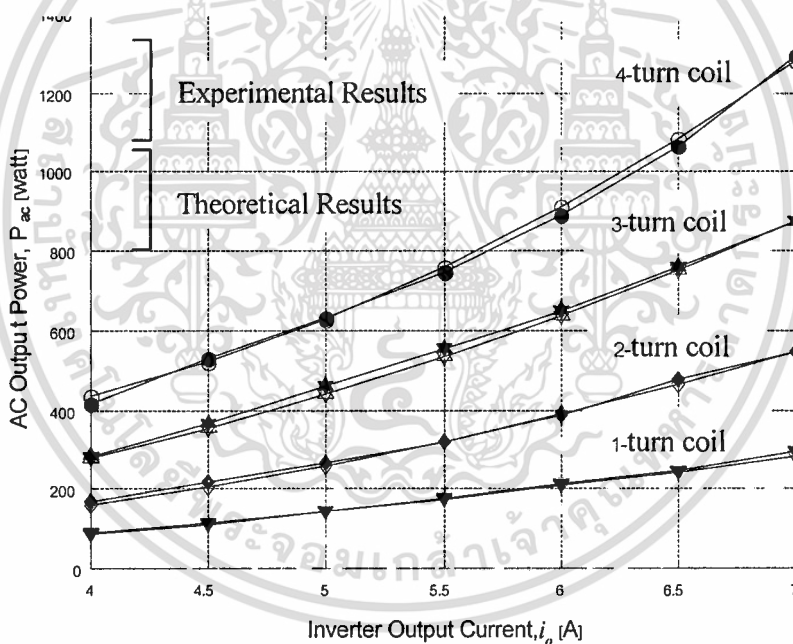
$$P_{ac} = \frac{v_{1,peak} i_{1,peak} \cos \theta_1}{2} + \frac{v_{3,peak} i_{3,peak} \cos \theta_3}{2} + \frac{v_{5,peak} i_{5,peak} \cos \theta_5}{2} + \dots \tag{4.13}$$

$$P_{ac} \approx \frac{v_{1,peak} i_{1,peak} \cos \theta_1}{2} \tag{4.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{ac} \approx \frac{v_{1,peak}}{2} \left[ \left( \frac{C_{eq} \omega_s (1 - L_{eq} C_{eq} \omega_s^2) (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \right)^2 + \left( \frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \right)^2 \right]^{1/2} \cos \theta_1 \quad (4.15)$$

ค่าคำนวณของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ac เป็นค่าที่ได้ที่ coil-turn = 1, 2, 3 และ 4 ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C และผลการคำนวณเหล่านี้ยังได้นำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลองซึ่งได้จากการใช้ spectrum analyzer และสมการ (4.15) เพื่อวิเคราะห์คลื่นแรงดันและกระแสจริงผลที่ได้ทั้งสองกรณีนี้ได้นำมา plot กราฟเปรียบเทียบกันที่ค่ากระแสเอาต์พุตต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์จาก 4 A ถึง 7A ในรูปที่ 4.16 ซึ่งปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.16 การเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและการทดลองซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{ac}$  และกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์  $i_o$  ซึ่งทดสอบที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ 1, 2, 3, 4 รอบที่อุณหภูมิ 400 °C

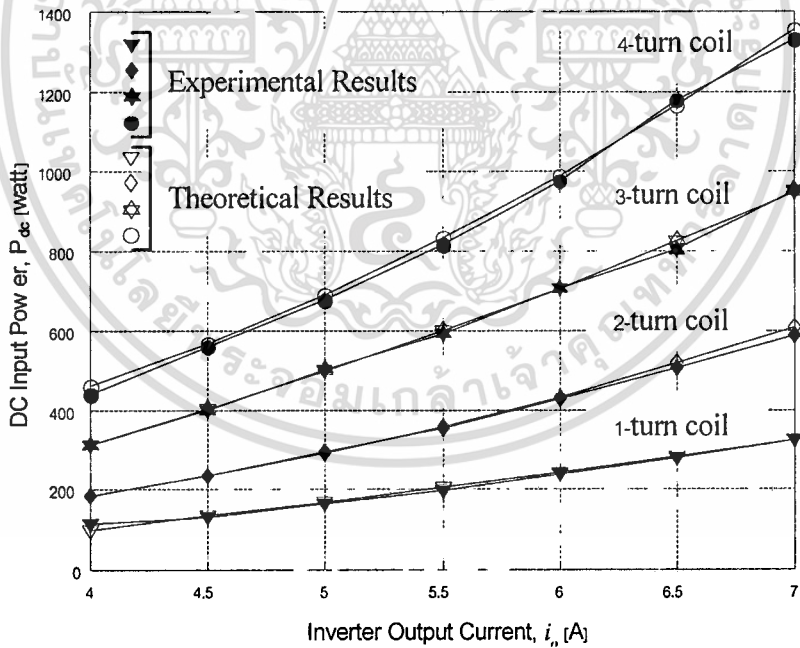
#### 4.5 การวิเคราะห์กระแส ( $i_o$ ) และ กำลังไฟฟ้าอินพุต ด้าน dc ( $P_{dc}$ )

จากหัวข้อที่ 4.2 ซึ่งเกี่ยวข้องกับหลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ กำลังไฟฟ้า dc ทางด้านอินพุตจะถูกป้อนผ่านอินเวอร์เตอร์ให้กับโหลด ac เฉพาะในโหมด 1 และ 3 ด้วยกระแสทิศทางเดียวกัน ( $i_o$ ) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของกระแสโหลด  $i_o$  ดังนั้นในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า dc ( $P_{dc}$ ) ทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านอินพุทกระแส  $i_d$  สามารถแทนได้ด้วยกระแสโหนด  $i$ , ของสมการ (4.12). เนื่องจากแรงดันแหล่งจ่าย  $V_d$  ด้าน dc มีค่าคงที่เสมอในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า dc จึงขึ้นกับปริมาณกระแส  $i_d$  ด้าน dc โดยตรงซึ่งสามารถแทนได้ด้วยกระแสโหนด  $i$ , ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการกำลังไฟฟ้า dc (Pdc) ได้ดังสมการต่อไปนี้ :

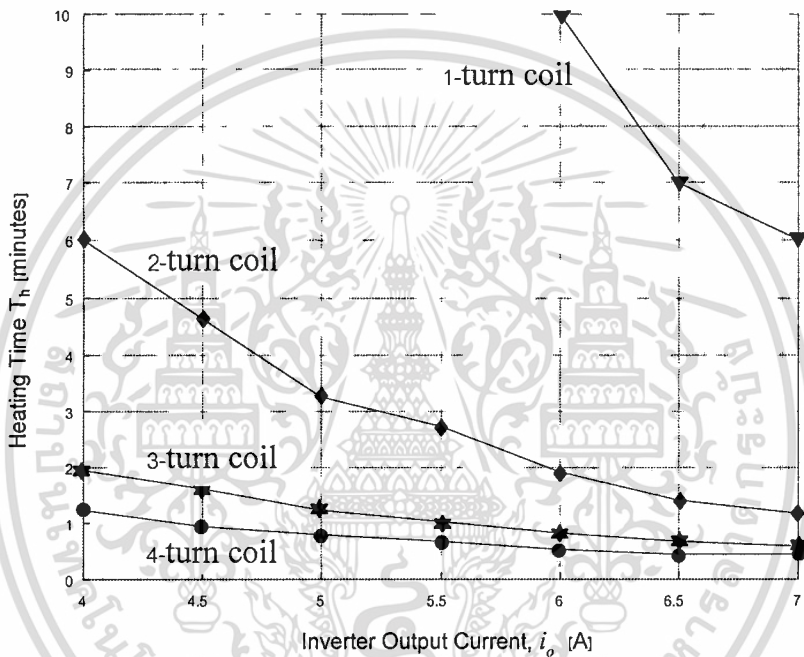
$$P_d = V_d I_{av}$$

$$P_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\phi}{2}}^{\pi - \frac{\phi}{2}} V_d \left[ \frac{C_{eq} \omega_s (1 - L_{eq} C_{eq} \omega_s^2) (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \cdot \cos \omega_s t + \frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 (4/\pi) V_d \cos(\phi/2)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \cdot \sin \omega_s t \right] d\omega_s t \quad (4.15)$$



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและการทดลองซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{dc}$  และกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์  $i_d$  ซึ่งทดสอบที่จำนวนรอบของขด ลวดเหนี่ยวนำ 1, 2, 3, 4 รอบที่อุณหภูมิ 400 C°

ในการทำงานเดียวกันกับกรณีการคำนวณกำลังไฟฟ้า ac ( $P_{ac}$ ) ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต dc ( $P_{dc}$ ) ก็สามารถคำนวณได้เช่นกันที่ค่าจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ 1, 2, 3 และ 4 รอบที่อุณหภูมิขึ้นงาน  $400^{\circ}\text{C}$ . ผลการคำนวณที่ได้นี้จะนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลองและได้แสดงในรูปที่ 4.17 ที่ค่ากระแสต่างๆของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จาก 4 A ถึง 7 A ผลที่ได้ทั้งสองนี้จะมีลักษณะสอดคล้องกันมาก ในรูปที่ 4.16 และ 4.17. จะเห็นว่ากำลังไฟฟ้า ac ( $P_{ac}$ ) และกำลังไฟฟ้า dc ( $P_{dc}$ ) จะมีคุณสมบัติของเส้น curve เกือบจะเหมือนกัน โดยที่  $P_{ac}$  จะมีค่าต่ำกว่า  $P_{dc}$  เล็กน้อยอันเนื่องมาจากค่า conduction และสวิทชิง loss ของอินเวอร์เตอร์ และจะเห็นว่าเมื่อจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำและกระแสไหลดเพิ่มมากขึ้นจะทำให้การถ่ายเทกำลังไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 4.18 ผลการทดลองเพื่อแสดงการเปลี่ยนแปลงของเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงานจนถึงอุณหภูมิระดับ  $400^{\circ}\text{C}$  ขณะปรับเปลี่ยนกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าต่างๆโดยที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าคงที่เท่ากับ 1, 2, 3, 4 รอบ

ในการประยุกต์ใช้งานของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงในวงจรให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นคุณสมบัติเส้นกราฟของเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนเพื่อทำให้ชิ้นงานมีอุณหภูมิสูงขึ้นจนถึง  $400^{\circ}\text{C}$  ที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน 1,2,3 และ 4 รอบนั้นได้แสดงผลในรูปที่ 4.18 . โดยจะเห็นว่าเวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนจะลดลงขณะที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเพิ่มขึ้นนอกจากนั้นเวลาดังกล่าวยังจะลดลงตามขนาดของกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้นด้วย

## บทที่ 5

# การพิจารณาเงื่อนไขการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุม ด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

### 5.1 บทนำ

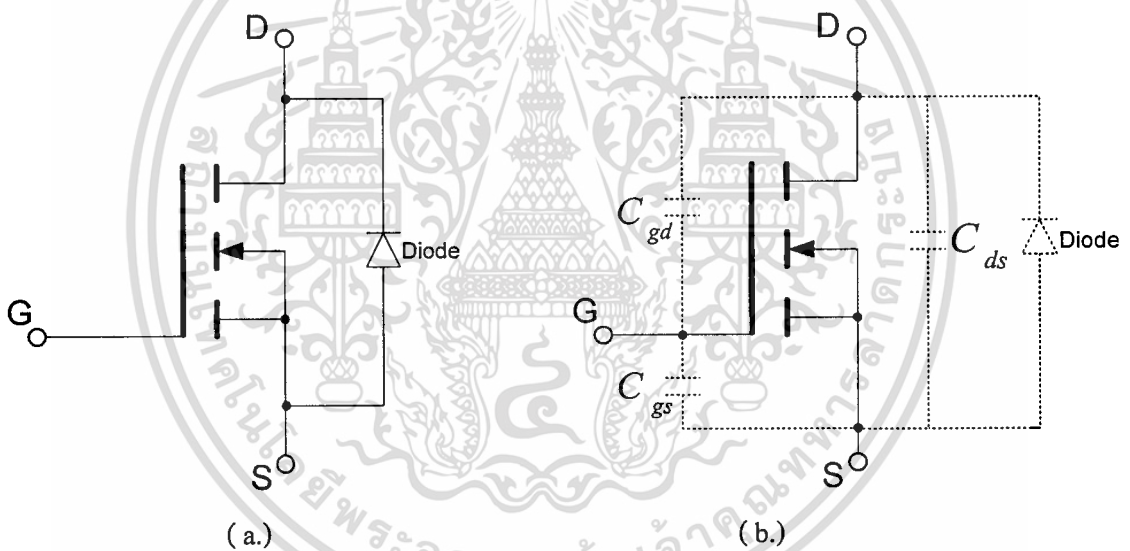
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการวิเคราะห์ผลของตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitor) ที่คร่อมอยู่ระหว่างขา Drain และ ขา Source ของมอสเฟต สำหรับวงจร เรโซแนนท์อนุกรม Series Load Resonant Inverter ความถี่สูงซึ่งสามารถปรับ มุมเลื่อนเฟส และทำงานด้วย Zero Voltage Switching (ZVS) อินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่จ่ายโหลด ประเภท เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถปรับเพิ่ม มุมเลื่อนเฟส  $\phi$  เพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้ แต่การปรับมุมเลื่อนเฟส ไปจากเดิมทำให้เนื่อคลื่นกระแสหรือปริมาณประจุที่ใช้ discharge Drain-Source Parasitic Capacitance:  $C_{oss}$  ของ Switch ประเภท มอสเฟต (SW มอสเฟต) ที่กำลังพิจารณานี้เปลี่ยนไปในลักษณะที่ discharge ไม่หมดและ SW มอสเฟต มีการ turn-on พร้อมลัดวงจร  $C_{oss}$  ดังกล่าวขึ้น SW มอสเฟตจึงมีลักษณะการทำงานที่เปลี่ยน ไปจาก Zero Voltage Switching (ZVS) เป็น NON-Zero Voltage Switching (NON-ZVS) ดังนั้นเพื่อให้ SW มอสเฟต สามารถทำงานในลักษณะ ZVS ดังเดิมจึงจำเป็นต้องปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อเป็นการชดเชยให้ได้เนื่อคลื่นกระแสหรือปริมาณประจุที่มากพอที่จะ discharge  $C_{oss}$  ให้หมดก่อนที่จะมีการ turn-on ของ Switch ครั้งต่อไป ดังนั้นในการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้ลักษณะการ discharge ของ  $C_{oss}$  ที่ถูกต้องสำหรับการทำงานของวงจรแบบ ZVS จำเป็นต้องออกแบบให้ได้เนื่อคลื่นกระแสหรือปริมาณการ discharge ประจุของ  $C_{oss}$  ที่ถูกต้องซึ่งเนื่อคลื่นกระแสดังกล่าวสำหรับกรณีการปรับเลื่อนมุมเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงที่ขึ้นกับปัจจัยตัวแปรต่างๆ เช่นมุม เลื่อนเฟส  $\phi$  มุม Phase lag ของกระแส  $\theta_{lag}$  Switching frequency  $f$  Dead Time  $t_d$  และเวลาในการ charge  $t_{ch}$  เป็นต้น นั่นคือการออกแบบวงจรการทำงานที่ดีจะต้องเข้าใจถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรเหล่านี้สำหรับกรณีที่มีการปรับมุมเลื่อนเฟส ไปจากเดิมทุกครั้ง ซึ่งในบทที่ 5 นี้ได้วางหลักการวิเคราะห์การทำงานของวงจรไว้ในขั้นตอนแรกเพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าความสัมพันธ์ ที่ถูกต้องระหว่างค่าตัวแปรเหล่านี้ต่อไปจากนั้นจึงมีการยืนยันความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้ง ทั้งนี้เพื่อให้วงจรสามารถทำงานในลักษณะ ZVS อยู่เสมอ ซึ่งเป็นลักษณะการทำงานที่ถูกต้องสมบูรณ์แบบของ SW มอสเฟต ดังนั้นวัตถุประสงค์หลักในบทนี้คือการวิเคราะห์เพื่อค้นหาเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมการทำงานด้วยมุมเลื่อนเฟส[5]

## 5.2 หลักการทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์ในแบบอุดมคติ และลักษณะพื้นฐานของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

ในการใช้งาน Full-Bridge Inverter โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ทั้ง 4 ตัวนั้นสามารถเลือกใช้ได้หลายชนิดเช่น SCR , GTO, BJT , IGBT, มอสเฟต โดยสามารถเลือกใช้ได้ตามความเหมาะสมแตกต่างกัน ตามลักษณะงาน ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ Mosfer เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะเรโซแนนท์ที่ความถี่สูง ซึ่ง มอสเฟต เป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 20 KHz ได้เป็นอย่างดี

### 5.2.1 ลักษณะตัวเก็บประจุแฝงภายในการพิจารณามอสเฟต

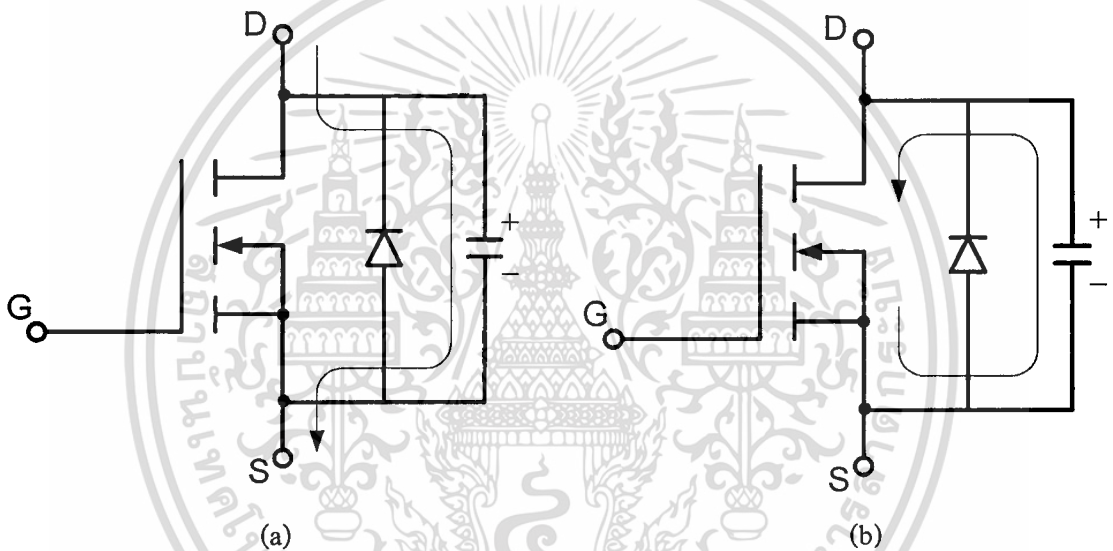
มอสเฟต (มอสเฟต: Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors) เป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้เป็นสวิตช์ที่ความถี่สูงในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เนื่องจากมีความเร็วในการตัดต่อที่สูง สัญลักษณ์ของ มอสเฟต มีลักษณะดังในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 สัญลักษณ์มอสเฟตแบบ n-channel (a.) สัญลักษณ์ โดยทั่วไป (b.) ลักษณะตัวเก็บประจุแฝงที่คร่อมระหว่างขาต่างๆของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่งานทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังมักนำมาใช้เป็นสวิตช์ ลักษณะการทำงานจะเป็นการใช้แรงดันที่คร่อมระหว่างขา gate กับขา source ( $V_{gs}$ ) ควบคุมกระแส drain ( $i_d$ ) ลักษณะโครงสร้างภายในมอสเฟต โดยทั่วไปจะมีตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitance) คร่อมอยู่ระหว่างขาต่างๆคือ  $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  ซึ่งโดยปกติจะมีค่าไม่เกิน 1000pF และจะมีไดโอดความเร็วสูง (Fast Recovery Diode) คร่อมอยู่ระหว่างขา Drain และขา Source ในลักษณะกลับทิศกับมอสเฟต เมื่อมอสเฟต Turn on จะมีค่าความต้านทานระหว่าง Drain-Source ( $R_{ds}$ ) ต่ำมากโดยปกติจะไม่เกิน 1 โอห์ม ซึ่งเมื่อนำมอสเฟตมาใช้งานจะทำให้มอสเฟต Turn On และ Turn Off ทำให้ตัวเก็บประจุแฝงเหล่านี้มีการ Charge แยกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

