

อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ 3 เฟส สำหรับเครื่องหลอมโลหะโดยการเหนี่ยวนำ
เพื่อลดปัญหาแรงดันฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้า

Three-Level Three-Phase Inverter for Induction Furnace
with Reducing Harmonic Voltage Problem



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **137788**
รับเดือนปี **16 ส.ค. 2558**

รายงานฉบับนี้เป็นรายงานฉบับสมบูรณ์ภายใต้การสนับสนุนด้วยเงินรายได้

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 3 ระดับ 3 กิ่งชนิดอนุกรม เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุตใช้ในการหลอมโลหะเพื่อลดปัญหาแรงดันฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า โดยมีวัตถุประสงค์ที่ลดขนาดของเครื่องและจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจะทำให้ลดค่าใช้จ่ายในการสร้างโดยยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้เท่ากัน ซึ่งจะทำให้การลดจำนวนสวิตซ์ที่ใช้ควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องให้ความร้อนแบบสองเอาต์พุตจากหลักการเดิมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ใช้สวิตซ์จำนวน 4 กิ่ง 8 ตัว ทำการออกแบบใหม่โดยลดจำนวนสวิตซ์ให้เหลือ 3 กิ่ง 6 ตัว มีกิ่งร่วม 1 กิ่งและกิ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าแยกอีก 2 กิ่ง ควบคุมกำลังไฟฟ้าแยกอิสระต่อกัน การควบคุมกำลังไฟฟ้าใช้หลักการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0.5 กิโลวัตต์ ถึง 2 กิโลวัตต์ของแต่ละเอาต์พุต ทำงานที่ความถี่ 56.21 กิโลเฮิรตซ์ซึ่งที่ใช้ไอจีบีทีเป็นสวิตซ์ ซึ่งผลการทดลองที่ได้ถูกต้องและสอดคล้องกับทฤษฎี



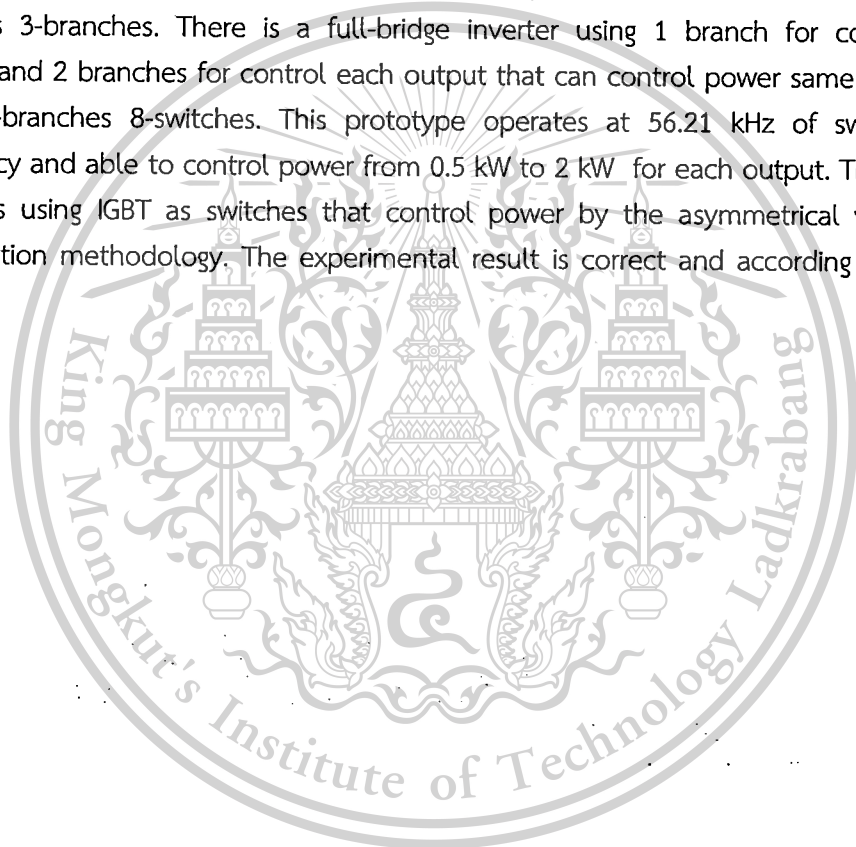
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

ABSTRACT

This report presents design and analysis of a 3-phase 3-level 3-leg high frequency series-resonant inverter for two-output induction heaters for melting metal with reducing harmonic voltage problem. The main purpose of this thesis is to reduce the size of converter and number of switches. By the way, this prototype can control output power equal to the previous and control power independently. The previous theory for control power of 2-output high frequency induction heater using full-bridge inverter 4-branches 8-switch control output power independently. The prototype presents the development by reducing the number of switch only 6-switches 3-branches. There is a full-bridge inverter using 1 branch for common control and 2 branches for control each output that can control power same size as using 4-branches 8-switches. This prototype operates at 56.21 kHz of switching frequency and able to control power from 0.5 kW to 2 kW for each output. The full-bridge is using IGBT as switches that control power by the asymmetrical voltage cancellation methodology. The experimental result is correct and according to the theory.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วยความช่วยเหลือจาก นายพัฒนพงษ์ คงสาคร และ นายทัญญู มีศรีสุข ตลอดจนลูกศิษย์ระดับปริญญาตรี ในโครงการ โปรเจค ซึ่ง ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ช่วยเหลือในการต่อวงจร และทดลอง และที่จะลืมไปไม่ได้คือ ทุนสนับสนุนการวิจัยจากเงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์ ในครั้งนี้ ข้าพเจ้าต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เทียบกับหลักการที่มีอยู่.....	2
1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ.....	3
1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ.....	4
1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน.....	4
1.6 ขอบเขตและข้อกำหนดในงานวิจัย.....	4
1.7 รายละเอียดที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้.....	4
1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	5
1.9 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน.....	6
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	6
2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ.....	9
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	14
2.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	16
2.4.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Phase-Shift Controlled.....	17
2.4.2 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Pulse Density Modulation.....	18
2.4.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation.....	19
2.4.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Pulse Frequency Modulation.....	20
2.5 สรุป.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

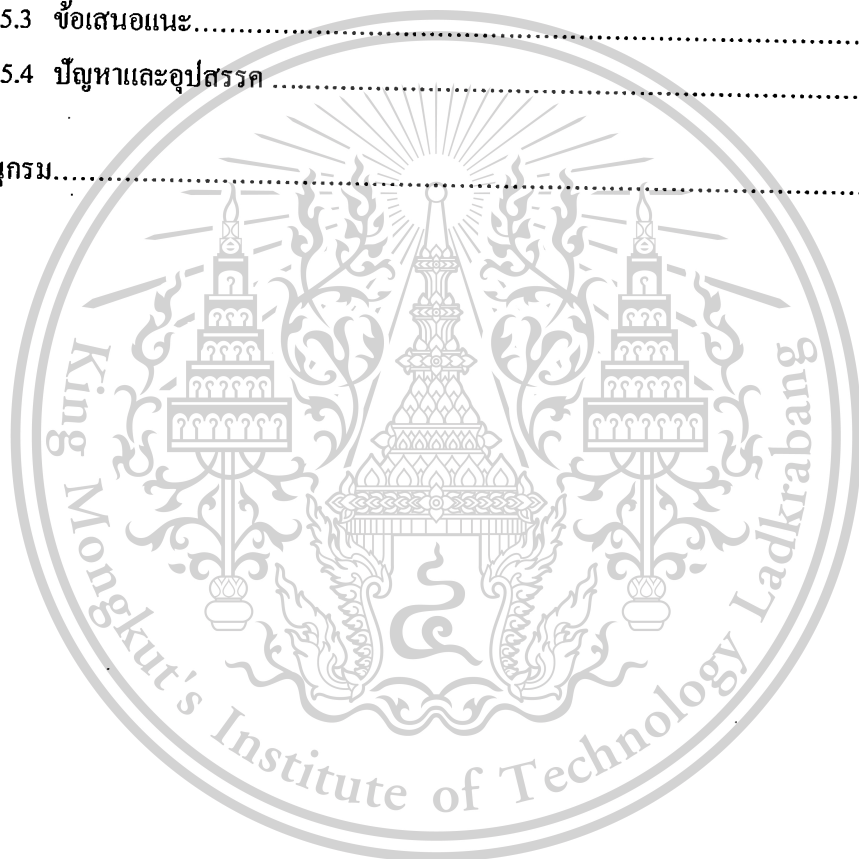
สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ออกแบบและสร้าง	22
3.1 บทนำ.....	22
3.2 ส่วนประกอบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	23
3.2.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า.....	23
3.2.2 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง.....	24
3.2.3 วงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์.....	25
3.2.4 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง.....	26
3.2.5 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ่ง.....	28
3.2.6 โหลดอนุกรมเรโซแนนซ์.....	29
3.2.6.1 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ.....	29
3.2.6.2 การออกแบบตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์.....	34
3.3 หลักการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	34
3.4 การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต.....	42
3.4.1 การวิเคราะห์สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	42
3.4.2 การวิเคราะห์สมการกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	43
3.4.3 การวิเคราะห์สมการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต.....	45
3.4.4 การวิเคราะห์สมการกระแสไฟฟ้าอินพุต.....	47
3.4.5 การวิเคราะห์สมการกำลังไฟฟ้าอินพุต.....	48
3.5 สรุป.....	49
บทที่ 4 ผลการทดลองและผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	50
4.1 บทนำ.....	50
4.2 การทดสอบเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ.....	50
4.2.1 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 1 โดยหยุดการทำงานของโหลด ชุดที่ 2.....	52
4.2.2 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 2 โดยหยุดการทำงานของโหลด ชุดที่ 1.....	58
4.2.3 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดทั้ง 2 ชุดพร้อมกัน.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 วิจารณ์ผลการทดลอง.....	66
4.4 สรุป.....	67
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	68
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	68
5.2 ข้อจำกัดเครื่องเหนี่ยวนำคั่นแบบ.....	68
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	69
5.4 ปัญหาและอุปสรรค.....	69
บรรณานุกรม.....	70