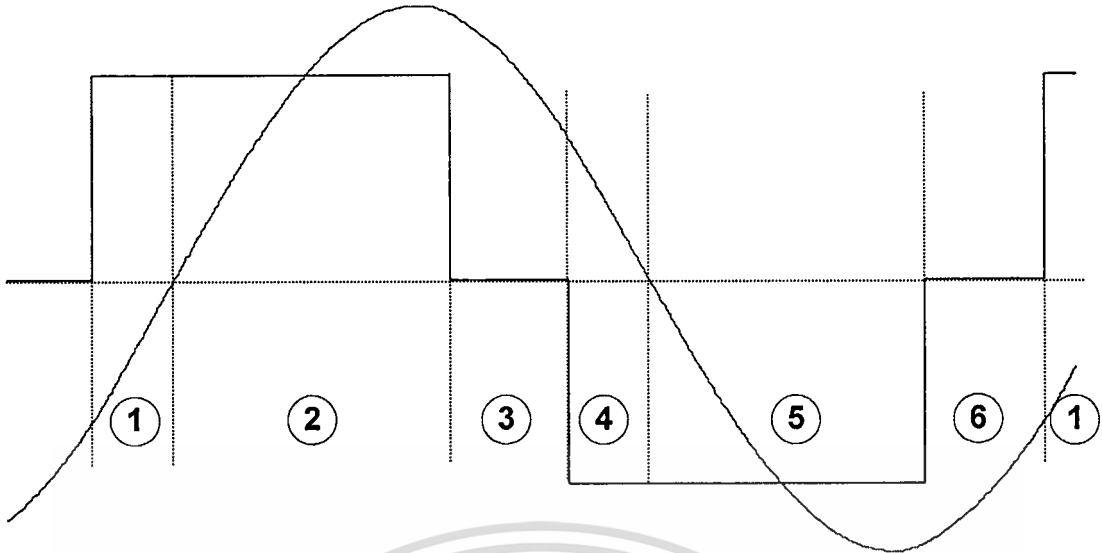
และ Discharge ประจุแต่เนื่องจากค่าความจุมีน้อยมากทำให้ช่วงเวลารการ Charge และ Discharge ที่เกิดขึ้นนี้สั้นมาก(ปกติจะน้อยกว่า 200 nS) ดังนั้นช่วงเวลานี้จึงมีผลกระทบต่อวงจรอินเวอร์เตอร์มาก เฉพาะที่ความถี่สูงเท่านั้น โดยลักษณะการ Charge และ Discharge ของตัวเก็บประจุแผ่นนี้ โดยทั่วไป(กรณีที่ไม่มีการควบคุมให้ทำงานในสภาวะ ZVS) นั้นอธิบายได้ในรูปที่ 5.2 (a)และ(b) ในรูป 5.2(a) กระแสไหลตจากวงจรเรโซแนนท์จากภายนอกจะทำการ Charge ประจุให้ตัวเก็บประจุแผ่นในขณะที่ยมอสเฟต อยู่ในสภาวะ off ซึ่งจะทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแผ่นดังกล่าวสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง และในรูป 5.2b เมื่อยมอสเฟต อยู่ในสภาวะ turn on ประจุซึ่งเก็บสะสมอยู่ในตัวเก็บประจุแผ่นก่อนหน้านี้ จะ Discharge ผ่านมอสเฟต ซึ่งจะเกิดกระแสสูงไหลผ่าน มอสเฟต เนื่องจากค่า  $R_{DS}$  ภายในมอสเฟต มีค่าน้อยมากจากที่กล่าวมาแล้วซึ่งอาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้ในที่สุด



รูปที่ 5.2 ลักษณะการเก็บและคายประจุที่สะสมอยู่ใน  $C_{OSS}$  ผ่านตัวมอสเฟต (a) ตัวเก็บประจุ  $C_{OSS}$  จะเก็บประจุขณะมอสเฟต เริ่ม turn off ด้วยกระแสจากวงจรภายนอกจากวงจรเรโซแนนท์ (b) ประจุที่เก็บสะสมไว้จะ Discharge ผ่าน มอสเฟต ในขณะที่เริ่ม turn on

### 5.2.2 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสและทำงานแบบZVSด้วยการปรับความถี่

หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟสและทำงานที่สภาวะZVSโดยการปรับความถี่นั้น ก่อนอื่นสำหรับกรณีอุดมคติซึ่งยังไม่พิจารณาถึงผลของตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตซึ่งเป็นลักษณะการทำงานในทางปฏิบัติและในกรณีของการใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ทั้ง 4 ตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสนั้นจะมีโหมคการทำงานทั้งสิ้นอยู่ 6 โหมคใน 1 ไซเคิลดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 คลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตกรณีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสในทางอุดมคติ

จากลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตนั้นแรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นขั้นบันไดส่วนกระแสจะเป็นลักษณะของคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลมาจากพฤติกรรมของวงจรซีรืเรโซแนนท์ ลักษณะโหมดการทำงานต่างๆ ได้แสดงในรูปที่ 5.3 และวงจรในแต่ละโหมดได้แสดงในรูปที่ 5.4 ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการทำงานของโหมดการทำงานทั้ง 6 โหมดในลักษณะการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

โหมด 1 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$

โหมด 2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต  $S_1$  และ  $S_4$

โหมด 3 กระแสไหลล้นเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต  $S_1$  และไดโอด  $D_3$

โหมด 4 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$

โหมด 5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต  $S_2$  และ  $S_3$

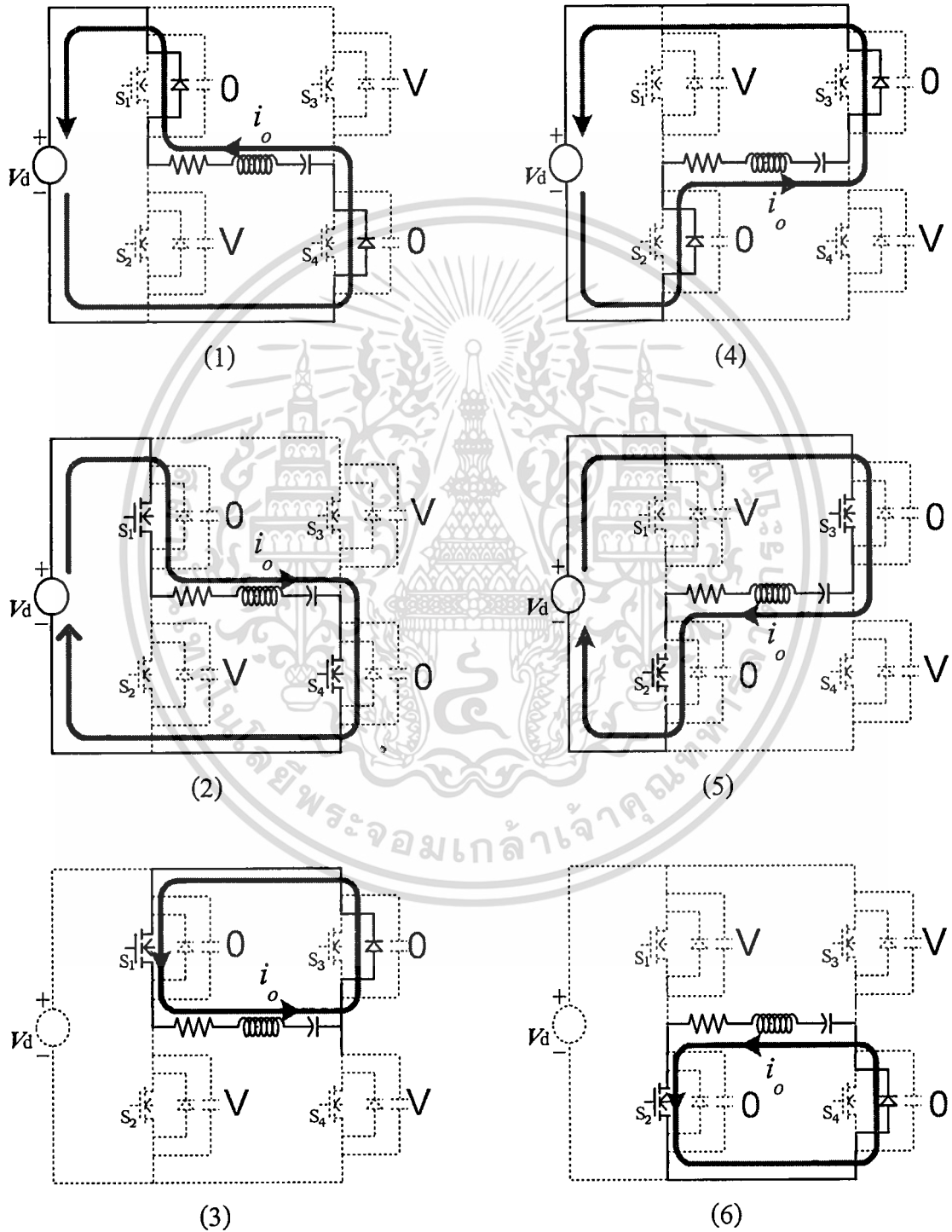
โหมด 6 กระแสไหลล้นเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต  $S_2$  และไดโอด  $D_4$

เมื่อพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรทั้ง 6 ในรูปที่ 5.4 ควบคู่กับโหมดการทำงานทั้ง 6 ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.3 จะพบว่ามึปัญหาเกี่ยวกับการถ่ายเทพะจุหรือการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันจาก 0 เป็น  $V$  หรือจาก  $V$  เป็น 0 ระหว่าง  $C_{oss}$  ของมอสเฟตตัวบนและตัวล่างที่อยู่ในกิ่งเดียวกันของวงจร Full-bridge ทั้งกิ่งซ้ายและกิ่งขวาซึ่งมีทั้งสิ้น 4 ตำแหน่งคือ

- (1) ที่กิ่งขาตรงรอยต่อระหว่างโหมด 2 และ 3
- (2) ที่กิ่งซ้ายตรงรอยต่อระหว่างโหมด 3 และ 4
- (3) ที่กิ่งขาตรงรอยต่อระหว่างโหมด 5 และ 6
- (4) ที่กิ่งซ้ายตรงรอยต่อระหว่างโหมด 6 และ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในบริเวณรอยต่อทั้ง 4 นี้ จะต้องมีโหมดการทำงานของวงจรเพิ่มเติมจากเดิมอีก 4 โหมดเพื่อทำหน้าที่ถ่ายโอนประจุหรือปรับเปลี่ยนระดับแรงดันจาก 0 ให้เป็น  $V$  และจาก  $V$  ให้เป็น 0 ภายในระยะเวลาสั้น โดยให้การถ่ายเทประจุหรือการเพิ่มลดระดับแรงดันเสร็จสิ้นก่อนที่จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานในบริเวณดังกล่าวเกิดขึ้น

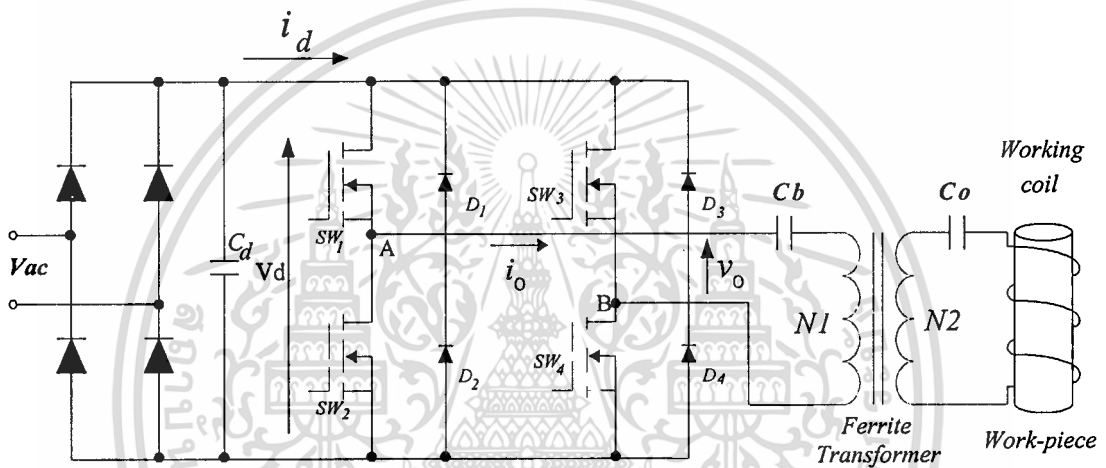


รูปที่ 5.4 โหมดการทำงานทั้ง 6 ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง 1 ไซเคิลในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 หลักการทำงานของวงจร INVERTER กรณี ZVS และ NON-ZVS

ขณะมีการปรับมุมเลื่อนเฟส จากวงจรรูปที่ 5.5 ซึ่งเป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมี dc input voltage คงที่ซึ่งแปลงมาจากแรงดัน ac 220 V<sub>RMS</sub> ผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์เพื่อจ่ายโหลด เครื่องให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ ที่ความถี่สูงในย่าน 70 - 78 kHz โดยใช้ มอสเฟต  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  ซึ่งมี freewheeling diode  $D_1, D_2, D_3$  และ  $D_4$  ต่อขนานกันตามลำดับ ภายใน มอสเฟต  $C_1, C_2, C_3$  และ  $C_4$  ทำหน้าที่จำลองค่า Parasitic Capacitance ซึ่งมีค่าตัวละ 2700 pF (รวมค่า Drain-Source Parasitic Capacitance ภายใน มอสเฟต ขณะ Gate Source Short Circuit :  $C_{oss} = 500$  pF แล้ว) โหลด ทางด้าน



รูปที่ 5.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ในการทดลอง

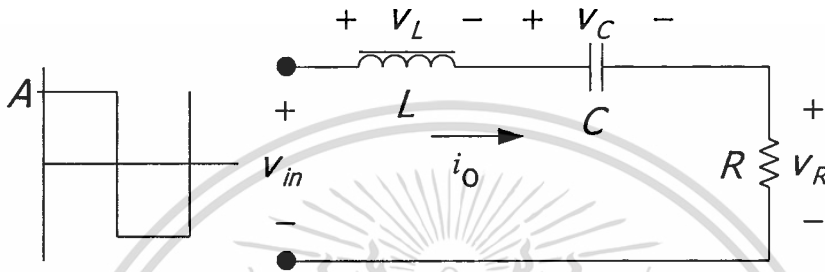
เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาที่ด้าน primary ของหม้อแปลง ferrite สามารถเขียนวงจรสมมูลได้เป็น R, L, C เรโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ กรณีมีการ เลื่อนเฟส ของ คู่สัญญา Switch  $SW_3, SW_4$  ให้เหลื่อมซ้อนทับสัญญาของ Switch  $SW_1, SW_2$  เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์  $V_{AB}$  สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้นั้น สามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจร ออกเป็น 2 ลักษณะ กล่าวคือ 1. กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไขของ ZVS และ 2. กรณีวงจรทำงาน ภายใต้เงื่อนไขของ NON-ZVS

#### 5.3.1 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีนี้สามารถเขียนอธิบายได้ดังรูปที่ 5.7 ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุต  $V_{AB}$  ด้วยการ การเลื่อนเฟส ของสัญญาขับ gate ของ Switch  $SW_3, SW_4$  ให้เหลื่อมซ้อนทับสัญญาขับของ Switch  $SW_1, SW_2$  ที่มุม การเลื่อนเฟส ต่างๆ เช่น  $30^\circ, 45^\circ$  และ  $60^\circ$  นั้น สามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรออกเป็น 10 โหมดคือ  $1_A, 1_B, 2, 3, 4, 1'_A, 1'_B, 2', 3'$ ,  $4'$  ภายใน 1 cycle ของคลื่นแรงดันหรือกระแส เอาต์พุตของ อินเวอร์เตอร์โดยที่จำนวน 5 โหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลัง  $(1'_A, 1'_B, 2', 3', 4')$  จะมีลักษณะการทำงานเหมือน 5 โหมดแรก  $(1_A, 1_B, 2, 3, 4)$  ซึ่งสมการในโหมดต่างๆสามารถแบ่งกลุ่มโหมดการทำงานที่มีความคล้ายคลึงกันออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ โหมด  $1_A, 1_B, 3$  คล้ายกับโหมด  $1'_A, 1'_B, 3'$  โดยมีความแตกต่างกันที่แหล่งจ่าย  $v_d$  กล่าวคือ โหมด  $1_A, 1_B, 3$  จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ  $+v_d, +v_d$  และ 0 ตามลำดับ ขณะที่โหมด  $1'_A, 1'_B, 3'$  จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ  $-v_d, -v_d$  และ 0 ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดัน และกระแสในโหมดการทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะดังนี้



รูปที่ 5.6 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์โหมดการทำงานในโหมดปกติ ทั้ง 6 โหมดแบบอุดมคติ

สมการสำหรับกลุ่มของโหมดการทำงานที่  $1_A, 1_B, 3$  และกลุ่มของโหมดการทำงานที่คล้ายกันสามารถหาได้ดังนี้

$$V_L + V_C + V_R = V_d \quad (5.1)$$

$$L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o dt + i_o R = V_d \quad (5.2)$$

ซึ่งจากการแก้สมการ (5.2) จะได้สมการกระแส โหลด  $i_o$  ดังนี้

$$i_o = e^{-ct} \left[ \left( \frac{A - V - cLl}{dL} \right) \sin dt + l \cos dt \right] \quad (5.3)$$

โดยที่  $A = V_d$ ,  $c = \frac{R}{2L}$ ,  $d = \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$

$v$ : ค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C       $l$ : ค่าเริ่มต้นของกระแสผ่าน L

และ โหมด 2,4 คล้ายกับโหมด 2',4' โดยเพียงมีความแตกต่างกันที่แหล่งจ่าย  $v_d$  กล่าวคือ โหมด 2,4 จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ  $+v_d$  และ  $-v_d$  ตามลำดับ ขณะที่โหมด 2',4' จะได้รับแรงดันที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติเหเนาไปเซประะโยชนดานการค้ำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลด RLC เท่ากับ  $-v_d$  และ  $+v_d$  ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดันและกระแสในโหมดการทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะดังนี้

$$L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + \frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt + V + (i_1 + i_2)R + \frac{1}{C_4} \int i_1 dt + V_4 = V_d \quad (5.4)$$

ซึ่งจากการแก้สมการ (3) จะได้สมการกระแสโหลด  $i_o$  ดังนี้

$$i_o = \frac{e^{-at}}{b} \left[ (m_2 - am_1) \sin bt + bm_1 \cos bt \right] \quad (5.5)$$

$$v_o = v_{C_3}$$

$$v_{C_3} = \frac{1}{C_3(a^2 + b^2)} \left[ bX_1 e^{-at} (-a \cos bt + b \sin bt) + abX_1 + (X_2 - aX_1) e^{-at} (-a \sin bt - b \cos bt) + (X_2 - aX_1)b \right] + V_3 \quad (5.6)$$

$$v_{C_4} = \frac{1}{C_4(a^2 + b^2)} \left[ P_1 e^{-at} (-a \sin bt - b \cos bt) + P_1 b + P_2 e^{-at} (-a \cos bt + b \sin bt) + aP_2 \right] + V_4 \quad (5.7)$$

$$\text{เมื่อ } P_1 = (k_3 + k_1 a^2 - k_1 b^2 - k_2 a) + (m_2 - am_1)$$

$$P_2 = (bk_2 - 2bak_1) + bm_1$$

$$k_1 = C_{oss} L \frac{(V_d - V_3 - V_4)}{2L}, k_2 = \frac{RC_{oss} (V_d - V_3 - V_4 - LI)}{2L}$$

$$k_3 = \frac{\left[ \left( \frac{C_{oss}}{C} + 1 \right) (V_d - V_3 - V_4) - (V_d - V - V_1) \right]}{2L}$$

$$X_1 = (k_2 - 2ak_1) / b,$$

$$X_2 = \left[ k_3 - k_1(a^2 + b^2) \right] / b$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