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	ลักษณะการทำงานของสวิตช์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ.....35



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	หลักการเดิม.....3
1.2	แนวความคิดที่ใช้ทำวิทยานิพนธ์.....3
2.1	การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย.....6
2.2	ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ากับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน.....7
2.3	วงจรมุมลของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป.....8
2.4	จรมุมลของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน.....8
2.5 (a)	เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำ.....9
2.5 (b)	เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบ.....9
2.6 (a)	วงจรมุมลทางแม่เหล็ก.....12
2.6 (b)	วงจรมุมลทางไฟฟ้า.....12
2.7	วงจรเฟสเซอร์ของอินเวอร์เตอร์แบบอนุกรม.....14
2.8	ค่าบรรทัดฐานของแรงดันเอาต์พุตต่อความถี่การสวิตช์ที่ค่า Q ต่างๆ.....15
2.9	ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ต่างๆ.....16
2.10	คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ของการควบคุมแบบ Phase-Shifted Controlled.....17
2.11	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....17
2.12	คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ.....18
2.13	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ.....18
2.14	คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ของการควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation.....19
2.15	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....19
2.16	คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ของการควบคุมแบบ Pulse Frequency Modulation.....20
2.17	ค่าบรรทัดฐานของกำลังคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตต่อความถี่.....20
3.1	วงจรเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ.....22
3.2	สัญญาควบคุมวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....25
3.3	วงจรชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์.....26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	30
3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	31
3.6 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตวงจรอินเวอร์เตอร์.....	32
3.7 เวกเตอร์ไออะแกรม.....	32
3.8 (a) คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของโหลดชนิดที่ 1.....	33
3.8 (b) คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของโหลดชนิดที่ 1.....	33
3.9 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามกิ่งของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ.....	34
3.9 (b) คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	34
3.10 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_0-t_1	36
3.11 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_1-t_2	37
3.12 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_2-t_3	38
3.13 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_3-t_4	39
3.14 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_4-t_5	40
3.15 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_5-t_6	41
3.16 คลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	42
3.17 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ.....	43
3.18 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าวงจรอินเวอร์เตอร์.....	47
4.1 วงจรเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลอง.....	51
4.2 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....	52
4.3 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา.....	52
4.4 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....	53
4.5 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา.....54
4.7	คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....54
4.8	คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....55
4.9	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา.....55
4.10	คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....56
4.11	กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย I_{d1} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....56
4.12	กำลังไฟฟ้าอินพุต P_u และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....57
4.13	ประสิทธิภาพวงจรอินเวอร์เตอร์ของโหลดหูดที่ 1 ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....57
4.14	คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....58
4.15	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา.....58
4.16	รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d2} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....59
4.17	คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....59
4.18	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา.....60
4.19	คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d2} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....60
4.20	คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21	61
สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา.....	
4.22	62
คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_d และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div).....	
4.23	62
กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย I_{d2} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....	
4.24	63
กำลังไฟฟ้าอินพุต P_d และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....	
4.25	63
ประสิทธิภาพวงจรอินเวอร์เตอร์ของโหลดชุดที่ 2 ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....	
4.26	64
คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับ โหลดทั้งสองชุดที่มุมเลื่อนเฟสของโหลดชุดที่ 1 เท่ากับ 30 องศา ชุดที่ 2 เท่ากับ 0 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....	
4.27	65
คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับ โหลดทั้งสองชุดที่มุมเลื่อนเฟสของโหลดชุดที่ 1 เท่ากับ 90 องศา ชุดที่ 2 เท่ากับ 60 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div).....	
4.28	65
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o และกำลังไฟฟ้าอินพุต P_d วงจรอินเวอร์เตอร์ของโหลดชุด ทั้ง 2 ชุด.....	
4.29	66
ประสิทธิภาพวงจรอินเวอร์เตอร์ของโหลดทั้ง 2 ชุดที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ.....	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงได้รับความนิยมใช้ในอุตสาหกรรมและเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน มีการพัฒนาประสิทธิภาพให้ได้กำลังงานที่สูงขึ้นและขนาดเล็กลง เพื่อใช้ในการหลอมโลหะ และลดค่าใช้จ่ายในฮาร์มอนิก และตลอดจนต้องลดค่าใช้จ่ายในการผลิตเพื่อให้ได้ผลตอบแทนที่สูงสุด

จากการศึกษาค้นคว้าเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบหลายหัว [1, 2] จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์ควบคุมกำลังไฟฟ้าแยกโหลดแต่ละชุดอิสระต่อกัน ซึ่งเป็นการออกแบบระบบที่ง่ายและสะดวกในการควบคุมกำลังไฟฟ้า แต่ถ้าจำนวนโหลดเพิ่ม ต้องใช้สวิตช์เพิ่มขึ้น กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากอุปกรณ์ก็จะเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย ทำให้ต้องออกแบบระบบเพื่อชดเชยการสูญเสียกำลังไฟฟ้า ตลอดจนถึงประมาณเพื่อใช้จ่ายสำหรับสวิตช์ที่เพิ่มขึ้นมา

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุต ทำงานโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดจำนวน 2 ชุดซึ่งพัฒนาโดยการลดสวิตช์จากเดิมใช้จำนวน 4 กิ่ง 8 ตัว ลดลงให้เหลือจำนวน 3 กิ่ง 6 ตัวโดยใช้กิ่งร่วม 1 กิ่ง สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้เท่ากันแต่จำนวนสวิตช์น้อยกว่า ทำให้ลดค่าใช้จ่ายในการออกแบบติดตั้ง ซึ่งเป็นการสร้างมูลค่าในทางเศรษฐศาสตร์เพื่อให้ได้ผลตอบแทนสูงสุด

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำที่ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นประกอบด้วยส่วนสำคัญดังนี้

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ สำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบนี้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสจากไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ให้มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์เพื่อป้อนเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งใช้สวิตช์จำนวน 6 ตัว สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลด 2 ชุดโดยอิสระ ความถี่การสวิตช์คงที่ 56.21 กิโลเฮิร์ตซ์

2. ขดลวดเหนี่ยวนำ ประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบชิ้นงานลักษณะทรงกระบอกโดยมีช่องว่างเล็กน้อยระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานเพื่อความสะดวกในการเคลื่อนย้าย ขดลวดเหนี่ยวนำมีหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กให้ล่องผ่านชิ้นงานเพื่อทำให้เกิดกระแสไหลวนจนทำให้ความถี่ร้อนขึ้นที่บริเวณผิว กระแสไฟฟ้าที่ไหลเป็นรูปไซน์ซึ่งใช้หลักการเร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

โซแนนซ์ที่ความถี่ 56.21 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยขดลวดเหนี่ยวนำจะต่ออนุกรมอยู่กับคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์ ซึ่งมีหม้อแปลงกำลังความถี่สูงทำหน้าที่ลดแรงดันให้มีค่าเหมาะสมที่จะจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ และเพิ่มปริมาณกระแสไฟฟ้าให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมีคาปาซิเตอร์บล็อกกิ้งเพื่อป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่หม้อแปลงซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนที่หม้อแปลงและเกิดความเสียหายได้

3. วงจรควบคุมการทำงานของสวิตช์ มีหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบไม่สมมาตรและควบคุมการนำกระแสของสวิตช์ให้อยู่ในสถานะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ตลอดช่วงการทำงานโดยมีการแยกโคจรทางไฟฟ้าของสวิตช์แต่ละตัว

1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบที่ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นนี้มีข้อเด่นคือ สามารถลดค่าใช้จ่ายในการก่อสร้างเครื่องให้ความร้อนโดยการลดจำนวนสวิตช์ลง สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าได้เท่ากัน ซึ่งมีวัตถุประสงค์การศึกษาดังนี้

1. เพื่อวิเคราะห์ห้วงคับประกอบและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามกึ่งขั้วชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุต
2. เพื่อศึกษาและออกแบบระบบการควบคุมกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์สามกึ่งขั้วชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุต
3. เพื่อพัฒนาเครื่องให้ความร้อนอินเวอร์เตอร์สามกึ่งขั้วชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุตโดยใช้สวิตช์จากเดิม 4 กิ่ง 8 ตัว ลดลงเหลือ 3 กิ่ง 6 ตัว

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบที่ทำการวิจัยและพัฒนาประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง สวิตช์ 6 ตัว ควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด 2 ชุดได้อย่างอิสระด้วยวิธีการควบคุมปริมาณแรงดันไฟฟ้าซิกบวก ปรับดิวิตีไซเคิลของสวิตช์ของกิ่งร่วมที่ 50 เปอร์เซ็นต์คงที่และปรับลดดิวิตีไซเคิลของกิ่งที่ต่อกับโหลด ที่ความถี่การสวิตช์คงที่โดยให้มีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อยเพื่อให้สวิตช์ทำงานในสถานะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่