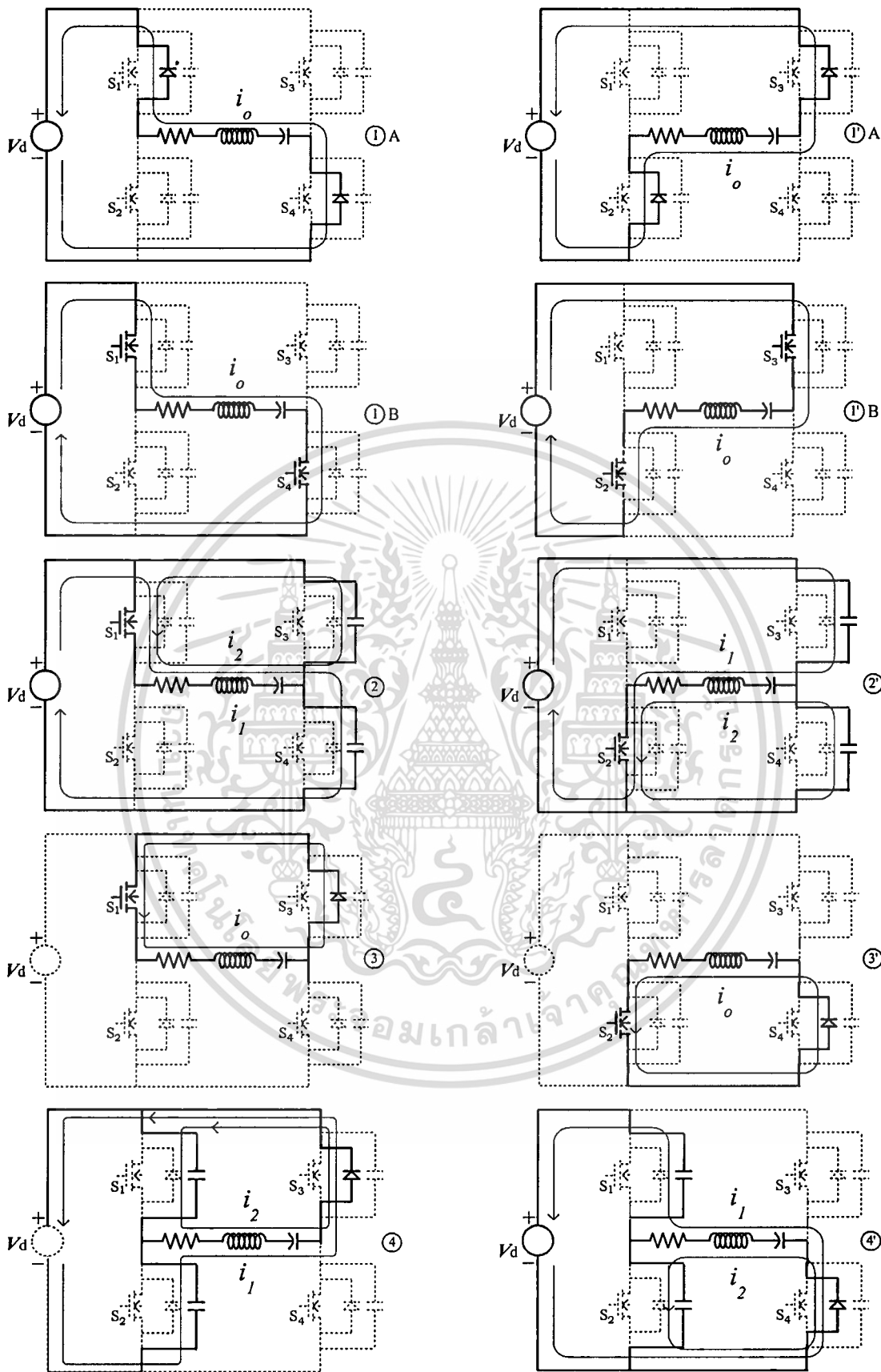
$$m_1 = I,$$

$$m_2 = \frac{V_d - 2V - V_3 + V_4}{2L}$$

$V_3$  และ  $V_4$  : ค่าเริ่มต้นของ  $v_{C_3}$  และ  $v_{C_4}$  ตามลำดับ

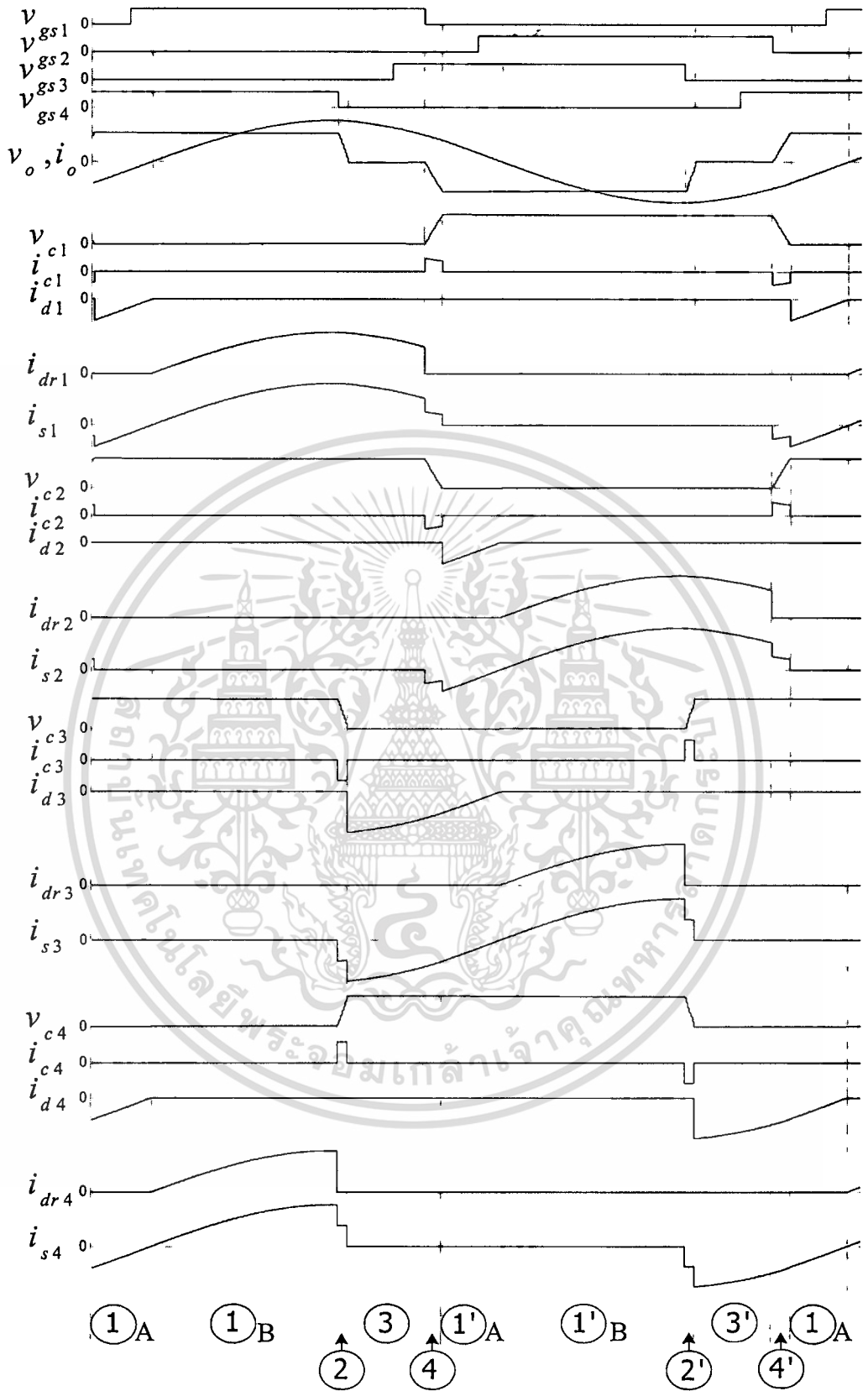
$$C_3 = C_4 = C_{oss}, a = \frac{R}{2L}, b = \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \left(\frac{1}{LC} + \frac{1}{2LC_{oss}}\right)}$$

เมื่อนำสมการที่ได้ทั้ง 10 โหมคมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส เอาท์พุท  $v_o, i_o$  ตามลำดับ ในสถานะ Transient ด้วยจำนวนคลื่นหลายไซเคิล ดังแสดงในรูปที่ 5.9a และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้ง จึงได้นำคลื่นทฤษฎีที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับคลื่นจากการ Simulate ด้วย Pspice ดังรูปที่ 5.9b จะเห็นว่ามิลักษณะที่คล้ายคลึงกันมากจากนั้นเมื่อนำสมการที่ได้ในโหมคต่างๆ ทั้ง 10 โหมค มา Simulate ในทำนองเดียวกันอีกครั้งด้วย Matlab ที่สถานะ steady state จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส เอาท์พุท  $v_o, i_o$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.10a และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงนำคลื่นทฤษฎีที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับการทดลองวัดจริงดังรูปที่ 5.10b จะเห็นว่ามิลักษณะคล้ายคลึงกันมากเช่นกัน



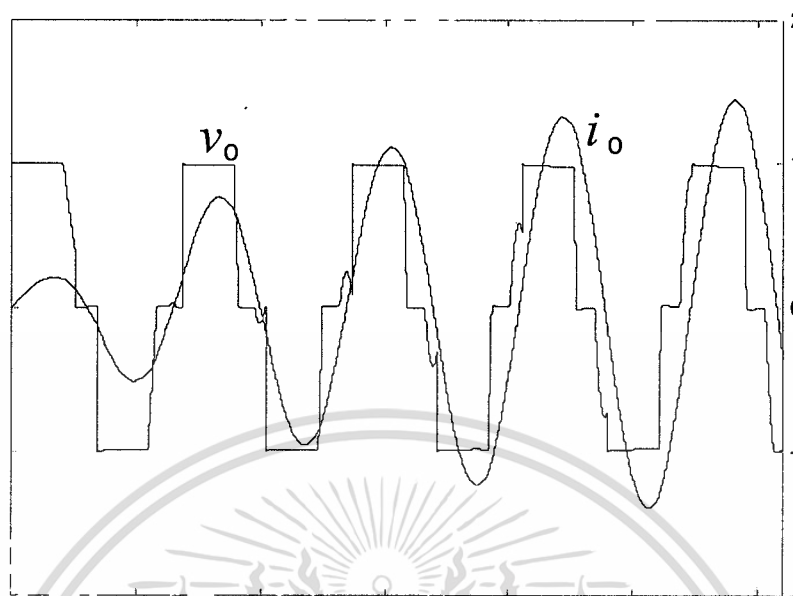
รูปที่ 5.7 โหมดการทำงานต่างๆกรณี ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

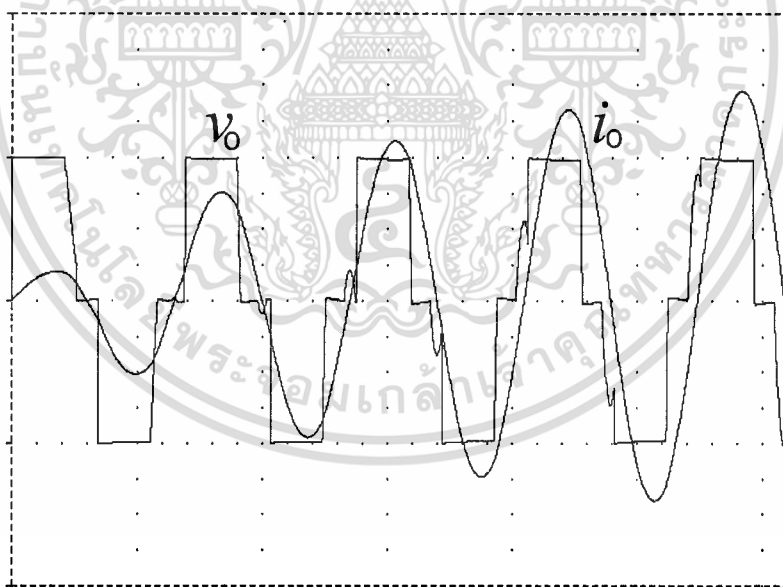


รูปที่ 5.8 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมตต่างๆในรูปที่ 5.7 กรณี ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



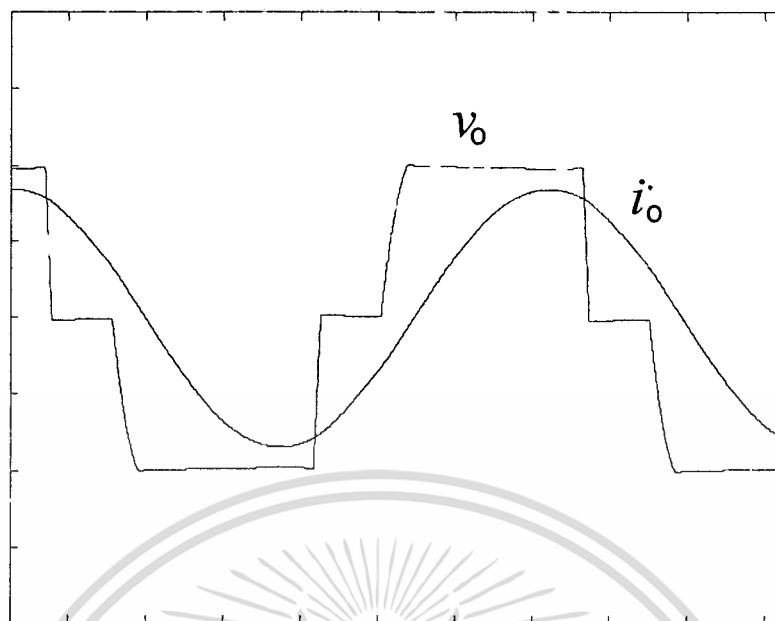
(a) Matlab



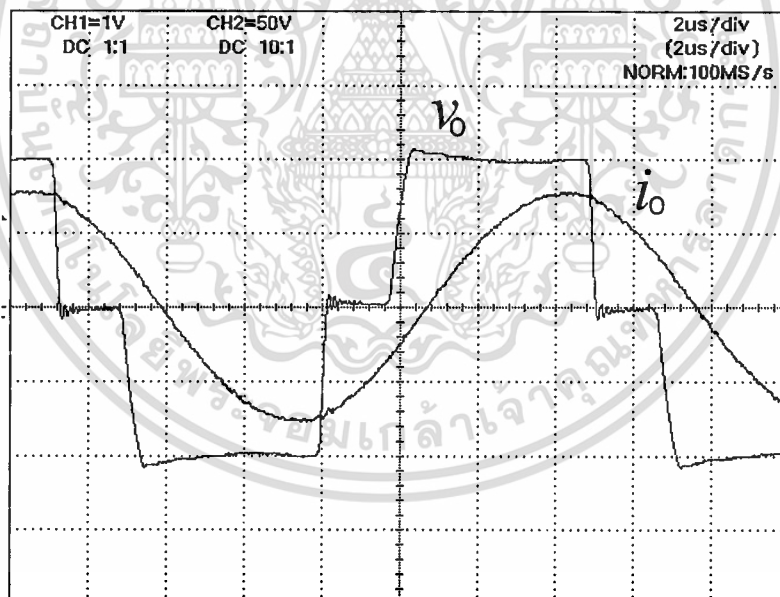
(b) Pspice

**รูปที่ 5.9** คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการ Simulate ที่สภาวะ transient กรณี ZVS ;  $v_o = 50$   
 Volt / Div ,  $i_o = 2$  Amp/Div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a.) Simulation ด้วยโปรแกรมบนMatlab



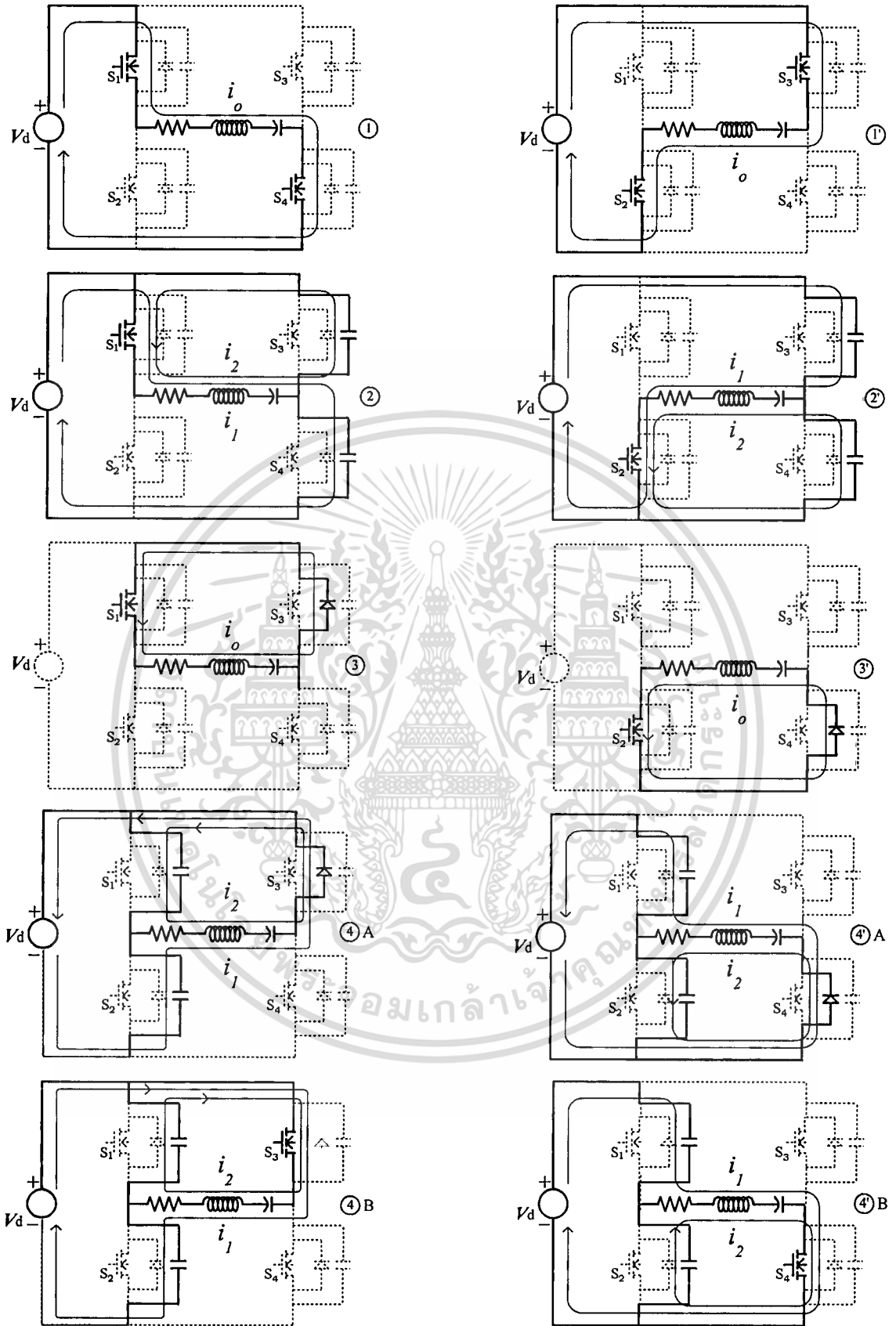
(b) ผลที่ได้จากการทดสอบจริง

รูปที่ 5.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ steady กรณี ZVS ;  $v_o = 50 \text{ Volt / Div}$  ,  $i_o = 2 \text{ Amp/Div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

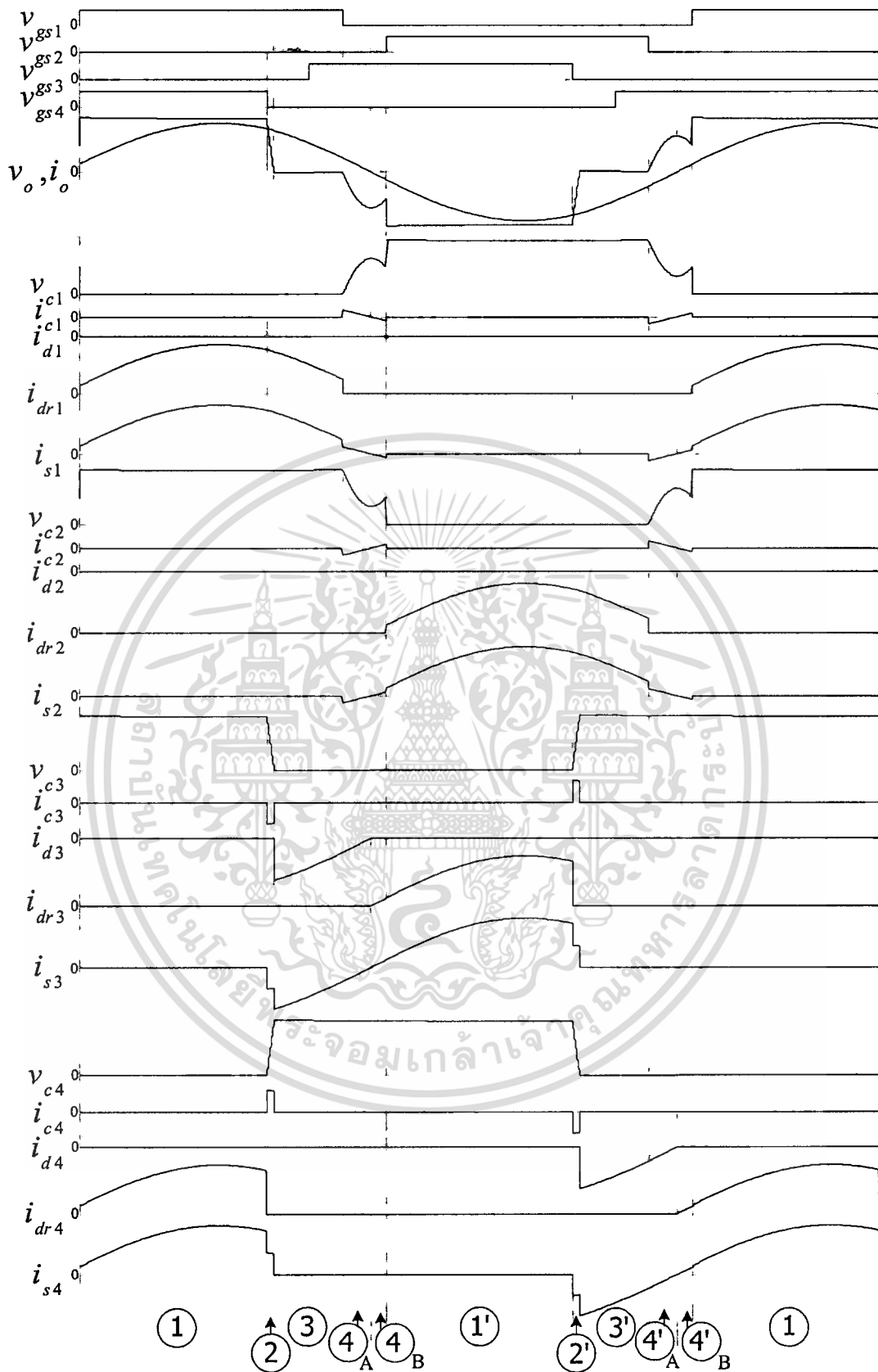
### 5.3.2 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข NON-ZVS

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีนี้สามารถอธิบายได้โดยรูปที่ 5.11 ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุต  $V_{AB}$  ด้วยการเลื่อนเฟส ของสัญญาณขับ gate ของ Switch  $SW_3$ ,  $SW_4$  ให้เลื่อนซ้อนทับสัญญาณขับของ Switch  $SW_1$ ,  $SW_2$  ที่มีมุมเลื่อนเฟส ต่างๆ เช่น  $30^\circ$   $45^\circ$  และ  $60^\circ$  นั้นสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรออกเป็น 10 โหมด คือ 1, 2, 3, 4, 4<sub>A</sub>, 4<sub>B</sub>, 1', 2', 3', 4', 4'<sub>A</sub>, 4'<sub>B</sub> ภายใน 1 ไซเคิลของคลื่นแรงดันหรือกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยที่จำนวน 5 โหมดหลัง (1', 2', 3', 4', 4'<sub>A</sub>, 4'<sub>B</sub>) จะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับ 5 โหมดแรก (1, 2, 3, 4, 4<sub>A</sub>, 4<sub>B</sub>) และ โหมด 2, 4, 4<sub>A</sub>, 4<sub>B</sub> คล้ายกับ โหมด 2', 4', 4'<sub>B</sub> โดยเพียงมีความแตกต่างกันที่แหล่งจ่าย  $v_d$  กล่าวคือ โหมด 2, 4, 4<sub>A</sub>, 4<sub>B</sub> จะได้รับแรงดันที่โหลด RLC เท่ากับ  $+v_d$ ,  $-v_d$  และ  $-v_d$  ตามลำดับ ขณะที่ โหมด 2', 4', 4'<sub>B</sub> จะได้รับแรงดันที่โหลด RLC เท่ากับ  $-v_d$ ,  $+v_d$  และ  $+v_d$  ตามลำดับ สมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดันและกระแสในโหมด การทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะเช่นเดียวกับกรณี ZVS แต่เรียงลำดับโหมดแตกต่างกันเท่านั้น กล่าวคือ โหมด 1, 3 และโหมดที่คล้ายกันจะใช้สมการชุดเดียวกับสมการในโหมด 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 3 ของกรณี ZVS ส่วนในโหมด 2, 4, 4<sub>A</sub>, 4<sub>B</sub> และโหมดที่คล้ายกันจะใช้สมการชุดเดียวกับโหมด 2, 4 ของกรณี ZVS เมื่อนำสมการที่ได้ในโหมดต่างๆ ทั้ง 10 โหมดมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในสภาวะ steady state ดังรูปที่ 5.12 และในทำนองเดียวกัน เมื่อนำสมการที่ได้ในโหมดต่างๆ ทั้ง 10 โหมดมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $v_o$ ,  $i_o$  ตามลำดับ ในสภาวะ Transient ด้วยจำนวนคลื่นหลายไซเคิลดังแสดงในรูปที่ 5.13a และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงได้นำคลื่นทฤษฎีที่ได้จากการ Simulate ด้วย Matlab นี้ไปเทียบกับคลื่นที่ได้จากการ Simulate ด้วย Pspice ดังรูปที่ 5.14b จะเห็นว่า มีลักษณะที่คล้ายคลึงกันมาก จากนั้นเมื่อนำสมการที่ได้ใน โหมด ต่างๆ ทั้ง 10 โหมด มา Simulate อีกครั้ง ในทำนองเดียวกัน ด้วย Matlab ที่สภาวะ steady state จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส เอาต์พุต  $v_o$ ,  $i_o$  ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 5.14a และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงได้นำคลื่น ทฤษฎี ที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับผลการทดลองวัดจริงดังแสดงในรูปที่ 5.14b จะเห็นว่า มีลักษณะคล้ายคลึงกันมาก



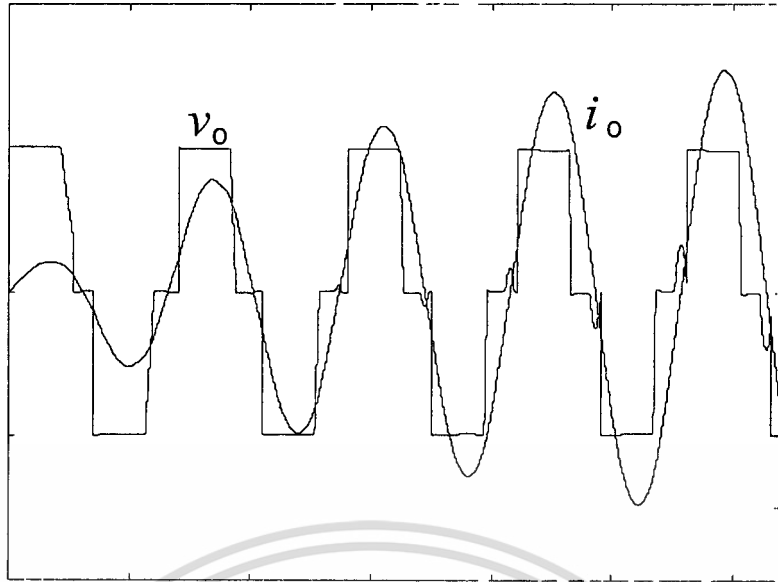
รูปที่ 5.11 โหมดการทำงานต่างๆกรณี NON-ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

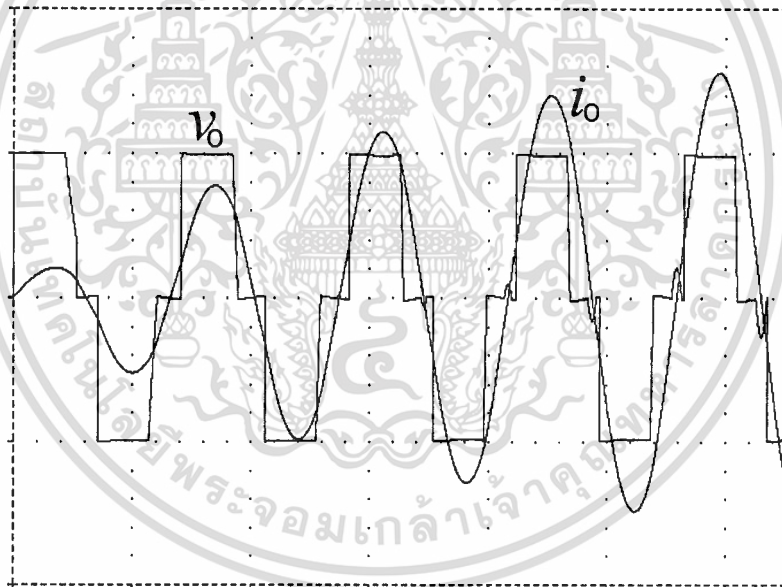


รูปที่ 5.12 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมบคต่างๆในรูปที่ 5.11 กรณี NON-ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



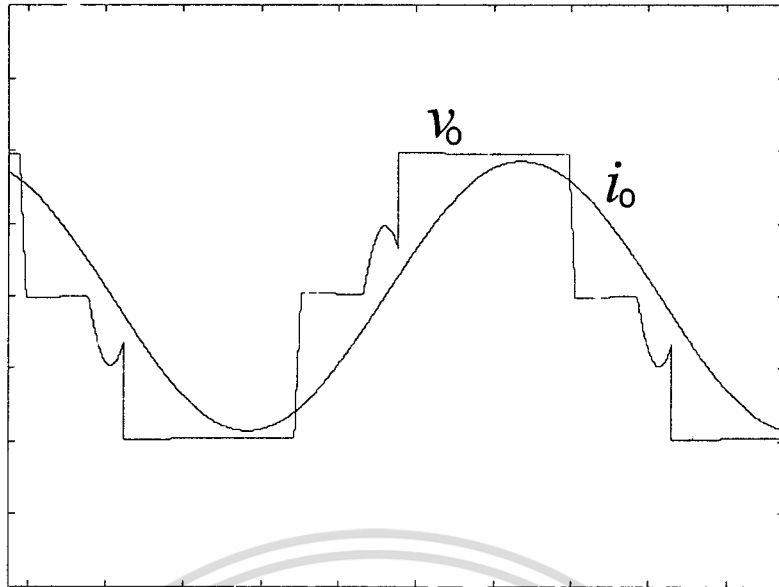
(a) Matlab



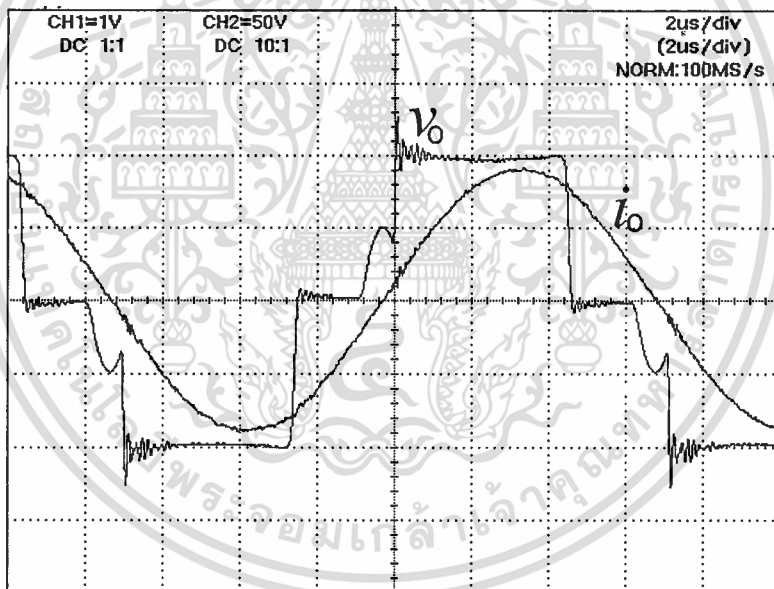
(b) Pspice

รูปที่ 5.13 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ transient กรณี NON-ZVS ;  $v_o = 50 \text{ Volt / Div}$  ,  
 $i_o = 2 \text{ Amp/Div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Matlab



(b) Experimental

รูปที่ 5.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ steady กรณี NON-ZVS ;  $v_o = 50 \text{ Volt / Div}$  ,  
 $i_o = 2 \text{ Amp/Div}$

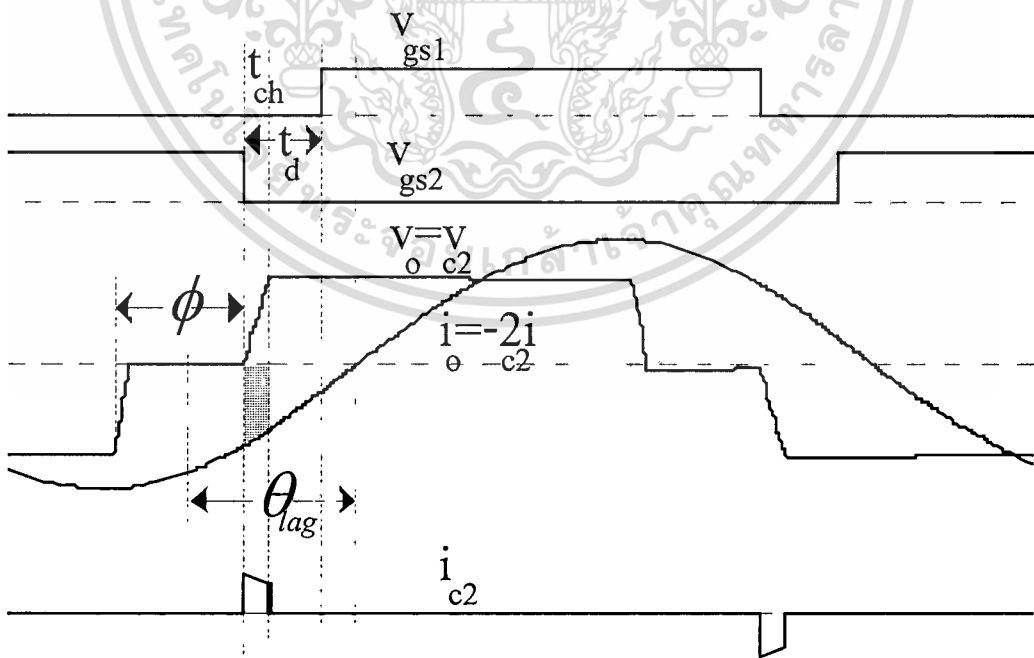
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 เงื่อนไขการเกิด ZVS และ NON-ZVS

สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่จ่ายโหลดให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำในวิทยานิพนธ์นี้ การปรับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการปรับความถี่และมุมการเลื่อนเฟส ไปพร้อมๆกันนั้น ความถี่ ( $f$ ) และมุม เลื่อนเฟส ( $\phi$ ) จะต้องมีความสัมพันธ์ที่ถูกต้องกับมุมเฟส  $\theta_{lag}$ , Dead Time ( $t_d$ ) และ Charging Time ( $t_{ch}$ ) เพื่อให้เกิดการ ทำงานของวงจรในลักษณะ Zero Voltage Switching (ZVS) มิเช่นนั้นแล้วการทำงานของวงจรจะอยู่ในสถานะอื่นที่ไม่ใช่ ZVS แต่จะเป็นสถานะ NON-Zero Voltage Switching (NON-ZVS) การทำงานของวงจรทั้ง 2 สถานะนี้สามารถเขียนแสดงให้เห็น เงื่อนไขการเกิดได้ โดยอาศัยความเข้าใจในเรื่องโหมคการทำงานต่างๆของวงจร และลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสของโหมคต่างๆที่ได้ในโหมค นั้นๆดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 5.3.1 และ 5.3.2 ดังนี้

### 5.4.1 เงื่อนไขการเกิด ZVS

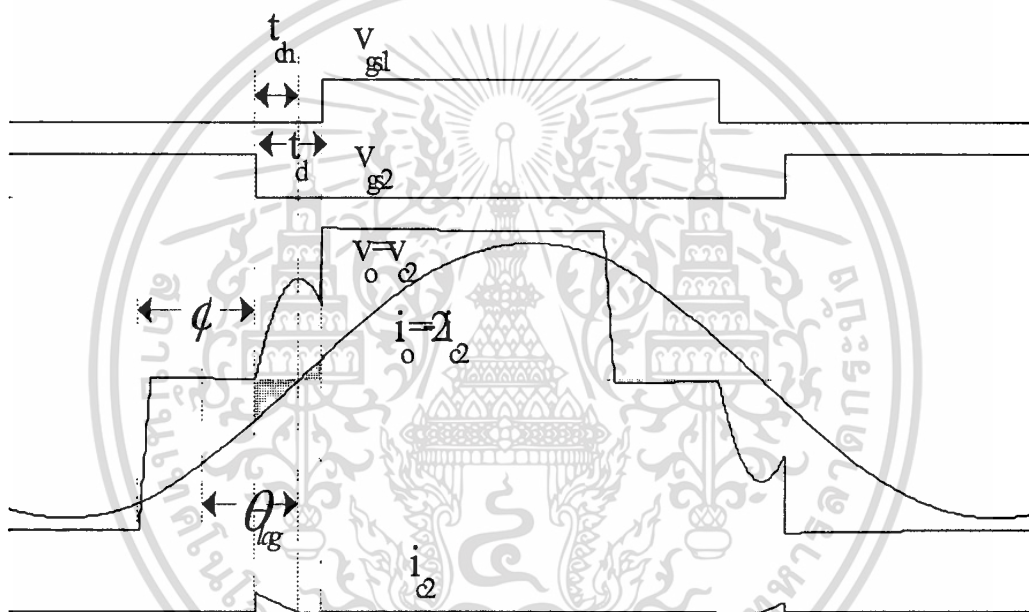
คลื่น  $v_{gs1}, v_{gs2}, v_o, i_o$  และ  $i_{c2}$  เฉพาะในโหมค 3, 4, 1<sub>A</sub> ของรูปที่ 5.8 เมื่อนำมาขยายและเขียนแสดงใหม่จะได้ดังรูปที่ 5.15 ซึ่งจะเห็นว่าการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะอยู่ในสถานะของ ZVS เนื่องจาก  $i_{c2}$  ซึ่งเท่ากับ  $-i_o/2$  สามารถ charge C2 ให้เต็มพอดีเท่าระดับแหล่งจ่าย  $v_d$  ก่อนที่สัญญาณ  $v_{gs1}$  ซึ่งขอบขาขึ้นของสัญญาณถูกควบคุมด้วย Dead Time :  $t_d$  เริ่มมานอกจากนั้นขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_{gs1}$  ยังมาในช่วงระหว่างตำแหน่ง C2 เริ่ม charge เต็มกับตำแหน่งที่กระแสโหลด  $i_o$  เริ่มเปลี่ยนทิศจากลบเป็นบวก [3]



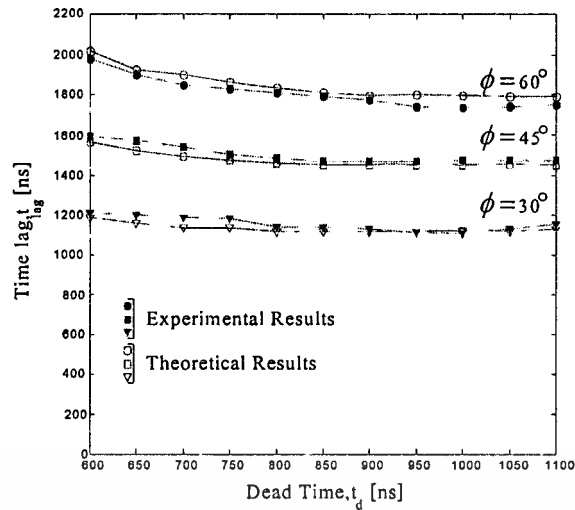
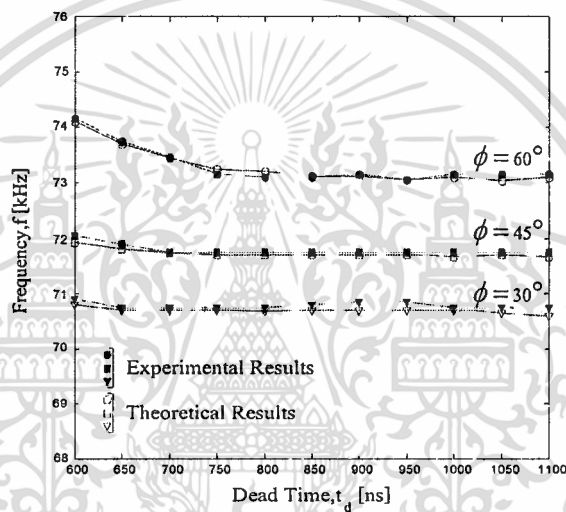
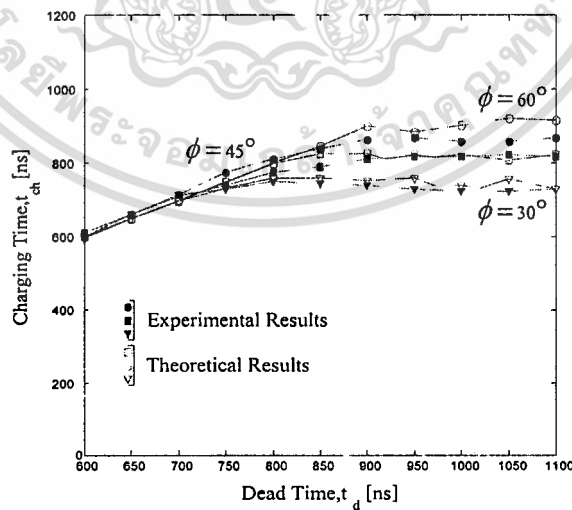
รูปที่ 5.15 เงื่อนไขการ Charge ประจุสำหรับตัวเก็บประจุแฝง กรณี ZVS

### 5.4.2 เงื่อนไขการเกิด NON-ZVS

คลื่น  $v_{gs1}, v_{gs2}, v_o, i_o$  และ  $i_{C2}$  เฉพาะในโหมด 3', 4', 4'', 1 ของรูปที่ 5.12 เมื่อนำมาขยายและเขียนใหม่จะได้ดังรูปที่ 5.16 ซึ่งจะเห็นว่าการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะอยู่ในสถานะของ NON-ZVS เนื่องจาก  $i_{C2}$  ซึ่งเท่ากับ  $-I_o/2$  charge C2 ยังไม่เต็มแต่กลับทิศจากลบเป็นบวกเสียก่อน ทำให้ประจุที่ charge ไว้ก่อนหน้านี้ discharge ออกบางส่วน เมื่อสัญญาณเกต  $v_{gs1}$  ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ ซึ่งถูกควบคุมด้วย Dead Time:  $t_d$  เริ่มมา ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_{gs1}$  จะทำให้ SW มอสเฟต ON และ ด้วงจร C2 อย่างรวดเร็ว ทำให้มอสเฟตอาจได้รับความเสียหายได้