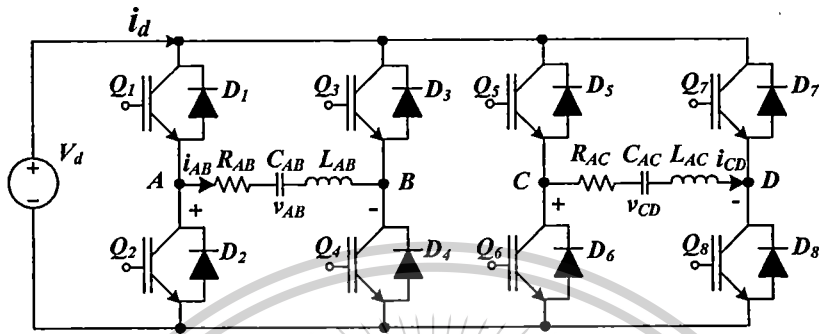
จากหลักการเดิมของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำแบบหลายเอาต์พุต จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแยกอิสระแต่ละชุดกันดังรูปที่ 1.1 จะเห็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

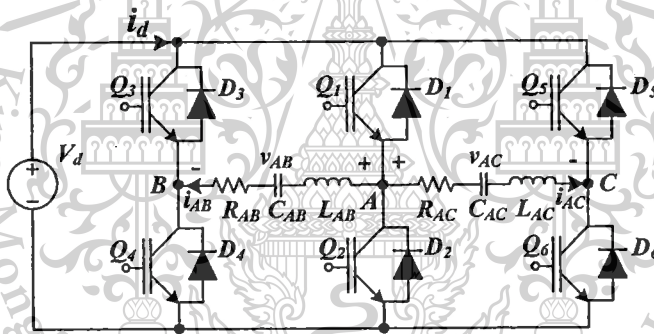
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

ว่าใช้สวิตช์ทั้งหมด 4 ถึง 8 ตัว สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอแนวทางในการลดจำนวนสวิตช์ลงเหลือ 3 ถึง 6 ตัวโดยใช้ทั้งรวม 1 ถึงและควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลดแต่ละชุดดังรูปที่ 1.2 โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบไม่สมมาตร ซึ่งจะเห็นว่าหลักการของงานวิจัยที่นำเสนอนี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้เท่ากับหลักการแบบเดิมแต่ใช้จำนวนสวิตช์น้อยกว่า



รูปที่ 1.1 หลักการเดิม



รูปที่ 1.2 แนวความคิดที่ใช้ทำรายงานฉบับนี้

1.5 พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ

1.5.1 พิกัดเครื่องต้นแบบ

แรงดันไฟฟ้าอินพุต	220	โวลต์
ความถี่อินพุต	50	เฮิรตซ์
กำลังไฟฟ้าอินพุต	4.315	กิโลวัตต์
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 1	0.55 ถึง 1.965	กิโลวัตต์
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 2	0.563 ถึง 1.997	กิโลวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

1.5.2 ลักษณะการประยุกต์ใช้งาน

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงต้นแบบได้ออกแบบไว้เพื่อการชูบแข็งที่ผิวของเหล็กทรงกระบอกต้นแบบ 2 เอ้าต์พุตซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน	25	มิลลิเมตร
ความยาวที่ให้ความร้อน	60	มิลลิเมตร
เวลาที่ทำความร้อนถึงจุดคูรี		
โพลซูดที่ 1	45	วินาที
โพลซูดที่ 2	43	วินาที

1.6 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

สร้างเครื่องต้นแบบโดยมีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 4 กิโลวัตต์ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้ตั้งแต่ 0.5 กิโลวัตต์ ถึง 2 กิโลวัตต์ ของแต่ละหัว โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร ความถี่การสวิตช์ 56.21 กิโลฮีรตซ์ สามารถให้ความร้อนกับเหล็กแบบชูบแข็งที่ผิว ซึ่งมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน 2.5 มิลลิเมตร

1.7 รายละเอียดที่จะทำในรายงานฉบับนี้ฉบับนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความน่าสนใจของปัญหา และวัตถุประสงค์ของการศึกษา แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่ พิกัดและลักษณะการประยุกต์ใช้งานเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน กล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

บทที่ 3 การสร้างและออกแบบ กล่าวถึงส่วนประกอบของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ การออกแบบสร้างเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ การวิเคราะห์สมการต่างๆของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ ได้แก่ สมการกระแสอินพุต สมการกำลังไฟฟ้าอินพุต สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต สมการกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต ของวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บทที่ 4 ผลการทดลองและผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ กล่าวถึงขั้นตอนในการทดลองเครื่องต้นแบบ และผลการทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ โดยเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อยืนยันความถูกต้อง

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ กล่าวถึงการสรุปผลการทดลอง ข้อเสนอแนะข้อจำกัด ปัญหาและอุปสรรคเพื่อเป็นแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไป

1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาค้นคว้าหาข้อมูลของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง
2. ศึกษาทฤษฎีและหลักการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ
3. ออกแบบชุดโพลขดลวดเหนี่ยวนำ หม้อแปลงกำลังความถี่สูง และชุดอินเวอร์เตอร์
4. ทำการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
5. สร้างและประกอบ
6. ปรับปรุงและแก้ไข
7. ทดสอบประสิทธิภาพและเก็บผลการทดลอง
8. จัดทำรูปเล่มรายงานฉบับนี้

1.9 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย

1. เรียนรู้หลักการทำงานและพัฒนาประสิทธิภาพเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ
2. สามารถนำเครื่องต้นแบบไปประยุกต์ใช้ในภาคอุตสาหกรรมได้ อีกทั้งยังช่วยลดต้นทุนในการผลิต ซึ่งเป็นการสร้างมูลค่าทางเศรษฐศาสตร์ เพื่อให้ได้รับผลตอบแทนสูงสุด
3. เพื่อเป็นแนวทางในการกำหนดทิศทางการพัฒนางานวิจัยด้านพลังงานให้กับหน่วยงานภาครัฐ – ภาคเอกชน และบุคคลทั่วไปที่สนใจการลดใช้พลังงานและลดค่าใช้จ่ายในการนำเอาเทคโนโลยีจากต่างประเทศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

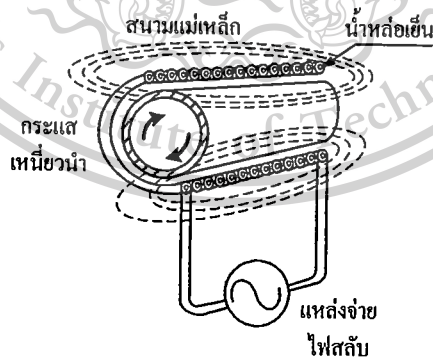
บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้า [3]

ในปัจจุบันนี้เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำไฟฟ้าได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในอุตสาหกรรมหลากหลายประเภทอันได้แก่ อุตสาหกรรมการผลิตเหล็ก การขึ้นรูปอลูมิเนียม ตลอดจนเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือนอันได้แก่ เตารีดต้มแบบเหนี่ยวนำไฟฟ้า การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าไม่ได้ใช้แหล่งความร้อนจากภายนอก แต่ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นในชิ้นงานเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นต้องสัมผัสกับแหล่งจ่ายพลังงาน ซึ่งได้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ การให้ความร้อนจึงทำได้โดยสะดวก ทำให้เกิดความร้อนสูงเฉพาะตำแหน่งที่ต้องการ ทั้งยังสามารถควบคุมเวลาที่จะให้ความร้อนตลอดจนพื้นที่และความลึกผิวของชิ้นงานที่ได้รับความร้อน การกำหนดพื้นที่ที่กำหนดได้จากรูปร่างลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำที่แตกต่างกัน และความลึกผิวเลือกใช้ความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่เหมาะสม

การให้ความร้อนกับชิ้นงาน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปยังขดลวดเหนี่ยวนำแบบกลวงที่มีการระบายความร้อนภายใน ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำจะพันรอบชิ้นงาน โดยมีช่องว่างเล็กน้อยเพื่อการเคลื่อนย้ายเข้าออกของชิ้นงาน ชิ้นงานที่ใช้จะเป็นสารเฟอร์โรแมกเนติก เส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะคล้องกับชิ้นงานทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ที่ชิ้นงานจนทำให้เกิดความร้อน ณ บริเวณที่ขดลวดเหนี่ยวนำพาดผ่านดังรูปที่ 2.1 แสดงหลักการให้ความร้อนเหนี่ยวนำอย่างง่าย



รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

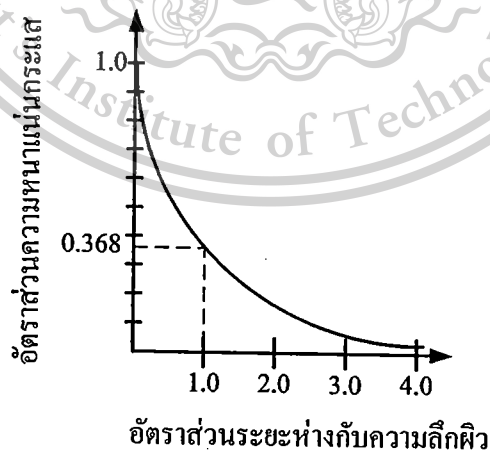
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ที่ผิว (Skin effect) ความลึกกระแสไฟฟ้าสลับบนชิ้นงานจะขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำดังรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าปริมาณความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าจะมีค่าลดลงเป็นฟังก์ชันเอกโพเนนเชียลเมื่ออัตราส่วนระหว่างความลึกผิวของชิ้นงานเพิ่มขึ้น โดยที่ระยะทางจากผิวเท่ากับความลึกของผิว ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ 0.368 เท่าของความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ผิวของชิ้นงาน ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้และสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความลึกกระแสไฟฟ้าที่ชิ้นงานกับความถี่ที่ป้อนให้ดังสมการที่ (2.1)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (2.1)$$

โดยที่

- δ คือ ความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในชิ้นงาน (เมตร)
- μ คือ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก มีค่าเท่ากับ $\mu_0 \mu_r$ (เฮนรี/เมตร)
- μ_0 คือ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็กของสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ (เฮนรี/เมตร)
- μ_r คือ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็กของสาร
- ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน (โอห์ม-เมตร)
- f คือ ความถี่ (เฮิร์ตซ์)

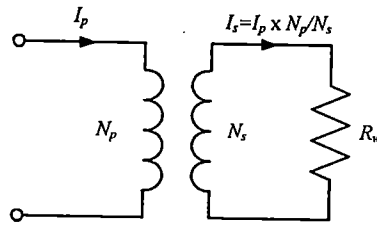


รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ากับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน

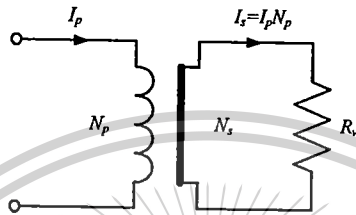
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของหม้อไฟฟ้าแปลงทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_p เป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำและ I_s เป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในชิ้นงาน โดยอาศัยความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้กระแสไฟฟ้าทั้งสองมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_s = I_p N_p \quad (2.2)$$

โดยที่ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในรูปความร้อนที่ชิ้นงาน (P_w) จะมีค่าเท่ากับ

$$P_w = I_p^2 N_p^2 R_w \quad (2.3)$$

โดยที่ R_w คือ ความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน (โอห์ม)

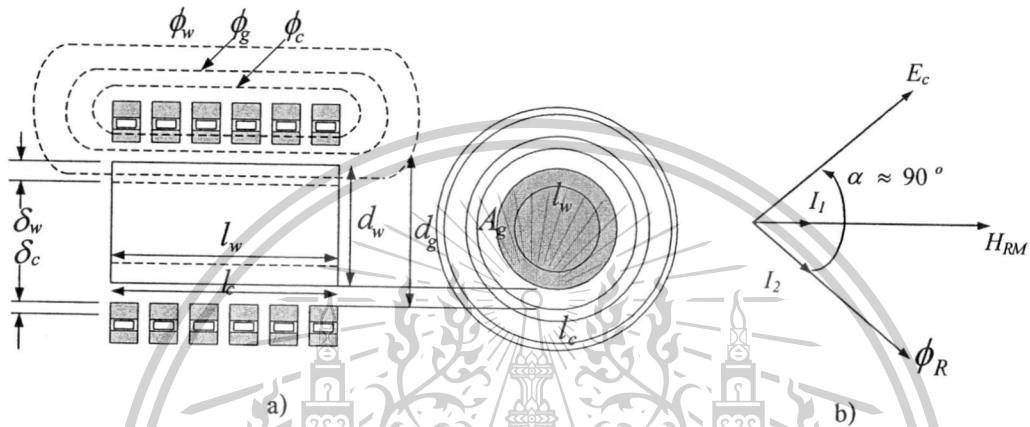
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้งานไม่ใช่ทรงกระบอกที่มีความยาวเป็นอนันต์ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้ทฤษฎีทรงกระบอกที่มีความยาวเป็นอนันต์มาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำได้ จึงได้มีการศึกษาทฤษฎีในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่เป็นทรงกระบอกที่มีความยาวจำกัดเพื่อที่จะใช้ในการออกแบบและคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่จะใช้งาน ดังรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 a) เส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำ
b) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบ

รูปที่ 2.5 แสดงถึงเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากความเข้มสนามแม่เหล็กที่ได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ โดยเส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านระบบประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ϕ_w คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน
2. ϕ_g คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านช่องอากาศ
3. ϕ_c คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงานและเส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.4) และ (2.5)

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) p \quad (2.4)$$

$$\phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

โดยที่ p และ q เป็นสัมประสิทธิ์ของ Bessel function

P_w คือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงาน (วัตต์)

ϕ_{wm} คือ ค่ายอดของเส้นแรงแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน (เวเบอร์)

H_{Rm} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กค่ายอดที่ผิวของชิ้นงาน (แอมแปร์/เมตร)

L_w คือ ความยาวของชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (เมตร)

A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (ตารางเมตร)

R คือ รัศมีของชิ้นงาน (เมตร)

$$\text{ถ้า } \frac{d}{\delta} \geq 8 \text{ แล้ว } p = \frac{2}{(1.23 + \frac{d}{\delta})} \text{ และ } q = \frac{2}{d/\delta}$$

ϕ_g คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านช่องอากาศโดยปกติแล้วจะมีค่าค่อนข้างใหญ่ในกรณีที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ เพราะพื้นที่หน้าตัดที่เส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านจะมีค่าลดลง ช่องอากาศนี้มีให้เพื่อเป็นระยะห่างเชิงกล เพื่อให้ชิ้นงานป้อนเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำได้สะดวก และยังช่วยเป็นฉนวนความร้อนระหว่างชิ้นงานกับตัวขดลวดเหนี่ยวนำ เส้นแรงแม่เหล็กส่วนนี้จะมีผลให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำต่ำลง

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g \quad (2.6)$$

โดยที่ A_g คือ พื้นที่เส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านอากาศ (ตารางเมตร)

ϕ_c คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านตัวขดลวดเอง ตัวขดลวดเหนี่ยวนำก็มีปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับชิ้นงาน ตามปกติขดลวดเหนี่ยวนำจะใช้ทองแดงที่มีคุณสมบัติไม่เป็นสารเฟอร์โรแมกเนติก เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กจะล้าหลังความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ 45 องศา ดังนั้น

$$\phi_{cm} = k_r \mu_o \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.7)$$

โดยที่ δ_c คือ ความลึกผิวของกระแสไฟฟ้าที่เกิดในขดลวด (เมตร)

k_r คือ Correction Factor ปกติจะมีค่าระหว่าง 1-1.5 โดยทั่วไปจะใช้ 1.15

d_c คือ เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ (เมตร)

H_{om} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กค่ายอด (แอมแปร์/เมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมด คือ ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสามจะได้

$$\phi_{om} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm}$$

ถ้าคิดเป็นค่า อาร์เอ็มเอส จะได้

$$\phi_o = \phi_w + \phi_g + \phi_c$$

จัดรูปใหม่

$$\phi_{om} = \mu_0 H_{om} \left[\left(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) - j \left(\mu_r p A_w + k_r \frac{k d_c \delta_c}{2} \right) \right] \quad (2.8)$$

จากสมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ m.m.f. จะได้ $H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{l_c}$ (2.9)

และให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดจะได้

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.10)$$

แทนค่าสมการที่ (2.8) และ (2.9) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c} I_c \left[\left(\mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r \pi d_c}{2} \right) \right] \quad (2.11)$$

จากสมมุติฐานที่ว่า เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอและเป็นผลที่มาจากความเข้มสนามแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้สามารถแทนสมการที่ (2.11) ได้ด้วยจรรยาสมมูลทางแม่เหล็กซึ่งเป็นแบบขนาน ดังรูปที่ 2.6(a) และถ้าพิจารณาจรรยาสมมูลทางไฟฟ้า จะอยู่ในรูปความต้านทานกับความเหนี่ยวนำต่อแบบอนุกรม ดังรูปที่ 2.6 (b) โดยส่วนที่เป็นความต้านทานจะแทนด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในฉนวนงานและตัวขดลวดเหนี่ยวนำ และส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจะเป็นส่วนของเส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านฉนวนงาน ตัวขดลวดเหนี่ยวนำ และช่องว่างอากาศ ซึ่งจะมีผลเดียวกันกับความเข้มของสนามแม่เหล็ก และสามารถเขียนในรูปของอิมพีแดนซ์รวมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