รูปที่ 5.16 เงื่อนไขการ Charge ประจุสำหรับตัวเก็บประจุแฝง กรณี NON-ZVS

(a) Time Lag,  $t_{lag}$  vs. Dead Time,  $t_d$ (b) Frequency,  $f$  vs. Dead Time,  $t_d$ (c) Charging Time,  $t_{ch}$  vs. Dead Time,  $t_d$ 

รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆที่มุมเลื่อนเฟส  $\phi = 30^\circ$ ,  $45^\circ$  และ  $60^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.5 ผลการทดลองและคำนวณเปรียบเทียบค่าตัวแปรต่างๆ

ความสัมพันธ์ที่เหมาะสมสำหรับค่าตัวแปรต่างๆในกรณีของการเกิด Zero Voltage Switching หรือ ZVS ในขณะที่มีการปรับระดับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยการปรับความถี่ของ Switch (f) และมุมเลื่อนเฟส ( $\phi$ ) ก่อนอื่นจำเป็นต้องเข้าใจหลักการและเงื่อนไขการเกิด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 5.4 โดยสรุปการเกิด ZVS จะขึ้นกับความสัมพันธ์ของค่าตัวแปรต่างๆทั้ง 5 คือ ความถี่สวิตช์ (f) มุมเลื่อนเฟส ( $\phi$ ) มุมเฟส lag ( $\theta_{lag}$ ) ช่วง Dead Time( $t_d$ ) และช่วง Charging Time ( $t_{ch}$ ) ซึ่งลักษณะความสัมพันธ์ที่แท้จริงของค่าตัวแปรเหล่านี้ สามารถแสดงให้เห็นจริงได้ทั้งในทางปฏิบัติโดยการทดลอง และโดยหลักการทางทฤษฎีซึ่งสามารถคำนวณได้โดยอาศัยหลักการซึ่งได้กล่าวไว้แล้วใน หัวข้อ 5.3.1 ผลจากการทดลอง และการคำนวณเหล่านี้สามารถนำมาแสดงเปรียบเทียบเพื่อยืนยันหลักการต่างๆได้ดังรูปที่ 5.17 (a) , (b) และ (c) ดังนี้ :

รูปที่ 5.17(a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Time lag ( $t_{lag}$ ) กับ Dead Time( $t_d$ )

รูปที่ 5.17(b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่ (f) กับ Dead Time( $t_d$ )

รูปที่ 5.17(c) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Charging Time( $t_{ch}$ )กับ Dead Time ( $t_d$ ) โดยที่ความสัมพันธ์เหล่านี้ได้จากการคำนวณและการทดลองที่มุมการเลื่อนเฟส  $30^\circ$   $45^\circ$   $60^\circ$  โดยจะเห็นว่าได้ผลการทดลองใกล้เคียงกับค่าคำนวณทางทฤษฎี จากเส้นกราฟที่ได้ในรูป 5.17 จะพบว่าที่มุมเลื่อนเฟสคงที่ค่าหนึ่งๆเมื่อปรับ Dead time ( $t_d$ ) ให้มีค่าลดลงจะต้องเพิ่มความถี่สวิตช์ให้สูงขึ้น เพื่อให้กระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ Lag มากขึ้นซึ่งจะได้กระแสที่ทำหน้าที่ Discharge ประจุออกจาก  $C_{oss}$  ของมอสเฟตมีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้  $C_{oss}$  สามารถ Discharge ประจุได้เร็วขึ้นเพื่อให้วงจรสามารถทำงานในลักษณะ ZVS อยู่เสมอ

## บทที่ 6

### สรุป

จากการศึกษาวิจัยทั้งในเชิงทฤษฎีและปฏิบัติเกี่ยวกับเครื่องให้ความร้อนซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงที่มีการปรับเลือนมุมเฟสและการปรับเปลี่ยนความถี่เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ Zero voltage Switching (ZVS) เสมอนั้น สามารถสรุปประเด็นสำคัญๆ ได้ดังนี้:

1. ในการคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูล  $R_{eq}$  และ ความเหนี่ยวนำสมมูล  $L_{eq}$  นั้นสามารถพิจารณาได้จากคลื่นมูลฐาน(Fundamental) ของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งพบว่าที่อุณหภูมิค่าๆหนึ่งของชิ้นงาน เมื่อปรับมุมเลือนเฟสมากขึ้นค่าความต้านทานสมมูลและค่าความเหนี่ยวนำสมมูลจะมีค่ามากขึ้น ในขณะที่เดียวกันจะต้องปรับให้ความถี่สวิตซิ่งมีค่ามากขึ้นตามมุมเลือนเฟสเพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ZVSเสมอ

2. จากผลการวิจัยในประเด็นของการถ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC ไปยังชุดโหลดซึ่งเป็นขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อส่งถ่ายความร้อน ให้กับชิ้นงานโดยผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นพบว่า เวลาที่ชิ้นงานต้องใช้เพื่อทำให้อุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงระดับที่กำหนดนั้นจะสั้นลงเมื่อจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นหรือกระแสโหลดที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้น ซึ่งทำได้โดยการปรับมุมเลือนเฟสระหว่างแรงดันและกระแสของเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าน้อยลง โดยที่อินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานที่สภาวะ ZVS เหมือนเดิม โดยการลดความถี่สวิตซิ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ต่ำลง

3 ในการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC ไปยังโหลดให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นที่มุมเลือนเฟส ต่ำสุดเท่ากับ 0 จะสามารถถ่ายเทกำลังไฟฟ้าได้มากที่สุดและปริมาณการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าจะลดลงเมื่อมุมเลือนเฟสเพิ่มขึ้นและที่มุมเลือนเฟสสูงสุดเท่ากับ 180 องศาการถ่ายเทกำลังไฟฟ้าจะไม่สามารถทำได้เลย

4.ในกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานในสภาวะ ZVS นั้นที่มุมเลือนเฟสคงที่ค่าใดค่าหนึ่งเมื่อปรับ Dead timeของสัญญาณขับเคลื่อนให้ต่ำลงจำเป็นต้องเพิ่มความถี่สวิตซิ่งให้สูงขึ้นเพื่อให้กระแสล้าหลังแรงดันเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์มากขึ้น ทั้งนี้เพื่อให้  $C_{oss}$  สามารถคายประจุออกด้วยปริมาณกระแสที่มากกว่าเดิมเพื่อให้การคายประจุหมดสิ้นก่อนที่จะมีการขับเคลื่อนด้วยสัญญาณเกิดครั้งใหม่ต่อไป

5. จากการทดสอบนำชิ้นงานผ่านขบวนการให้ความร้อนด้วยเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นพบว่าที่ระดับชั้นความลึกของชิ้นงานต่ำกว่า 2 mm.จะมีความแข็งของผิวในระดับใกล้เคียงกันเท่ากับ 50~55 HRC ไม่ว่าจะทำการ Heat ด้วยระยะเวลาที่ต่างกันไปตามในช่วงระหว่าง 2-10 นาทีแต่ในบริเวณชั้นความลึกมากกว่า 2 mm ลงไปความแข็งของเหล็กจะลดลงเป็นลำดับแต่ที่ระดับความลึกเดียวกันชิ้นงานที่ใช้เวลาHeatนานกว่าจะ มีความแข็งมากกว่า

## 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.] D.L. Lovelless "Solid State Power Supply for Modern Induction Metal Heat Treating" 17<sup>th</sup> ASM Heat Treating Society Conference Proceedings Including the 1<sup>st</sup> International Induction Heat Treating Symposium.
- [7.] โหม้ส ธรรมาธิฐาน และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ. " การพิจารณาเงื่อนไขการเกิดZVSในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ " การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 22-23 พฤศจิกายน 2544.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] 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.
- [2]. โหม้ส ธรรมาธิษฐาน และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ. “ การพิจารณาเงื่อนไขการเกิดZVSในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 22-23 พฤศจิกายน 2544.



## ภาคผนวก ข.

ตารางคุณสมบัติของชุดทดลองเครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำต้นแบบ ณ ตำแหน่งพิกัด

รายการทดสอบ	ผลการทดสอบ	หน่วย
Percent Dead time ( $t_d$ )	3.45	%
Max. Output Power ( $P_{out}$ )	2,587	Watt
Max. Input Power ( $P_{in}$ )	2,650	Watt
Rectifier-Inverter Efficiency( $\eta$ )	97.62	%
Static Drain to Source On Resistance ( $R_{ds(on)}$ )	0.27	Ohm ( $\Omega$ )
%Total Harmonic Distortion of Rectifier Input Current; THDi(R)	69.64	%
Input Rectifier Power Factor (PF)	0.6846	
Output Inverter Power Factor (PF)	0.957	
%Total Harmonics Distortion of Inverter Output Current: THDi(I)	4.1517	%
%Total Harmonics Distortion of Inverter Output Voltage: THDv (I)	33.13	%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1879  
UC2879  
UC3879

# Phase Shift Resonant Controller

## FEATURES

- Programmable Output Turn On Delay; Zero Delay Available
- Compatible with Voltage Mode or Current Mode Topologies
- Practical Operation at Switching Frequencies to 300kHz
- Four 100mA Totem Pole Outputs
- 10MHz Error Amplifier
- Pin Programmable Undervoltage Lockout
- Low Startup Current - 150µA
- Soft Start Control
- Outputs Active Low During UVLO

## DESCRIPTION

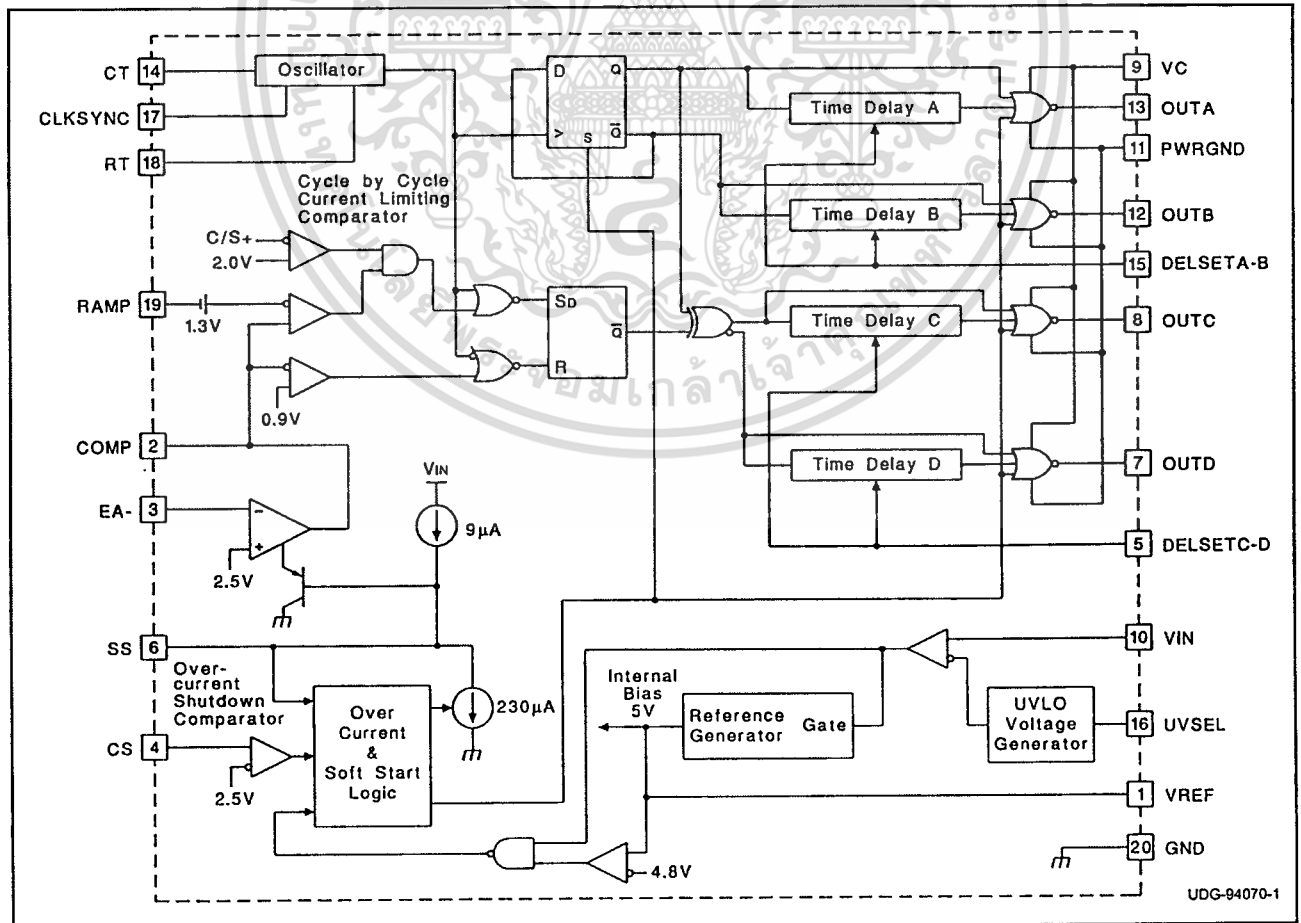
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control in either voltage mode or current mode operation, with overcurrent shutdown for fast fault protection.

Independently programmable time delays provide dead-time at the turn-on of each output stage, allowing time for each resonant switching interval.

With the oscillator capable of operating in excess of 600kHz, overall output switching frequencies to 300kHz are practical. In addition to the standard free running mode, with the CLKS SYNC pin, the user may configure the UC3879 to accept an external clock synchronization signal. Alternatively, up to three units can be locked together with the operational frequency determined by the fastest device.

Protective features include an undervoltage lockout and overcurrent protection. Additional features include a 10MHz error amplifier, a 5V precision reference, and soft start. The UC3879 is available in 20 pin N, J, DW, and Q and 28 pin L packages.

## BLOCK DIAGRAM



UC1879  
UC2879  
UC3879

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

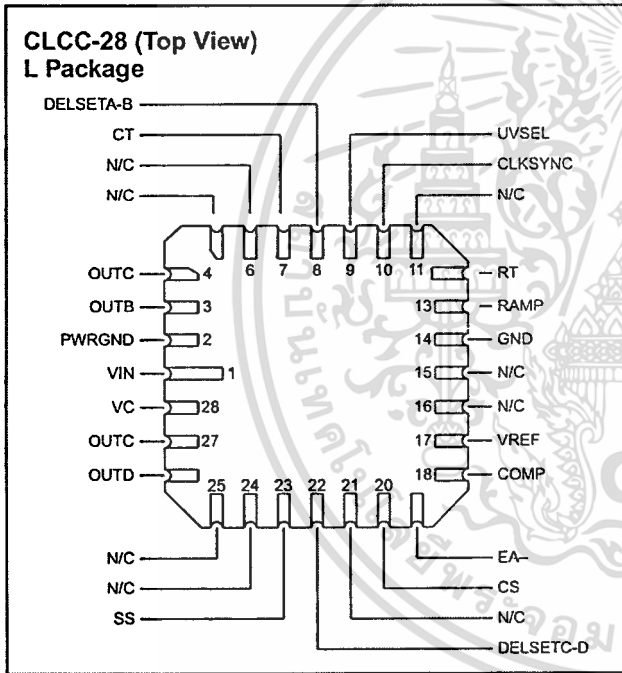
Supply Voltage (VC, VIN) ..... 20V  
Output Current, Source or Sink, DC ..... 20mA  
Analog I/Os  
(Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) ..... -0.3 to 5.3V  
(Pin 16) ..... -0.3V to VIN  
Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C  
Junction Temperature ..... -55°C to +150°C  
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) ..... +300°C

**Notes:** Pin references are to 20 pin DIL and SOIC packages. All voltages are with respect to ground unless otherwise stated. Currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

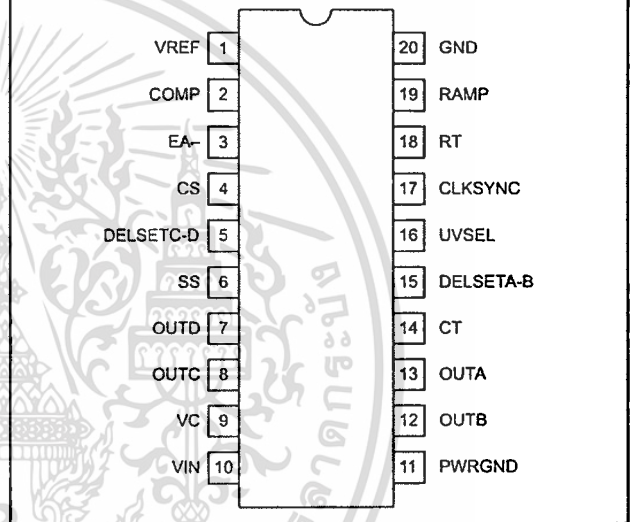
*Table I. Product Selection Guide*

	TEMPERATURE RANGE	AVAILABLE PACKAGES
UCC1879	- 55°C to +125°C	J, L
UCC2879	- 40°C to +85°C	N, DW, Q, J, L
UCC3879	0°C to +70°C	N, DW, Q

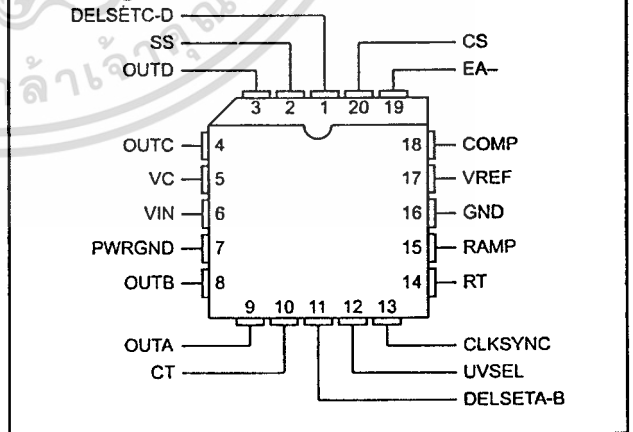
**CONNECTION DIAGRAMS**



**DIL-20, SOIC-20 (Top View)  
J or N Package, DW Package**



**PLCC-20 (Top View)  
Q Package**



UC1879  
UC2879  
UC3879

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** Unless specified; VC = VIN = VUVSEL = 12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, RDELSETA-B = RDELSEC-D = 4.8k, CDELSETA-B = CDELSETC-D = 0.01μF, TA = TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Undervoltage Lockout</b>					
Start Threshold	VUVSEL = VIN	9	10.75	12.5	V
	VUVSEL = Open	12.5	15.25	16.5	V
UVLO Hysteresis	VUVSEL = VIN	1.15	1.75	2.15	V
	VUVSEL = Open	5.2	6	7.4	V
Input Bias, UVSEL Pin	VUVSEL = VIN = 8V		30		μA
<b>Supply Current</b>					
I <sub>VIN</sub> Startup	VIN = VUVSEL = 8V, VC = 18V, I <sub>DELSETA-B</sub> = I <sub>DELSETC-D</sub> = 0		150	600	μA
I <sub>VC</sub> Startup	VIN = VUVSEL = 8V, VC = 18V, I <sub>DELSETA-B</sub> = I <sub>DELSETC-D</sub> = 0		10	100	μA
I <sub>VIN</sub> Operating	UC3879, UC2879		23	33	mA
	UC1879		23	36	mA
I <sub>VC</sub> Operating			4	8	mA
<b>Voltage Reference</b>					
Output Voltage	T <sub>J</sub> = +25°C	4.92	5	5.08	V
Line Regulation	11V < VIN < 18V		1	10	mV
Load Regulation	I <sub>VREF</sub> = -10mA		5	20	mV
Total Variation	Line, Load, Temperature	4.875		5.125	V
Short Circuit Current	VREF = 0V, T <sub>J</sub> = 25°C		-60	-15	mA
<b>Error Amplifier</b>					
Error Amplifier Input Voltage		2.4	2.5	2.6	V
Input Bias Current			0.6	3	μA
AVOL	1V < V <sub>COMP</sub> < 4V	60	90		dB
PSRR	11V < VIN < 18V	85	100		dB
Output Sink Current	V <sub>COMP</sub> = 1V	1	2.5		mA
Output Source Current	V <sub>COMP</sub> = 4V		-1.3	-0.5	mA
Output Voltage High	I <sub>COMP</sub> = -0.5mA	4	4.7	5	V
Output Voltage Low	I <sub>COMP</sub> = 1mA	0	0.5	1	V
Slew Rate	T <sub>A</sub> = +25°C	6	11		V/μs
<b>PWM Comparator</b>					
RAMP Offset Voltage	T <sub>J</sub> = 25°C, Note 3	1.1	1.25	1.4	V
PWM Phase Shift, T <sub>DELSETA-B</sub> , T <sub>DELSETC-D</sub> = 0, Note 1	V <sub>COMP</sub> > V <sub>RAMPpeak</sub> + V <sub>RAMPoffset</sub>	98	99.7	102	%
	V <sub>COMP</sub> < Zero Phase Shift Voltage	0	0.3	2	%
Output Skew, T <sub>DELSETA-B</sub> , T <sub>DELSETC-D</sub> = 0, Note 1	V <sub>COMP</sub> > V <sub>RAMPpeak</sub> + V <sub>RAMPoffset</sub>		10		ns
	V <sub>COMP</sub> < Zero Phase Shift Voltage		10		ns
Ramp to Output Delay, T <sub>DELSETA-B</sub> = 0, T <sub>DELSETC-D</sub> = 0	UC3879, UC2879		115	250	ns
	UC1879		115	300	ns
<b>Oscillator</b>					
Initial Accuracy	T <sub>A</sub> = 25°C	180	200	220	kHz
Voltage Stability	11V < VIN < 18V		1	2	%
Total Variation	Line, Temperature	160	200	240	kHz
CLKSYNC Threshold		2.3	2.5	2.7	V
Clock Out High		2.8	4		V
Clock Out Low		0.5	1	1.5	V
Clock Out Pulse Width			400	600	ns
Ramp Valley Voltage			0.2	0.4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