โดยที่

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.12)$$

$$R_w = K(\mu_r p A_w) \quad (2.13)$$

$$R_c = K \left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad (2.14)$$

$$X_g = K(A_g) \quad (2.15)$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) \quad (2.16)$$

$$X_c = K \left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad (2.17)$$

$$\text{โดยที่ } K = 2\pi f \mu_0 \frac{N_c^2}{l_c}$$

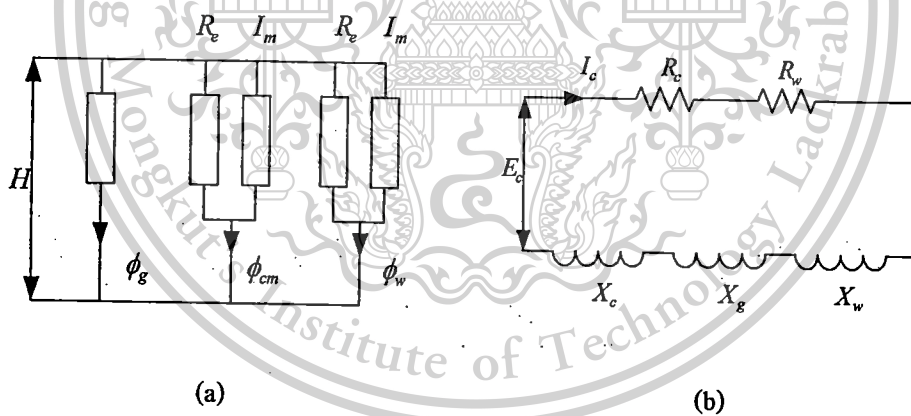
R_w คือ ความต้านทานของขดลวด (โอห์ม)

R_c คือ ความต้านทานของขดลวด (โอห์ม)

X_g คือ รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ (โอห์ม)

X_w คือ รีแอกแตนซ์จากขดลวด (โอห์ม)

X_c คือ รีแอกแตนซ์จากขดลวด (โอห์ม)



รูปที่ 2.6 (a) วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก

(b) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากสมการที่ (2.13) ถึง (2.17) เมื่อแทนค่า K และประมาณค่า $p = \frac{2\delta}{d}$ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$R_w = \frac{4\pi N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \rho_w f}{\pi}} \frac{A_w}{d_w} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

$$R_c = \frac{\pi^2 N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \rho_c f}{\pi}} k_r d_c \quad (2.19)$$

$$L_g = N_c^2 \frac{\mu_0 A_g}{l_c} \quad (2.20)$$

$$L_w = \frac{2N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \rho_w}{\pi f}} \frac{A_w}{d_w} \quad (2.21)$$

$$L_c = \frac{2N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \rho_w}{\pi f}} \frac{k_r \pi d_c}{2} \quad (2.22)$$

$$\eta = \frac{R_w}{R_c + R_w} \quad (2.23)$$

$$\cos \theta = \frac{R_w + R_c}{Z} \quad (2.24)$$

$$P_e = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.25)$$

$$S_e = \frac{P}{\cos \theta} = I_c^2 Z \quad (2.26)$$

$$\frac{E_c}{N_c} = \frac{(Coil VA)}{(Total ampere turns)} \quad (2.27)$$

$$Coil ampere turns = I_c N_c = H_c l_c \quad (2.28)$$

โดยที่

L_g คือ ความเหนี่ยวนำจากช่องอากาศ (เฮนรี)

L_w คือ ความเหนี่ยวนำของขดลวด (เฮนรี)

L_c คือ ความเหนี่ยวนำจากขดลวดเหนี่ยวนำ (เฮนรี)

η คือ ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ

$\cos \theta$ คือ ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ

P_e คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (วัตต์)

S_e คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (โวลต์-แอมแปร์)

จากสมการของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำและขดลวด จะเห็นได้ว่า วงจรสมมูลจะขึ้นอยู่กับลักษณะขนาดของทั้งขดลวดและขดลวด รวมทั้งจำนวนของขดลวดด้วย และถ้าพิจารณาให้ขดลวดและขดลวดเหนี่ยวนำคงที่ความต้านทานของขดลวดและขดลวดจะแปรตามรากที่สองของความถี่ รากที่สองของความต้านทานจำเพาะ และรากที่สองของความซึมซาบแม่เหล็ก สำหรับกรณีความเหนี่ยวนำของขดลวดและขดลวด จะแปรตามรากที่สองของความต้านทานจำเพาะ รากที่สองของความซึมซาบแม่เหล็ก แต่จะแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่ ส่วนกรณีความเหนี่ยวนำเนื่องจากช่องว่างอากาศพบว่า จะขึ้นกับลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำและพื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศ แต่ไม่ขึ้นกับความถี่

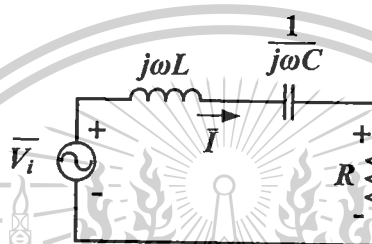
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอนุกรมที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับต่ออนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานดังรูปที่ 2.7 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจะจ่ายคลื่นสี่เหลี่ยมให้กับโหลดเรโซแนนซ์โดยที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับความถี่การสวิตช์ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหักล้างกัน จึงมองเห็นเป็นโหลดที่มีแต่เฉพาะค่าความต้านทานและจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวกรองความถี่ให้เฉพาะความถี่หลักมูลผ่าน ขนาดสัญญาณฮาร์มอนิกลำดับต่างๆลดลงทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทานและกระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์



รูปที่ 2.7 วงจรเฟสเซอร์ของอินเวอร์เตอร์แบบอนุกรม

พิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์วงจรรูปที่ 2.7 จะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรดังสมการที่ (2.29)

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

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

หรือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

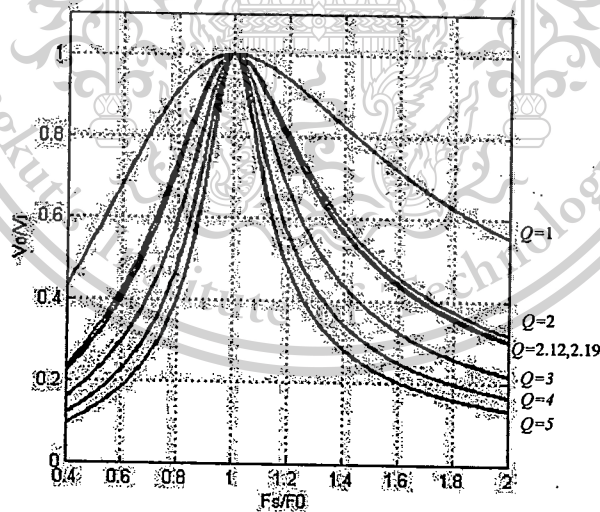
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.30)$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์แสดงในรูปตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor: Q) ดังสมการ (2.31) และอัตราขยายแรงค้ำดังสมการที่ (2.32)

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.31)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (2.32)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.32 นำมาพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงค้ำไฟฟ้าของผลตอบสนองเชิงความถี่บรรทัดฐาน (Normalized frequency: f/f_0) ที่ค่า Q ต่างๆ ดังรูปที่ 2.8 สำหรับในงานวิจัยนี้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากทดลองในบทที่ 4 จะได้ค่า Q เท่ากับ 2.12 และ 2.19 สำหรับโหลดแต่ละชุด



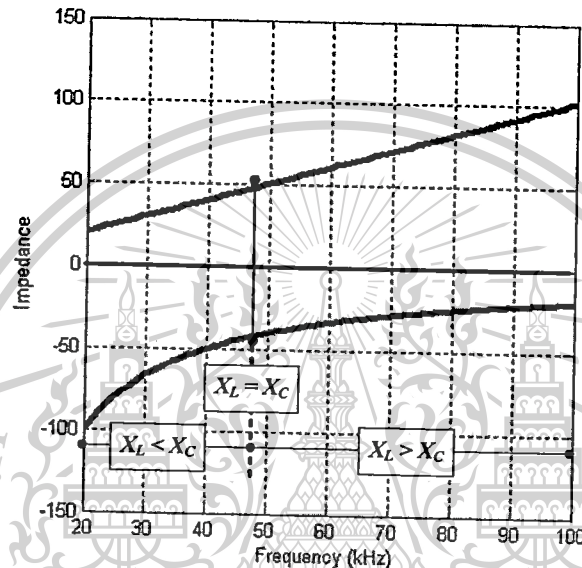
รูปที่ 2.8 ค่าบรรทัดฐานของแรงค้ำไฟฟ้าเอาต์พุตต่อความถี่การสวิตซ์ที่ค่า Q ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

พิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 2.9 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับตัวเก็บประจุที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 49.1 และ 49.2 กิโลเฮิร์ตซ์ของโหลดชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ในทางปฏิบัติจะควบคุมให้ความถี่การสวิตช์มีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อยซึ่งจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมากกว่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุทำให้กระแสไฟฟ้าล้าหลังแรงดันไฟฟ้าจนทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลขณะแรงดันไฟฟ้าที่สวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ (Zero-Voltage-Switching: ZVS)



รูปที่ 2.9 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ต่างๆ

2.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมสามารถแบ่งได้ 4 แบบ ได้แก่

- 1) แบบ Phase-Shifted
- 2) แบบ Pulse Density Modulation
- 3) แบบ Asymmetrical Voltage Cancellation
- 4) แบบ Pulse Frequency Modulation

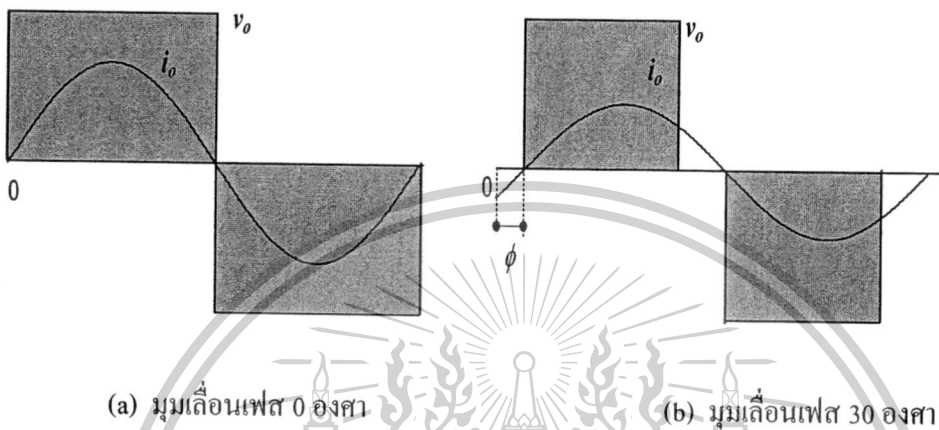
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

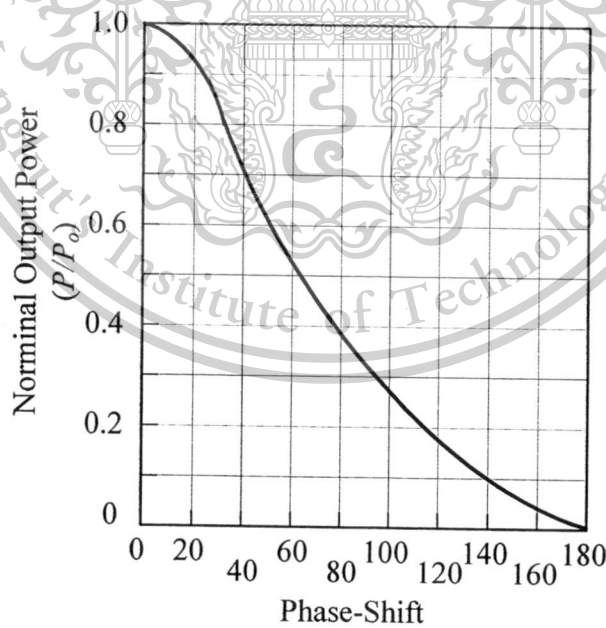
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.4.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Phase-Shift Controlled

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Phase-Shift Controlled จะควบคุมความกว้างของแรงดันไฟฟ้าโดยการปรับเลื่อนมุมเลื่อนเฟส (ϕ) ของทั้งซีกบวกและซีกลบดังรูปที่ 2.10 ปริมาณแรงดันไฟฟ้าของทั้งสองซีกจะมีปริมาณเท่ากัน แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าสัมพันธ์กับมุมเฟสที่ทำการปรับดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ของการควบคุมแบบ Phase-Shifted Controlled



รูปที่ 2.11 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ

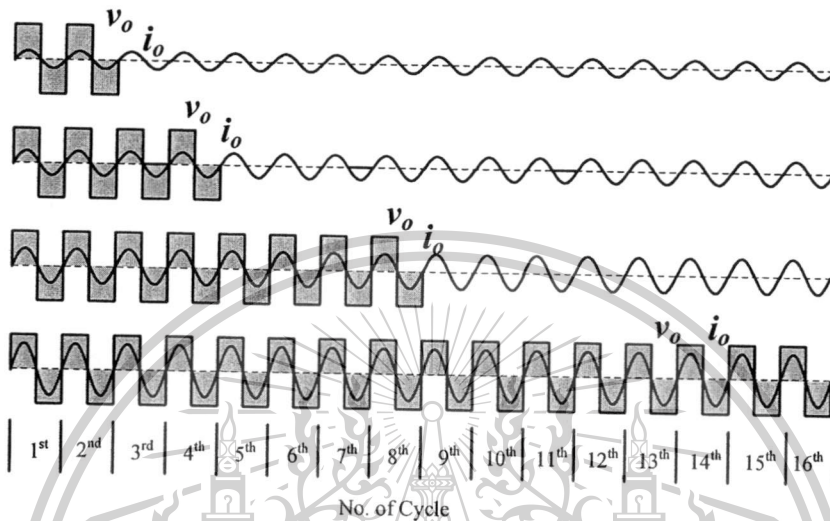
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

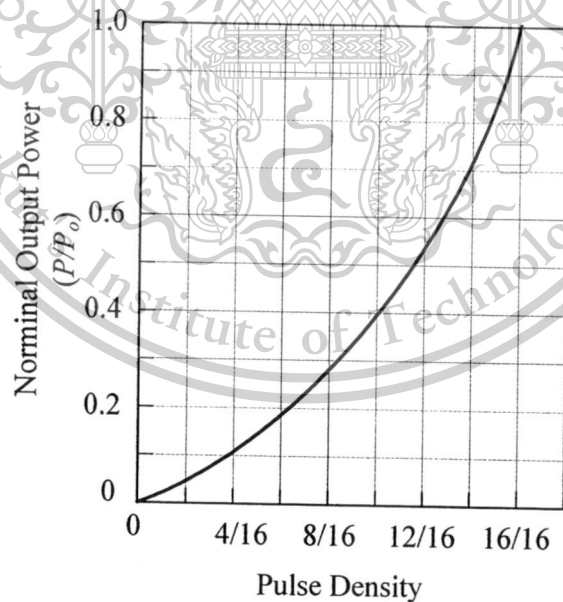
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.4.2 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Pulse Density Modulation

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Pulse Density Modulation จะควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการปรับลดจำนวนไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าอินพุต กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จะสัมพันธ์กับจำนวนไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าอินพุตดังรูปที่ 2.12 และ 2.13



รูปที่ 2.12 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ



รูปที่ 2.13 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ

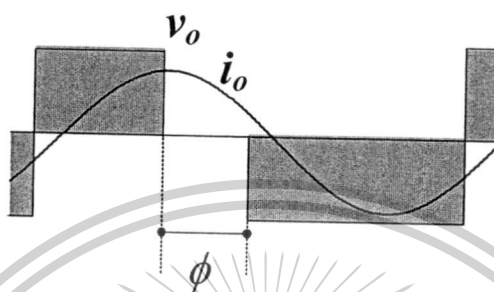
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

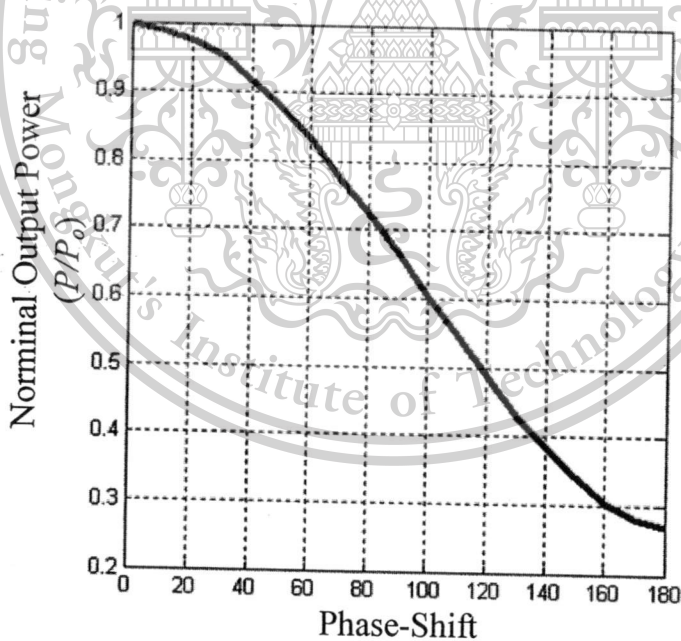
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.4.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation เป็นการควบคุมปริมาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการปรับมุมเลื่อนเฟสซึ่งจะปรับความกว้างของแรงดันไฟฟ้าเฉพาะซีกบวก ลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดังรูปที่ 2.14 กำลังไฟฟ้าที่ได้จะสัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสที่ทำการปรับดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.14 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรมอเตอร์ของกรควบคุมแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation



รูปที่ 2.15 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ

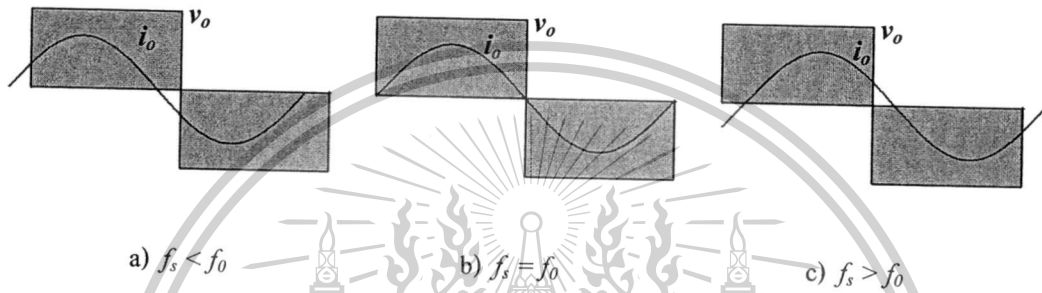
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