UC1879  
UC2879  
UC3879

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** Unless specified; VC = VIN = VUVSEL = 12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, RDELSETA-B = RDELSEC-D = 4.8k, CDELSETA-B = CDELSETC-D = 0.01μF, TA = TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Ramp Peak Voltage		2.8	2.9	3.2	V
<b>Current Limit</b>					
Input Bias	V <sub>CS</sub> = 3.0V		2	10	μA
Threshold Voltage		2.35	2.5	2.65	V
Delay to OUTA, B, C, D			160	300	ns
<b>Cycle-by-Cycle Current Limit</b>					
Input Bias	V <sub>CS</sub> = 2.2V		2	10	μA
Threshold Voltage		1.85	2	2.15	V
Delay to Output Zero Phase			110	300	ns
<b>Soft Start/Reset Delay</b>					
Charge Current	V <sub>SS</sub> = 0.5V	-20	-9	-3	μA
Discharge Current	V <sub>SS</sub> = 1V	120	230		μA
Restart Threshold		4.3	4.7		V
Discharge Level			300		mV
<b>Output Drivers</b>					
Output Low Level	I <sub>OUT</sub> = 10mA		0.3	0.4	V
Output High Level	I <sub>OUT</sub> = -10mA, Referenced to VC		2.2	3	V
<b>Delay Set (Note 5)</b>					
Delay Time	R <sub>DELSETA-B</sub> = R <sub>DELSETC-D</sub> = 4.8k	300	430	600	ns
Delay Time	R <sub>DELSETA-B</sub> = R <sub>DELSETC-D</sub> = 1.9k	130	170	250	ns
Zero Delay	V <sub>DELSETA-B</sub> = V <sub>DELSETC-D</sub> = 5V		5		ns

**Note 1.** Phase shift percentage (0% = 0°, 100% = 180°) is defined as  $\theta = \frac{200}{T} \Phi$  %

where  $\theta$  is the phase shift, and  $\Phi$  and  $T$  are defined in Figure 1. At 0% phase shift,  $\Phi$  is the output skew.

**Note 2.** Delay time is defined as:

$$\text{delay} = T \cdot \left( \frac{1}{2} - \text{duty cycle} \right)$$

where  $T$  is defined in Figure 1.

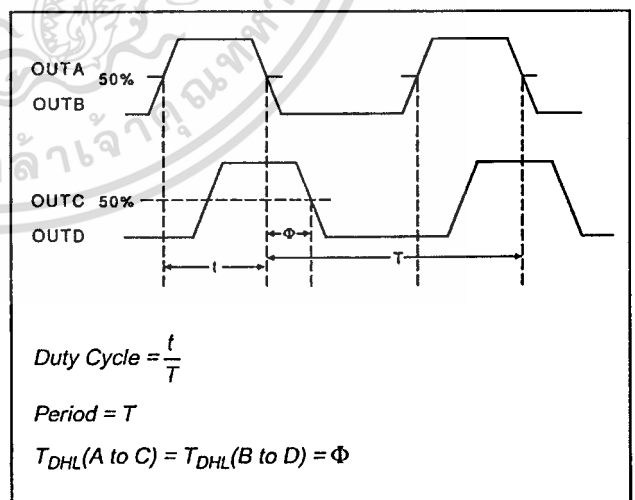
**Note 3.** Ramp offset voltage has a temperature coefficient of about  $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

**Note 4.** The zero phase shift voltage is the voltage measured at COMP which forces zero phase shift. This condition corresponds to zero effective output power. Zero phase shift voltage has a temperature coefficient of about  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

**Note 5.** Delay time can be programmed via resistors from the delay set pins to ground.

$$\text{Delay Time} = (0.89 \cdot 10^{-10} \cdot R_{\text{DELAY}}) \text{sec}$$

The recommended range for  $R_{\text{DELAY}}$  is 1.9k to 10k.



**Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions**

## PIN DESCRIPTIONS

**CLKSYNC** (Bi-directional Clock and Synchronization): Used as an output, CLKS SYNC provides a clock signal. As an input, this pin provides a synchronization point. Multiple UC3879s, each with their own local oscillator frequency, may be connected together by the CLKS SYNC pin, and they will synchronize to the fastest oscillator. This pin may also be used to synchronize the UC3879 to an external clock, provided the frequency of the external signal is higher than the frequency of the local oscillator. CLKS SYNC is internally connected to an emitter follower pull-up and a current source pull-down (300µA typical). Therefore an external resistor to GND can be used to improve the CLKS SYNC pin's ability to drive capacitive loads.

**COMP** (Error Amplifier Output): This pin is the output of the gain stage for overall feedback control. Error amplifier output voltage levels below 0.9 volt forces zero phase shift. Since the error amplifier has a relatively low current drive capability, the output may be overridden by driving it with a sufficiently low impedance source.

**CT** (Oscillator Frequency Set): After choosing RT to set the required upper end of the linear duty cycle range, the timing capacitor (CT) value is calculated to set the oscillator frequency as follows:

$$CT = \frac{Dlin}{1.08 \cdot RT \cdot f}$$

Connect the timing capacitor directly between CT and GND. Use a high quality ceramic capacitor with low ESL and ESR for best results. A minimum CT value of 200pF insures good accuracy and less susceptibility to circuit layout parasitics. The oscillator and PWM are designed to provide practical operation to 600kHz.

**CS** (Current Sense): This pin is the non-inverting input to the two current fault comparators whose references are set internally to fixed values of 2.0V and 2.5V. When the voltage at this pin exceeds 2.0V, and the error amplifier output voltage exceeds the voltage on the ramp input, the phase shift limiting overcurrent comparator will limit the phase shifting on a cycle-by-cycle basis. When the voltage at this pin exceeds 2.5V, the current fault latch is set, the outputs are forced OFF, and a soft start cycle is initiated. If a constant voltage above 2.5V is applied to this pin the outputs are disabled and held low. When CS is brought below 2.5V, the outputs will begin switching at 0 degrees phase shift before the SS pin begins to rise. This condition will not prematurely deliver power to the load.

**DELSETA-B, DELSETC-D** (Output Delay Control): The user programmed currents from these pins to GND set the turn on delay for the corresponding output pair. This delay is introduced between the turn off of one switch and the turn on of another in the same leg of the bridge to allow resonant switching to take place. Separate delays are provided for the two half-bridges to accommodate differences in the resonant capacitor charging currents.

**EA-** (Error Amplifier Inverting Input): This is normally connected to the voltage divider resistors which sense the power supply output voltage level. The loop compensation components are connected between this pin and COMP.

**GND** (Signal Ground): All voltages are measured with respect to GND. The timing capacitor on CT, and bypass capacitors on VREF and VIN should be connected directly to the ground plane near GND.

**OUTA – OUTD** (Outputs A-D): The outputs are 100mA totem pole output drivers optimized to drive FET driver ICs. The outputs operate as pairs with a nominal 50% duty cycle. The A-B pair is intended to drive one half-bridge in the external power stage and is synchronized to the clock waveform. The C-D pair drives the other half-bridge with switching phase shifted with respect to the A-B outputs.

**PWRGND** (Power Ground): VC should be bypassed with a ceramic capacitor from VC to the section of the ground plane that is connected to PWRGND. Any required bulk reservoir capacitor should be connected in parallel. PWRGND and GND should be connected at a single point near the chip to optimize noise rejection and minimize DC voltage drops.

**RAMP** (Voltage Ramp): This pin is the input to the PWM comparator. Connect it to CT for voltage mode control. For current mode control, connect RAMP to CS and also to the output of the current sense transformer circuit. Slope compensation can be achieved by injecting a portion of the ramp voltage from CT to RAMP.

UC1879  
UC2879  
UC3879

## PIN DESCRIPTIONS (cont.)

**RT** (Clock/Sync Duty Cycle Set Pin): The UC3879 oscillator produces a sawtooth waveform. The rising edge is generated by connecting a resistor from RT to GND and a capacitor from CT to GND (see CT pin description). During the rising edge, the modulator has linear control of the duty cycle. The duty cycle jumps to 100% when the voltage on COMP exceeds the oscillator peak voltage. Selection of RT should be done first, based on the required upper end of the linear duty cycle range ( $D_{lin}$ ) as follows:

$$RT = \frac{2.5}{10mA \cdot (1 - D_{lin})}$$

Recommended values for RT range from 2.5k to 100k.

**SS:** Connect a capacitor between this pin and GND to set the soft start time. The voltage at SS will remain near zero volts as long as VIN is below the UVLO threshold. Soft start will be pulled up to about 4.8V by an internal 9 $\mu$ A current source when VIN and VREF become valid (assuming a non-fault condition). In the event of a current fault (CS voltage exceeding 2.5V), soft start will be pulled to GND and then ramp to 4.8V. If a fault occurs during the soft start cycle, the outputs will be immediately disabled and soft start must fully charge prior to resetting the fault latch. For paralleled controllers, the soft start pins may be paralleled to a single capacitor, but the charge currents will be additive.

**UVSEL:** Connecting this pin to VIN sets a turn on voltage of 10.75V with 1.5V of UVLO hysteresis. Leaving the pin open-circuited programs a turn on voltage of 15.25V with 6.0V of hysteresis.

**VC** (Output Switch Supply Voltage): This pin supplies power to the output drivers and their associated bias circuitry. The difference between the output high drive and VC is typically 2.1V. This supply should be bypassed directly to PWRGND with a low ESR/ESL capacitor.

**VIN** (Primary Chip Supply Voltage): This pin supplies power to the logic and analog circuitry on the integrated circuit that is not directly associated with driving the output stages. Connect VIN to a stable source above 12V for normal operation. To ensure proper functionality, the UC3879 is inactive until VIN exceeds the upper undervoltage lockout threshold. This pin should be bypassed directly to GND with a low ESR/ESL capacitor.

**NOTE:** When VIN exceeds the UVLO threshold the supply current ( $I_{IN}$ ) jumps from about 100 $\mu$ A to greater than 20mA. If the UC3879 is not connected to a well bypassed supply, it may immediately enter the UVLO state again. Therefore, sufficient bypass capacity must be added to ensure reliable startup.

**VREF:** This pin provides an accurate 5V voltage reference. It is internally short circuit current limited. VREF is disabled while VIN is below the UVLO threshold. The circuit is also disabled until VREF reaches approximately 4.75V. For best results bypass VREF with a 0.1 $\mu$ F, low ESR/ESL capacitor.

## ADDITIONAL INFORMATION

Please refer to the following Unitorde publications for additional information. The following three topics are available in the Applications Handbook.

[1] Application Note U-154, *The New UC3879 Phase-Shifted PWM Controller Simplifies the Design of Zero Voltage Transition Full-Bridge Converters* by Laszlo Balogh.

[2] Application Note U-136, *Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller* by Bill Andreyckak.

Design Note DN-63, *The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique for Push-Pull and Bridge Converters* by Laszlo Balogh.

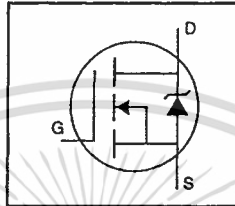
# International Rectifier

PD-9.512B

## IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

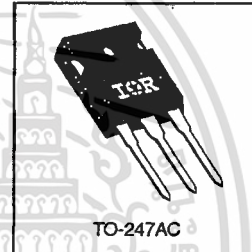
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

### Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	20	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

### Thermal Resistance


	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

1025


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IRFP460

Electrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ①
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DS}=250V$
$t_r$	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ①
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ①
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ①
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)      ③  $I_{SD} \leq 20A, di/dt \leq 160A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- ②  $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=4.3\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=20A$  (See Figure 12)      ④ Pulse width  $\leq 300 \mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .



# IRFP460

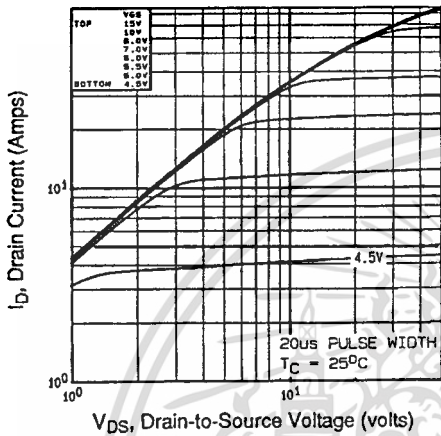


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

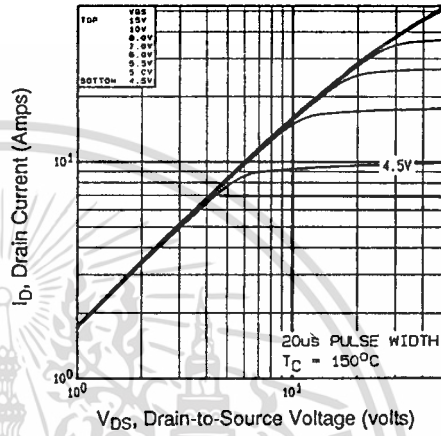


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

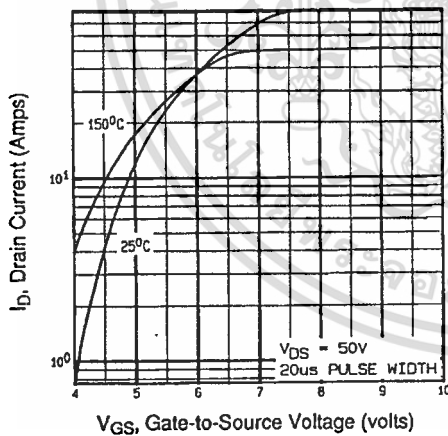


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

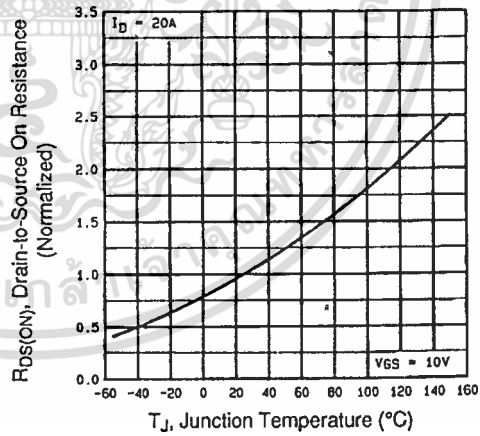


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP460

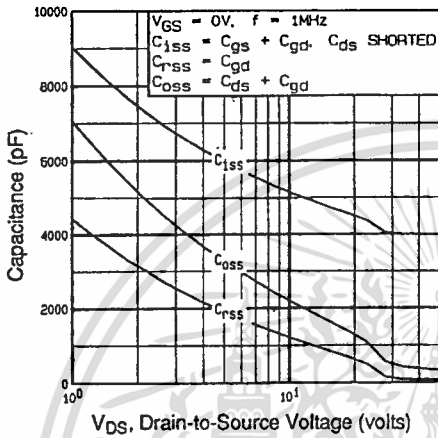


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

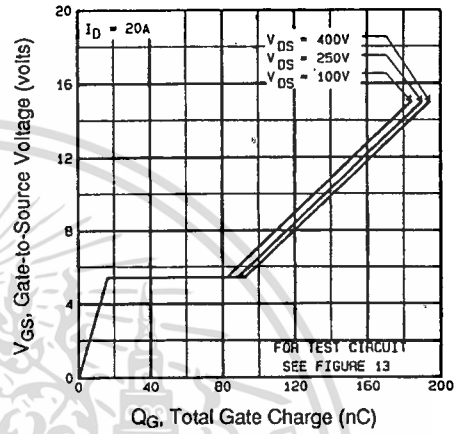


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

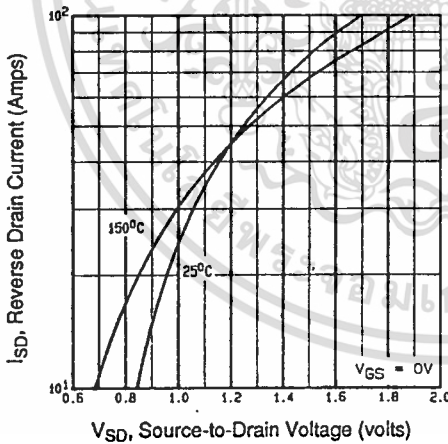


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

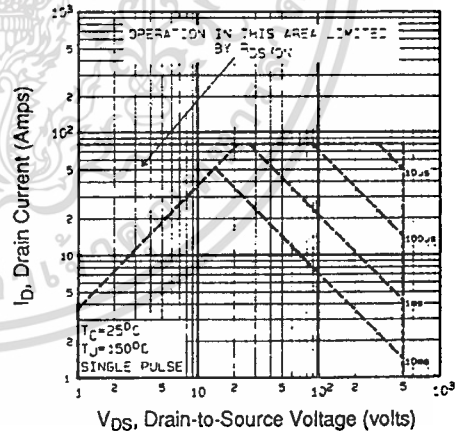


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

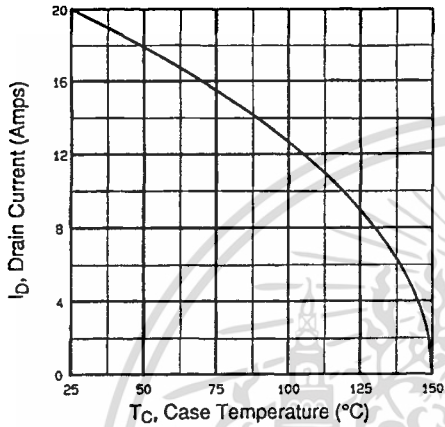


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

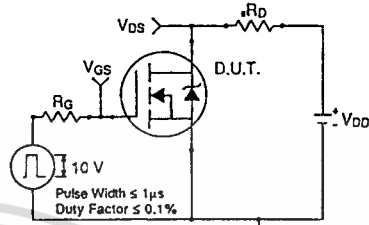


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

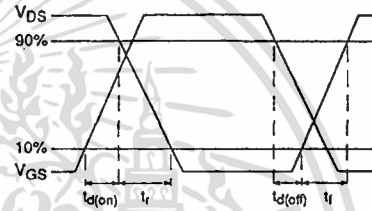


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

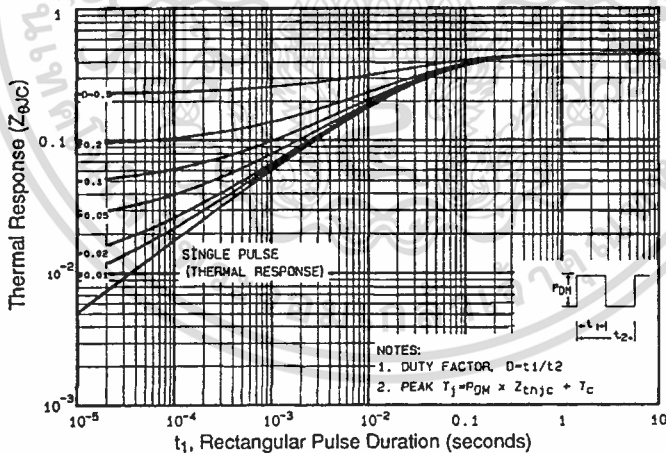


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP460

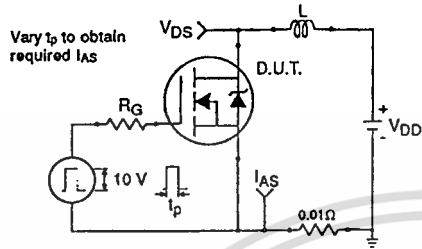


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

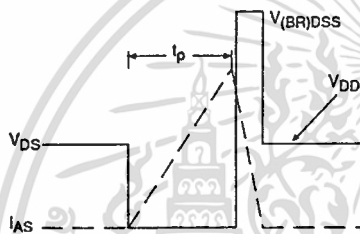


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

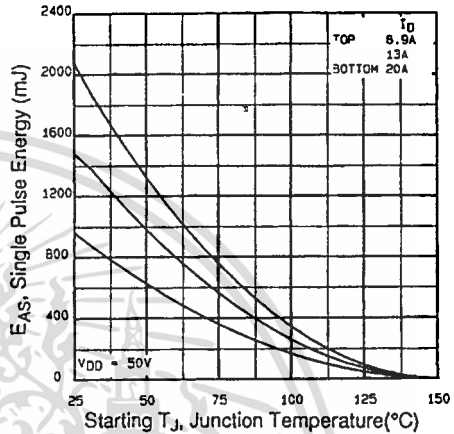


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

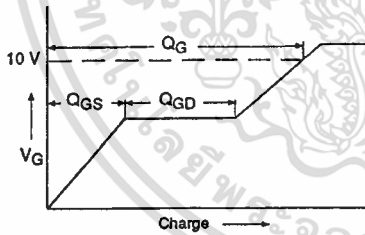


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

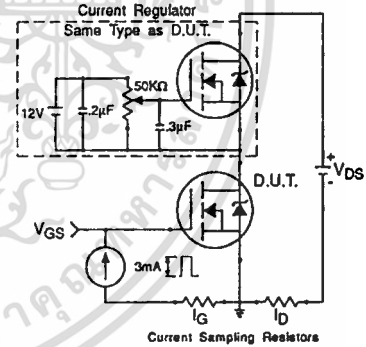


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

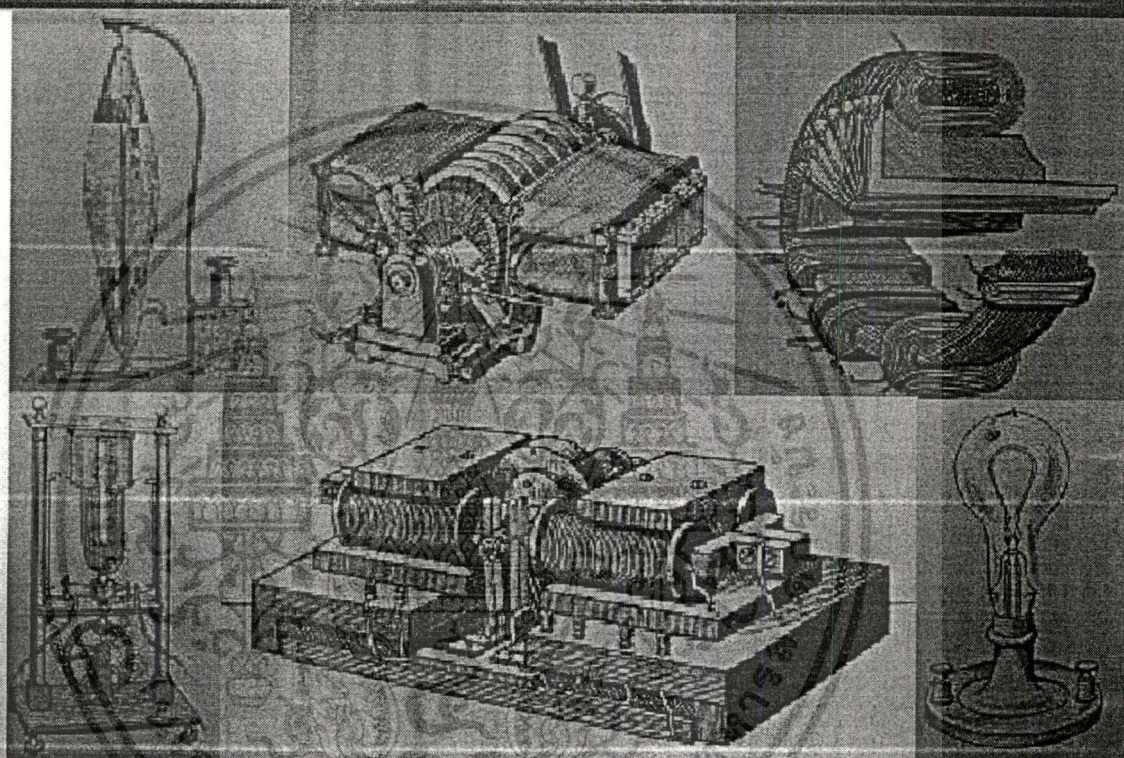
Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

## 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



### 22 - 23 พฤศจิกายน 2544

### คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การพิจารณาเงื่อนไขการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส สำหรับโหลดประเภทให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

## Consideration of ZVS Condition for Phase-Shift Controlled Inverter with the Load of Induction Heating

โฆมัศ ธรรมาธิฐาน วิริยะ พิเชษฐจำริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร (02)7373000 Ext. 3516 โทรสาร (02) 3269902 E-Mail: kpviriya@kmit.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์วงจร Series load resonant inverter ความถี่สูงซึ่งสามารถปรับ Phase-Shift และทำงานด้วย Zero Voltage Switching (ZVS) วัตถุประสงค์หลักในงานวิจัยนี้คือการวิเคราะห์เพื่อค้นหาเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการเกิด ZVS ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมการทำงานด้วย Phase-Shift โดยในขั้นแรกจะทำการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีอย่างละเอียดถึงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะแบ่งออกเป็นกรณี ZVS และ NON-ZVS และจะเป็นพื้นฐานความรู้ที่ต้องการความถูกต้องและมีความจำเป็นอย่างยิ่งเพื่อเป็นทางนำไปสู่ความเข้าใจในขั้นตอนต่อไปเกี่ยวกับเงื่อนไขที่เหมาะสมที่จะทำให้เกิดการทำงานของวงจรแบบ ZVS ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับตัวแปรต่างๆ เช่น Phase-Shift  $\phi$ , Phase-lag  $\theta_{lag}$ , Switching frequency  $f$ , Dead Time  $t_d$  และ Charging Time  $t_{ch}$  นอกจากนี้ทฤษฎีที่นำเสนอยังได้มีการยืนยันเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้ง ซึ่งปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกันมาก

### Abstract

This paper presents an analysis of high-frequency series load resonant inverter with zero voltage switching (ZVS) and phase-shift control. The main point for this paper is to find out the necessary condition to obtain ZVS for the inverter circuit operating with phase-shift control. First, detailed theoretical analysis of the inverter circuit operation, dividing into the cases of ZVS and NON-ZVS is proposed, as a precise and necessary basic knowledge, which can lead to the further understanding that ZVS is obtained under a suitable condition of various parameters; such as, phase-shift  $\phi$ , phase-lag  $\theta_{lag}$ , switching frequency  $f$ , dead time  $t_d$  and charging Time  $t_{ch}$ . The proposed theory is also verified by experiment and they are in very good agreement.

### 1. บทนำ

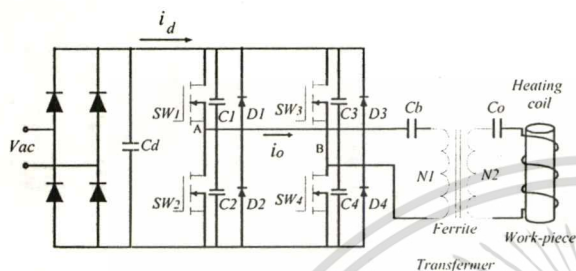
ในงานวิจัยเรื่อง Induction Heating ที่นำเสนอในบทความนี้ อินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่จ่ายโหลด ประเภท Induction Heating สามารถปรับเพิ่ม Phase-Shift  $\phi$  เพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทให้กับโหลดได้ แต่การปรับเลื่อนมุม Phase-Shift ไปจากเดิมทำให้เนื้อที่คลื่นกระแส-เวลา หรือปริมาณประจุที่ใช้ discharge Drain-Source Parasitic Capacitance:  $C_{oss}$  ของ Switch ประเภท MOSFET (SW MOSFET) ที่กำลังพิจารณา เปลี่ยนไปในลักษณะที่ 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 ดังเดิมจึงจำเป็นต้องปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อเป็นการชดเชยให้ได้เนื้อที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณประจุที่มากพอที่จะ discharge  $C_{oss}$  ให้หมดก่อนที่จะมีการ turn-on ของ Switch ครั้งต่อไป ดังนั้นในการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้ลักษณะการ discharge ของ  $C_{oss}$  ที่ถูกต้องสำหรับการทำงานแบบ ZVS จำเป็นต้องออกแบบให้ได้เนื้อที่คลื่นกระแส-เวลา หรือปริมาณการ discharge ประจุของ  $C_{oss}$  ที่ถูกต้องซึ่งเนื้อคลื่นกระแสดังกล่าวสำหรับกรณีการปรับเลื่อน Phase-Shift จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ขึ้นกับปัจจัยตัวแปรต่างๆ เช่น มุม Phase-Shift  $\phi$  มุม Phase lag ของกระแส  $\theta_{lag}$  Switching frequency  $f$  Dead Time  $t_d$  และเวลาในการ charge  $t_{ch}$  เป็นต้น นั่นคือการออกแบบวงจรการทำงานที่ที่จะต้องเข้าใจถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรเหล่านี้สำหรับกรณีที่มีการปรับเลื่อนมุม Phase-Shift ไปจากเดิมทุกครั้ง ซึ่งบทความที่นำเสนอนี้ได้วางหลักการวิเคราะห์การทำงานของวงจรไว้ในขั้นตอนแรกเพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าความสัมพันธ์ที่ถูกต้องระหว่างค่าตัวแปรเหล่านี้ต่อไป จากนั้นจึงมีการยืนยันความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้ง ทั้งนี้เพื่อให้งานสามารถทำงานในลักษณะ ZVS อยู่เสมอ ซึ่งเป็นลักษณะการทำงานที่ถูกต้องสมบูรณ์แบบของ SW MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) ส.จ. 122-13 พฤศจิกายน 2544

2. หลักการทำงานของวงจร INVERTER กรณี ZVS และ NON-ZVS

ขณะมี Phase-Shift จากวงจรรูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจร ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์จะมี dc input voltage คงที่ซึ่งแปลงมาจากแรงดัน AC 220 V<sub>RMS</sub> ผ่านวงจร ฟูลบริดจ์ เร็คตีไฟเออร์ เพื่อจ่ายโหลด Induction Heating ที่ความถี่สูงในย่าน 70 - 78 kHz โดยใช้ MOSFET S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub> และ S<sub>4</sub> ซึ่งมี



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ในการทดลอง

freewheeling diode D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> และ D<sub>4</sub> ต่อขนานกันตามลำดับภายใน MOSFET C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> และ C<sub>4</sub> ทำหน้าที่จำลองค่า Parasitic Capacitance ซึ่งมีค่าตัวละ 2700 pF (รวมค่า Drain-Source Parasitic Capacitance ภายใน MOSFET ขณะ Gate Source Short Circuit : C<sub>oss</sub> = 500 pF แล้ว) โหลดทางด้าน เอ๊าท์พุท ของ อินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาที่ด้าน primary ของหม้อแปลง ferrite สามารถเขียนวงจรเทียบเท่าได้เป็น R-L-C series resonant ซึ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ กรณีมีการ Shift -Phase ของคู่สัญญาณ Switch SW<sub>1</sub>, SW<sub>4</sub> ให้เลื่อนซ้อนทับสัญญาณของ Switch SW<sub>2</sub>, SW<sub>3</sub> (Phase-Shift) เพื่อให้แรงดันเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ V<sub>AB</sub> สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ (Phase-Shift Control) นั้นสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรออกเป็น 2 ลักษณะ กล่าวคือ 1. กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไขของ ZVS และ 2. กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไขของ NON-ZVS

2.1 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีนี้อธิบายโดยรูปที่ (2) ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอ๊าท์พุท V<sub>AB</sub> ด้วยการ Shift-Phase ของสัญญาณขับ gate ของ Switch SW<sub>1</sub>, SW<sub>2</sub> ให้เลื่อนซ้อนทับสัญญาณขับของ Switch SW<sub>1</sub>, SW<sub>2</sub> ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ เช่น 30° 45° และ 60° นั้น สามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรออกเป็น 10 โหมดคือ 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 2, 3, 4, 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 2, 3, 4 ภายใน 1 cycle ของคลื่นแรงดันหรือกระแสเอ๊าท์พุทของ อินเวอร์เตอร์โดยที่จำนวน 5 โหมดหลัง (1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 2, 3, 4) จะมีลักษณะการทำงานเหมือน 5 โหมดแรก (1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 2, 3, 4) ซึ่งสมการในโหมดต่างๆสามารถแบ่งกลุ่มโหมดการทำงานที่มีความคล้ายคลึงกันออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือโหมด 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 3 คล้ายกับโหมด 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 3 โดยมี ความแตกต่างกันที่แหล่งจ่าย V<sub>d</sub> กล่าวคือโหมด 1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 3 จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ +V<sub>d</sub>, +V<sub>d</sub> และ 0 ตามลำดับ ขณะที่โหมด

1<sub>A</sub>, 1<sub>B</sub>, 3 จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ -V<sub>d</sub>, -V<sub>d</sub> และ 0 ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดัน และกระแสในโหมดการทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะดังนี้

$$L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o dt + V + i_o R = V_d \tag{1}$$

ซึ่งจากการแก้สมการ (1) จะได้สมการกระแส โหลด i<sub>o</sub> ดังนี้

$$i_o = e^{-ct} \left[ \left( \frac{A-V-cL}{dL} \right) \sin dt + I \cos ct \right] \tag{2}$$

โดยที่  $A = V_d$ ,  $c = \frac{R}{2L}$ ,  $d = \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$

V : ค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C I : ค่าเริ่มต้นของกระแส L

และ โหมด 2,4 คล้ายกับโหมด 2',4' โดยเพียงมีความแตกต่างกันที่แหล่งจ่าย V<sub>d</sub> กล่าวคือ โหมด 2,4 จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ +V<sub>d</sub> และ -V<sub>d</sub> ตามลำดับ ขณะที่โหมด 2',4' จะได้รับแรงดันที่ โหลด RLC เท่ากับ -V<sub>d</sub> และ +V<sub>d</sub> ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดัน และกระแสในโหมดการทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะดังนี้

$$L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} + \frac{1}{C} \int (i_1 + i_2) dt + V + (i_1 + i_2)R + \frac{1}{C_4} \int i_1 dt + V_4 = V_d \tag{3}$$

ซึ่งจากการแก้สมการ (3) จะได้สมการกระแส โหลด i<sub>o</sub> ดังนี้

$$i_o = \frac{e^{-at}}{b} \left[ (m_2 - am_1) \sin bt + bm_1 \cos bt \right] \tag{4}$$

$$V_o = V_{C3}$$

$$V_{C3} = \frac{1}{C_3(a^2 + b^2)} \left[ bX_1 e^{-at} (-a \cos bt + b \sin bt) + aX_1 + (X_2 - aX_1) e^{-at} (-a \sin bt - b \cos bt) + (X_2 - aX_1)b \right] + V_3 \tag{5}$$

$$V_{C4} = \frac{1}{C_4(a^2 + b^2)} \left[ P_1 e^{-at} (-a \sin bt - b \cos bt) + P_1 b + P_2 e^{-at} (-a \cos bt + b \sin bt) + aP_2 \right] + V_4 \tag{6}$$

เมื่อ  $P_1 = (k_3 + k_1 a^2 - k_1 b^2 - k_2 a) + (m_2 - am_1)$   
 $P_2 = (bk_2 - 2bak_1) + bm_1$

$$k_1 = C_{oss} L \frac{(V_d - V_3 - V_4)}{2L}, k_2 = \frac{RC_{oss}(V_d - V_3 - V_4 - LI)}{2L}$$

$$k_3 = \frac{\left[ \left( \frac{C_{oss}}{C} + I \right) (V_d - V_3 - V_4) - (V_d - V - V_1) \right]}{2L}$$

$$X_1 = (k_2 - 2ak_1) / b, X_2 = [k_3 - k_1(a^2 + b^2)] / b$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

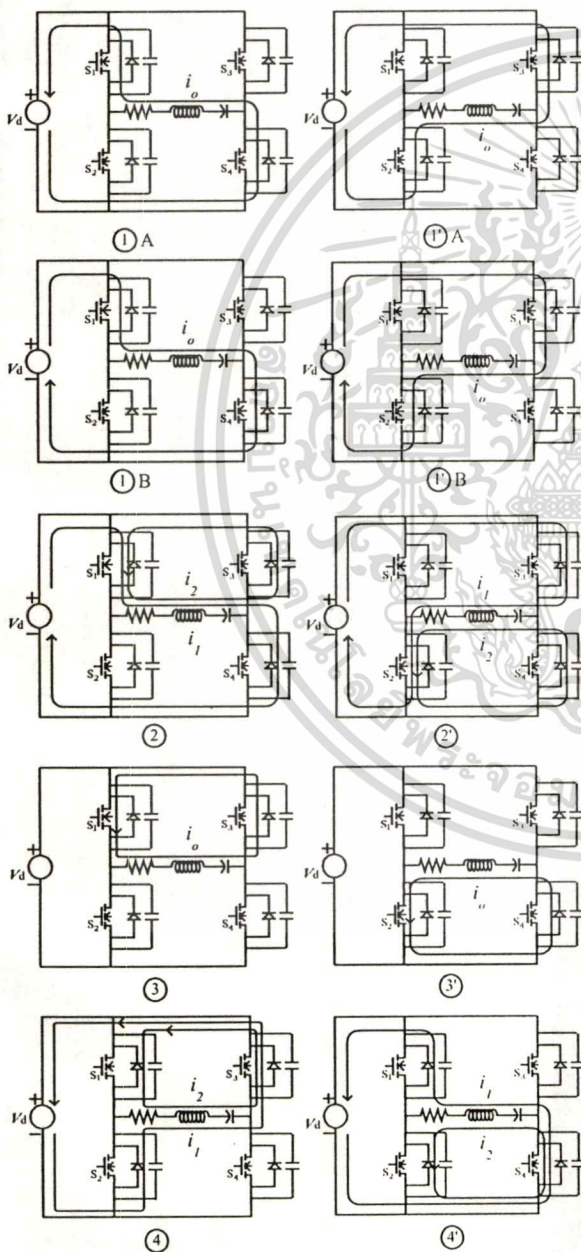
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) สด. 22-23 พฤศจิกายน 2544

$$m_1 = 1, m_2 = \frac{V_d - 2V - V_3 + V_4}{2L}$$

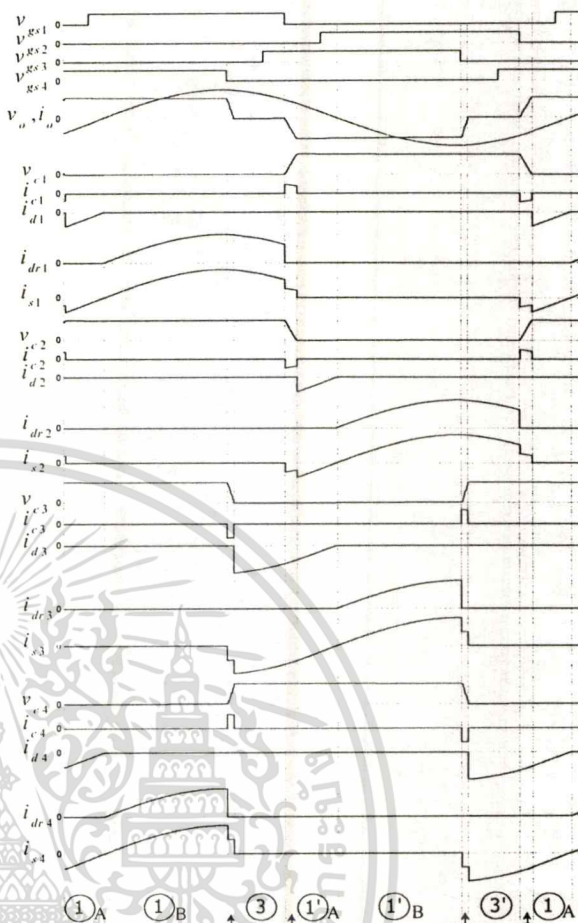
$V_3$  และ  $V_4$ : ค่าเริ่มต้นของ  $v_{C3}$  และ  $v_{C4}$  ตามลำดับ

$$C_3 = C_4 = C_{oss}, a = \frac{R}{2L}, b = \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \left(\frac{1}{LC} + \frac{1}{2LC_{oss}}\right)}$$

เมื่อนำสมการที่ได้ในโหมดต่างๆทั้ง 10 โหมดมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะแรงดันตามจุดต่างๆของวงจรในสภาวะ steady state ดังรูปที่ 3. และในทำนองเดียวกัน เมื่อนำสมการที่ได้ในโหมดต่างๆทั้ง 10 โหมด



รูปที่ 2 โหมดการทำงานต่างๆกรณี ZVS

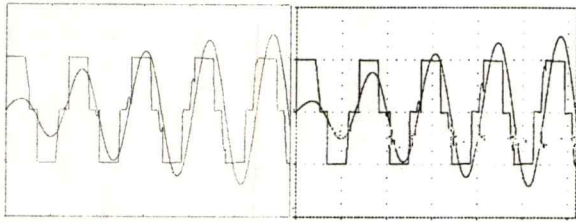


รูปที่ 3 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมดต่างๆในรูปที่ 2 กรณี ZVS