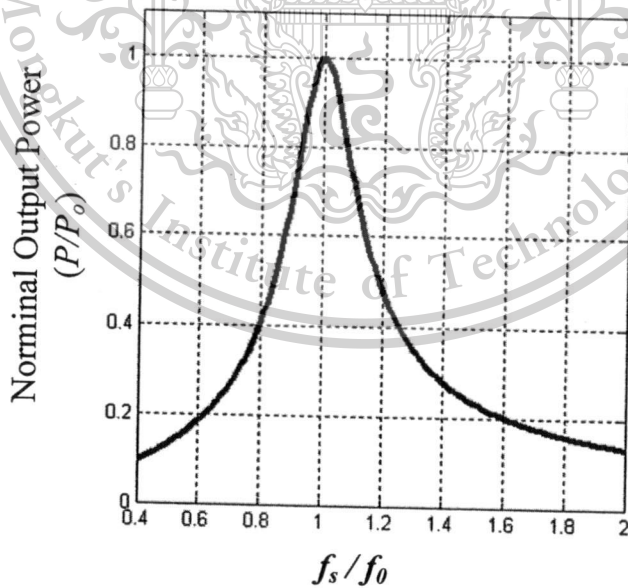
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.4.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ แบบ Pulse Frequency Modulation

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบ Pulse Frequency Modulation เป็นการปรับความถี่การสวิตช์ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.16 จะเห็นว่ามี การปรับความถี่ 3 ลักษณะคือ การปรับความถี่การสวิตช์ให้น้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์ การปรับความถี่การสวิตช์ให้เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ และ การปรับความถี่การสวิตช์ให้มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จากการปรับความถี่การสวิตช์น้อยหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าน้อยกว่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จากการปรับความถี่ที่เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.16 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ของการควบคุมแบบ Pulse Frequency Modulation



รูปที่ 2.17 ค่าบรรทัดฐานของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่อความถี่

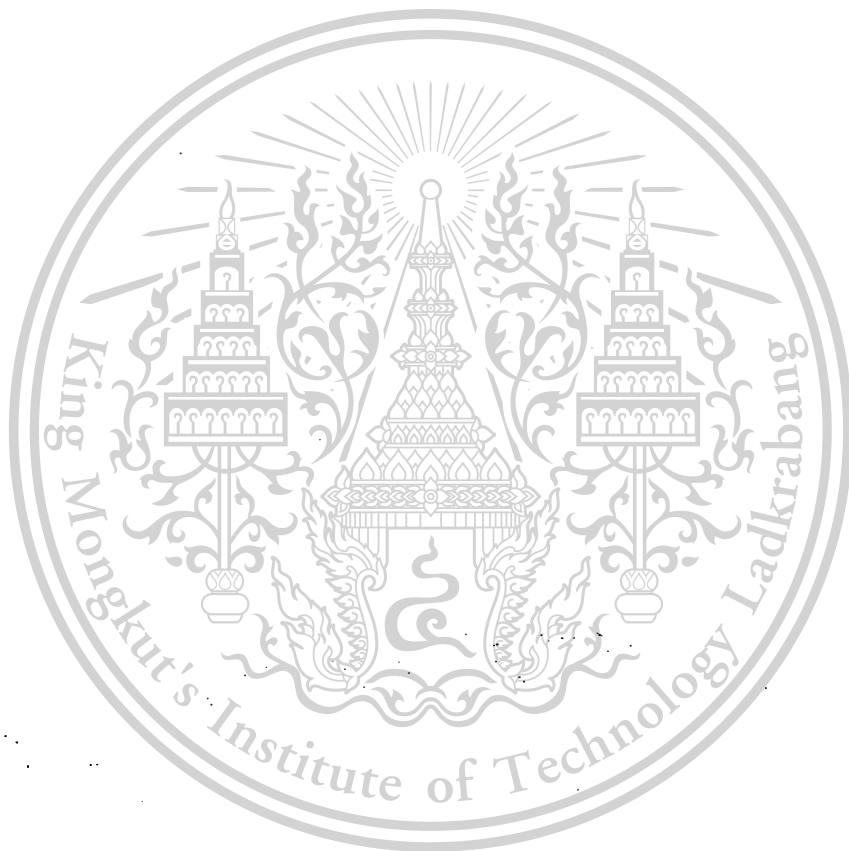
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2.5 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าและการวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยการป้อนกระแสไฟฟ้าสลับเข้าไปยังขดลวดที่พันอยู่รอบชิ้นงาน จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดเหนี่ยวนำ จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลวนรอบชิ้นงาน ทำให้เกิดกำลังงานในรูปความร้อนที่ชิ้นงาน ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ชิ้นงานจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ ค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงานจะขึ้นอยู่กับลักษณะและขนาดของทั้งชิ้นงานและขดลวด รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

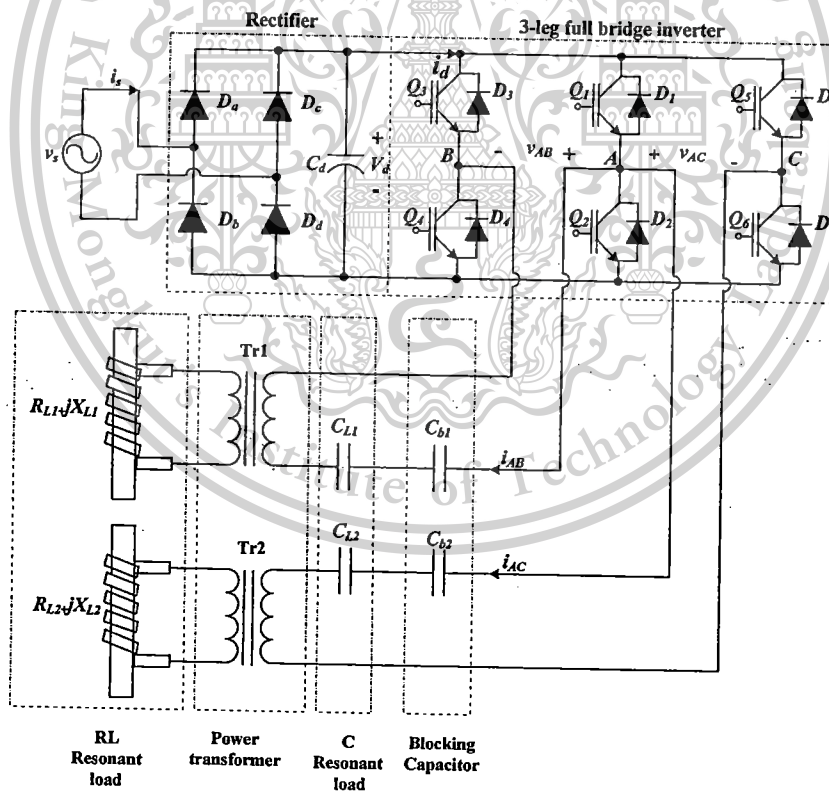
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บทที่ 3

การออกแบบและสร้าง

3.1 บทนำ

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบที่ทำการวิจัยและพัฒนาขึ้นนี้ประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์จำนวน 3 กิ่ง ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธี Asymmetrical Voltage Cancellation สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าภายใต้สถานะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) ที่ความถี่สวิตช์คงที่ โดยปรับดิวิตซ์ไซเคิลของกิ่งร่วมให้คงที่และควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าของกิ่งที่ต่อกับโหลดโดยปรับลดดิวิตซ์ไซเคิลตามความต้องการในการควบคุมกำลังไฟฟ้า ส่งกำลังไฟฟ้าผ่านตัวเก็บประจุบล็อกกิง (Blocking Capacitor) เพื่อให้เส้นแรงแม่เหล็กเกิดการสมมาตรระหว่างซีกบวกและลบ ส่งผ่านหม้อแปลงกำลังความถี่สูงเพื่อเพิ่มลดขนาดแรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดแบบอนุกรม ดังรูปที่ 3.1 โดยทำงานที่ความถี่ 56.21 กิโลเฮิร์ตซ์ที่ พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตประมาณ 2 กิโลวัตต์ของโหลดแต่ละชุด



รูปที่ 3.1 วงจรเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3.2 ส่วนประกอบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

3.2.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า

วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ โดยในงานวิจัยนี้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ไม่สามารถปรับค่าได้ ซึ่งประกอบด้วยไดโอด D_a , D_b , D_c , D_d ที่ใช้ในการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น ตัวเก็บประจุ C_d มีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟฟ้าให้เรียบและตัวต้านทานสำหรับการคายประจุ R_d รายละเอียดในการออกแบบมีดังนี้

1. ไดโอดเรียงกระแส

ในการออกแบบไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้าจะเลือกไว้ 5 เท่าของกระแสไฟฟ้าอินพุตที่ 15 แอมแปร์ ดังนั้นเลือกใช้ไดโอดพิกัด 50 แอมแปร์ ที่พิกัดแรงดันไฟฟ้า 1,000 โวลต์

2. ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

มีหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าให้กระเพื่อมได้ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์โดยมีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ความต้านทานสมมูลของชุดโพลีเอสเตอร์ โซแนนซ์เท่ากับ 25 โอห์ม ประจุไฟฟ้าที่คายจากตัวเก็บประจุภายในช่วงเวลา $t = \frac{T_{rated}}{6} = \frac{1}{50 \cdot 6} = 3.33$ มิลลิวินาที ตัวเก็บประจุที่ใช้มีขนาด

$$C_d = \frac{I_s \cdot t}{V_{ripple, p-p}} \quad (3.1)$$

โดยที่

C_d คือ ขนาดของตัวเก็บประจุ (ฟาร์ด)

I_s คือ กระแสไฟฟ้าอินพุต (แอมแปร์)

t คือ ช่วงเวลาที่ใช้ในการคายประจุ (นาฬิกา)

$V_{ripple, p-p}$ คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้ากระเพื่อม (โวลต์)