มา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส เอาทพุท  $v_o, i_o$  ตามลำดับ ในสภาวะ Transient ด้วยจำนวนคลื่นหลายไซเคิล ดังแสดงในรูปที่ 4(a) และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้ง จึงได้นำคลื่นทฤษฎีที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับคลื่นจากการ Simulate ด้วย Pspice ดังรูปที่ 4(b) จะเห็นว่ามิลักษณะที่คล้ายคลึงกันมากจากนั้นเมื่อนำสมการที่ได้ใน โหมด ต่างๆ ทั้ง 10 โหมด มา Simulate ในทำนองเดียวกันมาอีกครั้งด้วย Matlabจนถึงสภาวะ steady state จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส เอาทพุท  $v_o, i_o$  ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5(a) และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงนำคลื่นทฤษฎีที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับกราฟทดลองวัดจริงดังรูปที่ 5(b) จะเห็นว่ามิลักษณะคล้ายคลึงกันมาก

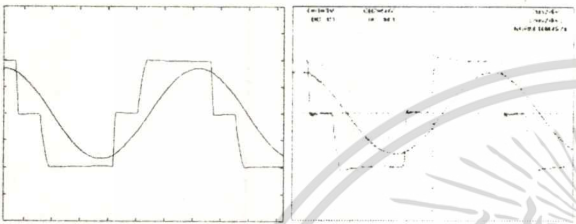
### 2.2 กรณีวงจรทำงานภายใต้เงื่อนไข NON-ZVS

การทำงานของวงจร อินเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้สามารถอธิบายได้โดยรูปที่ 6 ซึ่งสามารถควบคุมแรงดัน เอาทพุท  $V_{AH}$  ด้วยการ Shift-Phase ของสัญญาณขับ gate ของ Switch  $SW_1, SW_4$  ให้เลื่อนซ้อนทับสัญญาณขับของ Switch  $SW_2, SW_3$  ที่มีมุม Phase-Shift ต่างๆ



(a) Matlab (b) Pspice

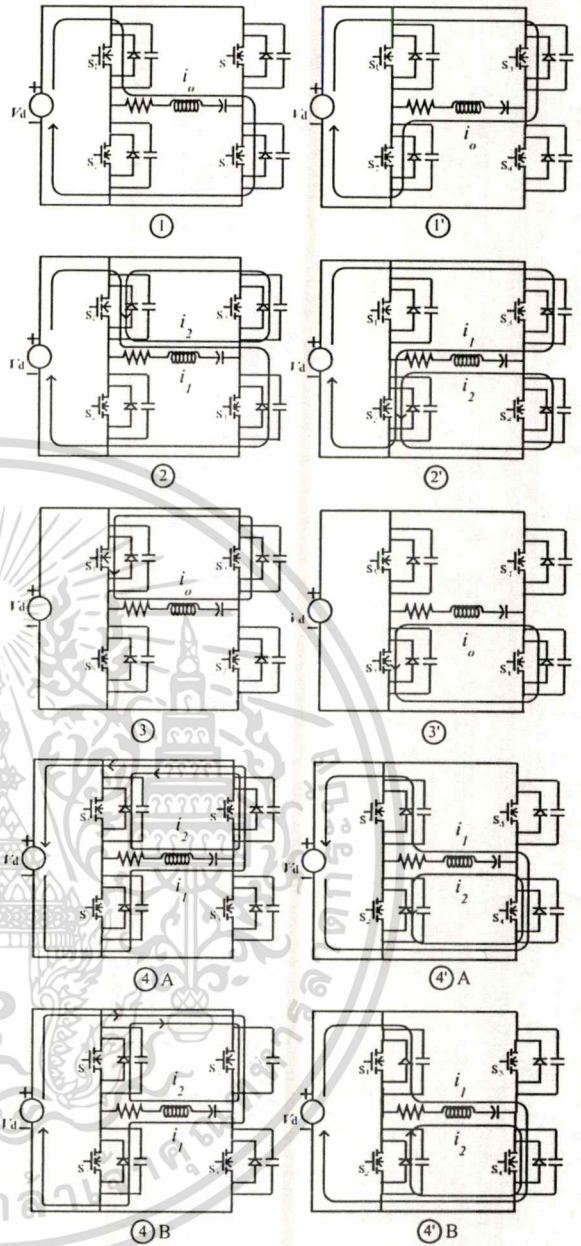
รูปที่ 4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการ Simulate ที่สภาวะ transient กรณี ZVS



(a) Matlab (b) Experiment

รูปที่ 5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ steady กรณี ZVS

เช่น  $30^\circ$   $45^\circ$  และ  $60^\circ$  นั้นสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรออกเป็น 10 โหมด คือ 1,2,3,4,4<sub>B</sub>,1',2',3',4',4'<sub>B</sub> ภายใน 1 cycle ของคลื่นแรงดันหรือกระแสขาที่พ่วงของอินเวอร์เตอร์ โดยที่จำนวน 5 โหมดหลัง(1',2',3',4',4'<sub>B</sub>)จะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับโหมด 1 โหมดแรก(1,2,3,4,4<sub>B</sub>)และโหมด 2,4,4<sub>B</sub> คล้ายกับโหมด 2',4',4'<sub>B</sub> โดยเขียนถึงความแตกต่างที่แหล่งจ่าย  $V_d$  กล่าวคือ โหมด 2,4,4<sub>B</sub> จะได้รับแรงดันที่โหลด RLC เท่ากับ  $+V_d$  และ  $-V_d$  ตามลำดับ และโหมด 2',4',4'<sub>B</sub> จะได้รับแรงดันที่โหลด RLC เท่ากับ  $-V_d$  และ  $+V_d$  ตามลำดับ สมการที่ใช้วิเคราะห์แรงดันและกระแสไปโหมดการทำงานของทั้ง 2 กลุ่มนี้จะมีลักษณะเช่นเดียวกับกรณี ZVS แต่เรียงลำดับโหมดแตกต่างกันเท่านั้น เมื่อนำสมการที่ได้ไปโหมดต่างๆถึง 10 โหมดมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตต่างๆของวงจรในสภาวะ steady state ดังรูปที่ 7 และในทำนองเดียวกัน เมื่อนำสมการที่ได้ไปโหมดต่างๆถึง 10 โหมดมา Simulate ด้วย Matlab จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $v_o$ ,  $i_o$  ตามลำดับ ในสภาวะ Transient ด้วยวิธีวิเคราะห์ที่คล้ายกันดังแสดงในรูปที่ 8(a) และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงได้นำคลื่นทุกตัวที่ได้จากการ Simulate ด้วย Matlab นี้ไปเทียบกับคลื่นที่ได้จากการ Simulate ด้วย Pspice ดังรูปที่ 8(b) จะเห็นว่าผลลัพธ์ของทั้งสองวิธีจะคล้ายกันมาก และจากนั้นก็นำสมการที่ได้ใน โหมดต่างๆทั้ง 10 โหมด มา Simulate อีกครั้ง ในทำนองเดียวกันด้วย Matlab จนถึงสภาวะ steady state จะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $v_o$ ,  $i_o$  ตามลำดับ ในสภาวะ steady state ดังแสดงในรูปที่ 9(a) และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องอีกครั้งจึงได้นำคลื่นทุกตัวที่ได้จากการ Simulate นี้ไปเทียบกับผลการทดลองจริงดังแสดง



รูปที่ 6 วิเคราะห์วงจรต่างๆกรณี NON-ZVS

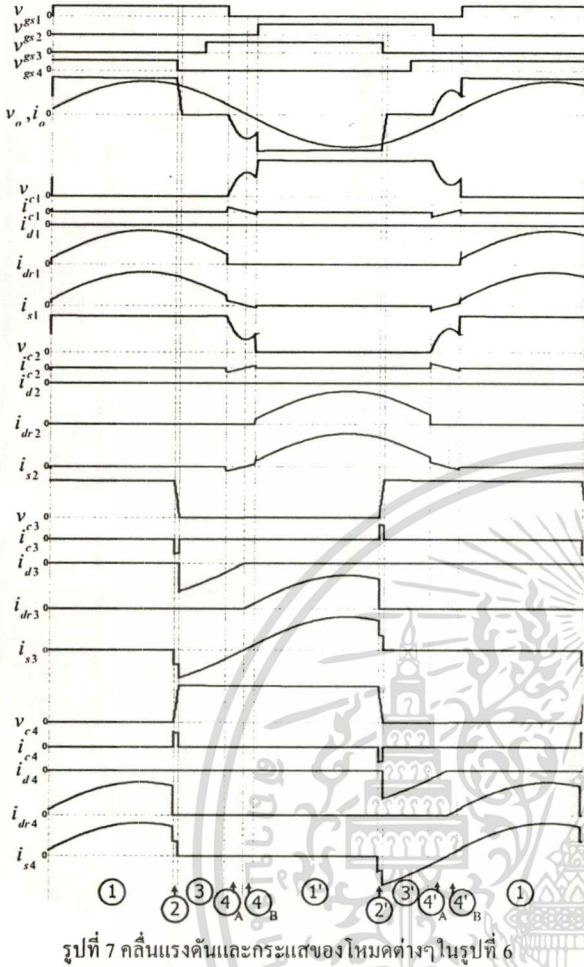
ในรูปที่ 9(b) จะเห็นว่าผลลัพธ์ของทั้งสองวิธีจะคล้ายกันมาก

### 3. เงื่อนไขการเกิด ZVS และ NON-ZVS

สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่จ่ายโหลด Inductin Heating ในงานวิจัยนี้ การปรับกำลังไฟเอาต์พุตโดยการปรับความถี่และมุม Phase-Shift ไปพร้อมๆกันนั้น ความถี่ ( $f$ ) และมุม Phase-Shift ( $\phi$ ) จะมีความสัมพันธ์ที่ถูกต้องกับมุมเฟส lag  $\theta_{lg}$  Dead Time ( $t_d$ ) และ Charging Time ( $t_{ch}$ ) เพื่อให้เกิดการดำเนินงานของวงจรในลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอให้อ่านฉบับก่อน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

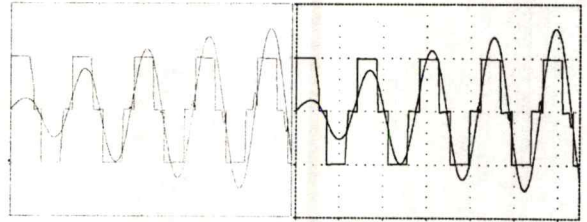


รูปที่ 7 คลื่นแรงดันและกระแสของโหมดต่างๆในรูปที่ 6

Zero Voltage Switching (ZVS) มีเข้มนั้นแล้วการทำงานของวงจรจะอยู่ในสภาวะอื่นที่ไม่ใช่ ZVS แต่จะเป็นสภาวะ NON-Zero Voltage Switching (NON-ZVS) การทำงานของวงจรทั้ง 2 สภาวะนี้สามารถเขียนแสดงให้เห็นเงื่อนไขการเกิดได้ โดยอาศัยความเข้าใจในเรื่องโหมดการทำงานต่างๆของวงจร และลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสของโหมดต่างๆที่ได้ในโหมด นั้นๆดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.1 และ 2.2 ดังนี้

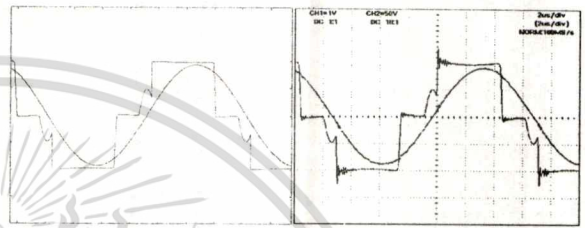
3.1 เงื่อนไขการเกิด ZVS

คลื่น  $V_{gs1}, V_{gs2}, v_o, i_o$  และ  $i_{C2}$  เฉพาะในโหมด 3', 4', 1<sub>A</sub> ของรูปที่ 3 เมื่อนำมาขยายและเขียนแสดงใหม่จะได้ดังรูปที่ 10(a) ซึ่งจะเห็นว่าการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะอยู่ในสภาวะของ ZVS เนื่องจาก  $i_{C2}$  ซึ่งเท่ากับ  $-i_o/2$  สามารถ charge C2 ให้เต็มพอดีที่ระดับแหล่งจ่าย  $V_d$  ก่อนที่สัญญาณ  $V_{gs1}$  ซึ่งขอบขาขึ้นของสัญญาณถูกควบคุมด้วย Dead Time :  $t_d$  เริ่มมานานจากนั้นขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $V_{gs1}$  ยังมาในช่วงระหว่างตำแหน่ง C2 เริ่ม charge เต็มกับตำแหน่งที่กระแสโหลด  $i_o$  เริ่มเปลี่ยนทิศจาก ลบ เป็น บวก [1]



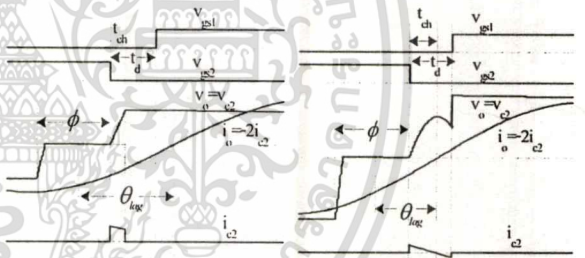
(a) Matlab (b) Pspice

รูปที่ 8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ transient กรณี NON-ZVS



(a) Matlab (b) Experimental

รูปที่ 9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สภาวะ steady กรณี NON-ZVS

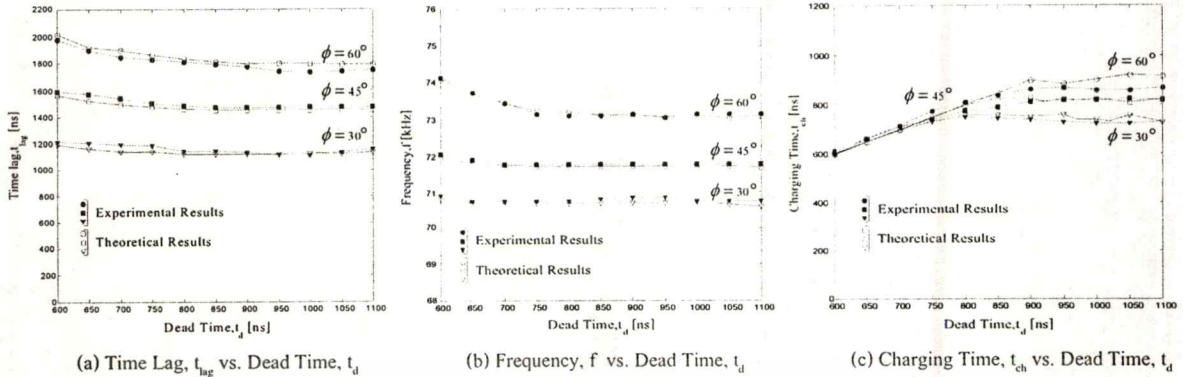


(a) กรณี ZVS (b) กรณี NON-ZVS

รูปที่ 10 เงื่อนไขการเกิด ZVS และ NON-ZVS

3.2 เงื่อนไขการเกิด NON-ZVS

คลื่น  $V_{gs1}, V_{gs2}, v_o, i_o$  และ  $i_{C2}$  เฉพาะในโหมด 3', 4', 1<sub>A</sub>, 1 ของรูปที่ 3 เมื่อนำมาขยายและเขียนใหม่จะได้ดังรูปที่ 10(a) ซึ่งจะเห็นว่าการทำงานของวงจรในกรณีนี้จะอยู่ในสภาวะของNON-ZVSเนื่องจาก  $i_{C2}$  ซึ่งเท่ากับ  $-i_o/2$  charge C2 ไม่เต็มแต่กลับทิศทางกลับเป็นบวกก่อน ทำให้ประจุที่ charge ไว้ก่อนหน้านั้น discharge ออกบางส่วน เมื่อสัญญาณเกต  $V_{gs1}$  ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณซึ่งถูกควบคุมด้วย Dead Time:  $t_d$  เริ่มมา ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $V_{gs1}$  จะทำให้ SW MOSFET ON และลัดวงจร C2 อย่างรวดเร็ว

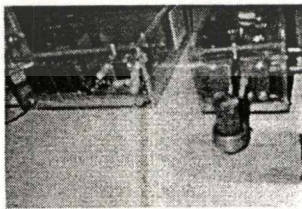


รูปที่ 11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆที่มุม phase-shift  $\phi = 30^\circ, 45^\circ$  และ  $60^\circ$

4. ผลการทดลองและคำนวณเปรียบเทียบค่าตัวแปรต่างๆ

ความสัมพันธ์ที่เหมาะสมสำหรับค่าตัวแปรต่างๆในกรณีของการเกิด Zero Voltage Switching หรือ ZVS ในขณะที่มีการปรับระดับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท โดยการปรับความถี่ของ Switch (f) และมุม Phase-Shift ( $\phi$ ) ก่อนอื่นจำเป็นต้องเข้าใจหลักการและเงื่อนไขการเกิด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.1 โดยสรุปการเกิด ZVS จะขึ้นกับความสัมพันธ์ของค่าตัวแปรต่างๆทั้ง 5 คือ ความถี่สวิตซ์ (f) , มุม Phase-Shift ( $\phi$ ) , มุมเฟส lag ( $\theta_{lag}$ ) , ช่วง Dead Time( $t_d$ ) และช่วง Charging Time ( $t_{ch}$ ) ซึ่งลักษณะความสัมพันธ์ที่แท้จริงของค่าตัวแปรเหล่านี้ สามารถแสดงให้เห็นจริงได้ทั้งในทางปฏิบัติโดยการทดลอง และโดยหลักการทางทฤษฎี ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยอาศัยหลักการซึ่งได้กล่าวไว้แล้วใน หัวข้อ 2.1 ผลจากการทดลอง และการคำนวณเหล่านี้สามารถนำมาแสดงเปรียบเทียบเพื่อยืนยันหลักการต่างๆได้ดังรูปที่ 11(a) , (b) และ (c) ดังนี้ :

รูปที่ 11(a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Time lag ( $t_{lag}$ ) กับ Dead Time( $t_d$ )  
 รูปที่ 11(b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่ (f) กับ Dead Time( $t_d$ )  
 รูปที่ 11(c) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Charging Time( $t_{ch}$ )กับ Dead Time( $t_d$ ) โดยที่ความสัมพันธ์เหล่านี้ได้จากการคำนวณและการทดลองที่มุมPhase-Shift  $30^\circ 45^\circ 60^\circ$  โดยอาศัยชุดทดลองในรูปที่ 12 จากกราฟจะเห็นว่าผลการทดลองและผลจากทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 12 ชุดทดลองต้นแบบ Induction Heating

5. สรุป

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์ หลักการทำงานของวงจร อินเวอร์เตอร์ ที่ใช้กับโหลดประเภท Induction Heating โดยมุ่งประเด็นเงื่อนไขการเกิด Zero Voltage Switching (ZVS)ดังนี้ :

- (1) เงื่อนไขการเกิด ZVS คือ Drain - Source Parasitic Capacitance  $C_{oss}$  จะต้อง discharge ประจุให้หมดจากระดับแรงดันแหล่งจ่าย dc ด้วยกระแสไหลลต์ที่มีขนาด และมุมเฟสมากพอก่อนที่ SW MOSFET ซึ่งขนานกับ  $C_{oss}$  ที่กำลังพิจารณาจะ turn-on
- (2) ส่วนกรณีการเกิด NON-ZVS นั้นจะเป็น กรณีเงื่อนไขที่กลับกันคือ Drain-Source Parasitic Capacitance  $C_{oss}$  จะไม่สามารถ discharge ประจุให้หมดจากระดับแรงดันแหล่งจ่าย dc เนื่องจากขนาดและมุมเฟสของกระแสไหลลต์ไม่มากพอก่อนที่ SW MOSFET จะ turn-on

เอกสารอ้างอิง

[1]. 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, 1993. YOKOHAMA 1993, Conference Record of the, pp.111-116.

ประวัติผู้เขียนบทความ



นายโรมัส ธรรมาธิฐาน สำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ปัจจุบัน เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโทคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายวิริยะ พิเชฐจำเริญ การศึกษาวุฒิปริญญาเอก จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์สาขาวิชาเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) ต.ล. 22-23 พฤศจิกายน 2544

## ประวัติผู้เขียน



นายชอมัส ธรรมาธิชฐาน เกิดวันที่ 2 มิถุนายน พ.ศ. 2514 ที่จังหวัดอุดรธานี สำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ปีการศึกษา 2538 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโทคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการยอมรับนอกจากวิทยานิพนธ์จำนวน 2 เรื่อง ได้แก่ บทความ เรื่อง “Power Transfer Characteristics of a Phase-Shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating” และ บทความ เรื่อง “ การพิจารณาเงื่อนไขการเกิดZVSในวงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสสำหรับโหลดให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้