จะได้ขนาดของตัวเก็บประจุ

$$C_d = \frac{(15)(3.33 \times 10^{-3})}{\sqrt{2}(220)(0.05)} = 2,893.146 \text{ ไมโครฟาร์ด}$$

ดังนั้นตัวเก็บประจุจะมีขนาด 560 ไมโครฟาร์ด 450 โวลต์แบบอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) จำนวน 6 ตัวต่อขนานกันเพื่อลดค่าความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Equivalent series resistance : ESR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3. ตัวต้านทานที่ใช้สำหรับให้ตัวเก็บประจุคายประจุ
ทำการออกแบบตัวต้านทานเพื่อการคายประจุของตัวเก็บประจุให้แรงดันไฟฟ้าเหลือ 50
โวลต์ ภายใน 1 นาทีหาได้จาก

$$v = 1.1V_s e^{-t/R_d C_d} \quad (3.2)$$

โดยที่

v คือ แรงดันไฟฟ้าค่าสุดท้ายในการคายประจุ (โวลต์)

V_s คือ แรงดันไฟฟ้าอินพุต (โวลต์)

t คือ ช่วงเวลาที่ใช้ในการคายประจุ (นาที)

R_d คือ ค่าความต้านทานเพื่อการคายประจุ (โอห์ม)

C_d คือ ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการกรองแรงดัน (ฟารัด)

จะได้ค่าความต้านทาน

$$R_d = \frac{-t}{C_d \ln\left(\frac{v}{1.1V_s}\right)} = \frac{-60}{(6 \times 560 \times 10^{-6}) \ln\left(\frac{50}{1.1 \times \sqrt{2} \times 220}\right)} = 9,300 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้นตัวต้านทานมีขนาด 10 กิโลโอห์ม 40 วัตต์

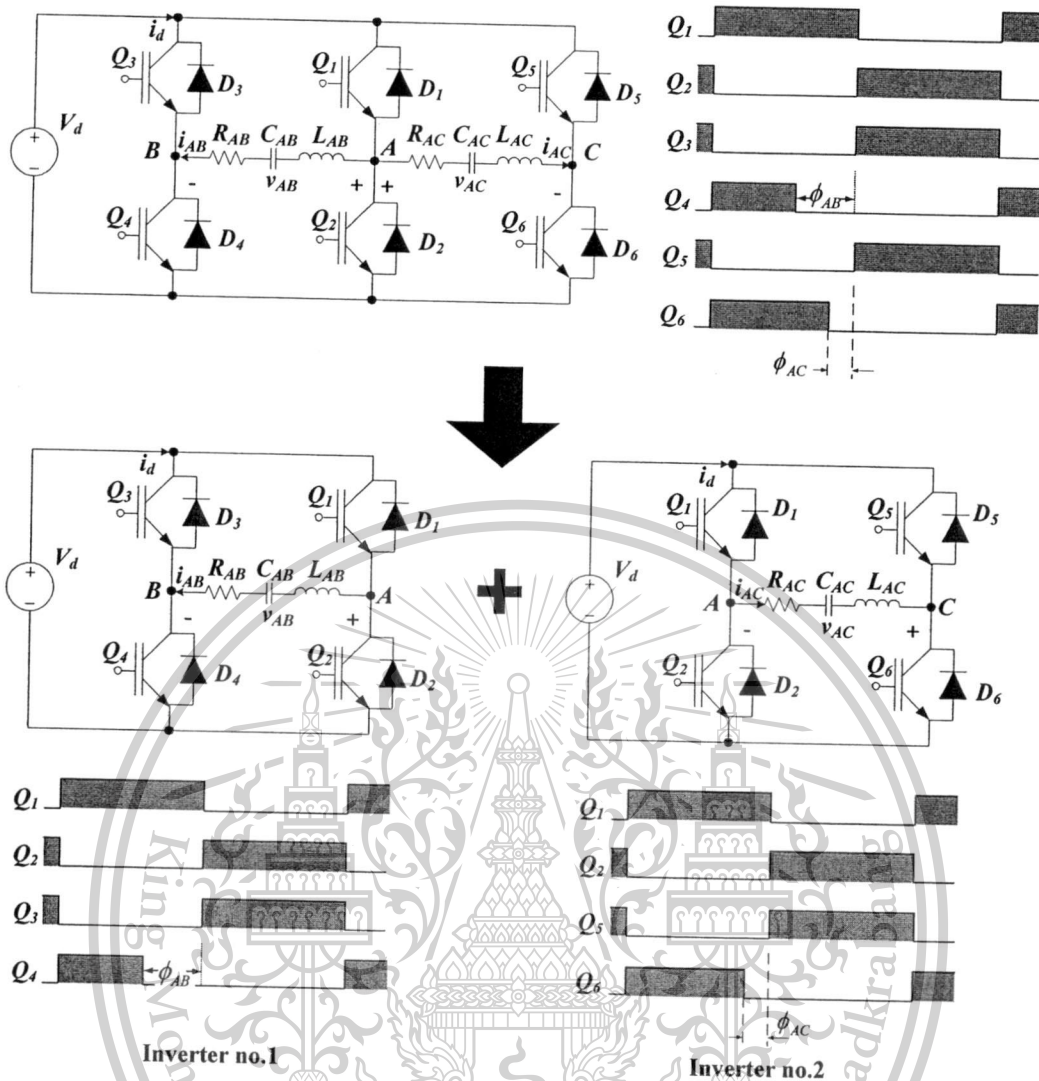
3.2.2 วงจรฟูแลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง

มีหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้รับจากชุดเรียงกระแสไฟฟ้าให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีแรงดันไฟฟ้าที่มีค่ายอดที่ +310 โวลต์ และ -310 โวลต์ ความถี่ในการสวิตช์ 56.21 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งประกอบด้วย ไอจีบีทีที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ ไอจีบีทีเบอร์ SGL160N60UFD เพื่อให้รองรับกระแสไฟฟ้าสำหรับการจ่ายโหลด 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

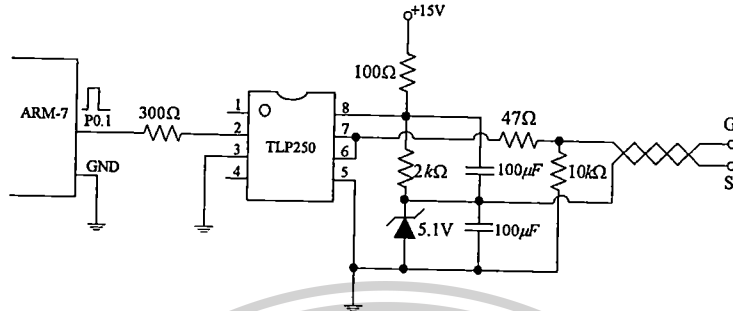


รูปที่ 3.2 สัญญาณควบคุมวงจรถูกปรับจูนอินเวอร์เตอร์

3.2.3 วงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์

วงจรถวลการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์จะทำการสร้างพัลส์ที่ใช้ในการควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าของไอจีบีทีสัญญาณควบคุมจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.2 โดยที่สวิทช์ในกิ่งร่วมได้แก่สวิทช์ Q_1 และ Q_2 จะถูกควบคุมให้มีค่าความถี่ไซเคิล 50 เฮอร์เซ็นต์คั้งที่ ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้าสามารถทำได้โดยควบคุมมุมเลื่อนเฟส (ϕ_{AB}, ϕ_{AC}) โดยการปรับค่าความถี่ไซเคิลในซิกบวทของสวิทช์ Q_4 และ Q_6 สำหรับโหลดชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณควบคุมต้องมีความถี่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อยเพื่อให้ไอจีบีทีทำงานภายใต้สภาวะสวิทช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) และเพื่อตัดใหม่เพื่อไม่ให้ไอจีบีทีที่อยู่กิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน โดยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ LPC2214 จะสร้างสัญญาณจับเกตจำนวน 6 ชุด ที่มีการเผื่อเดดไทม์โดยไม่ต้องมีการต่อวงจรเพิ่มเติม มีการแยก

โคจรทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง ซึ่งประกอบด้วยไอซีเบอร์ TLP250 จำนวน 6 ชุดที่มีการแยกกราวด์ที่อิสระต่อกัน สร้างสัญญาณที่ให้ไอจีบีทีทำงานที่ +15 โวลต์และมีการต่อเซ็นเซอร์ไดโอดเพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าเป็นลบเพื่อให้ไอจีบีทีหยุดนำกระแสไฟฟ้าที่ -5 โวลต์ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์

3.2.4 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง [4]

มีหน้าที่ลดแรงดันไฟฟ้าจากชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อให้สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับชุดโหลดอนุกรมเรโซแนนซ์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำเพราะถ้าหากชุดโหลดรับแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์โดยตรงจะทำให้เกิดการลัดวงจรได้ และยังมีหน้าที่ในการแยกโคจรทางไฟฟ้าระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์และโหลดเรโซแนนซ์ รายละเอียดในการออกแบบมีดังนี้

พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	$P_{O2} = 3,000$ วัตต์
กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (rms)	$I_o = 150$ แอมแปร์
กระแสไฟฟ้าอินพุต (rms)	$I_{in} = 15$ แอมแปร์
ความถี่การสวิตช์	$f_s = 56.21$ กิโลเฮิร์ตซ์
แรงดันไฟฟ้าอินพุต	$V_{in} = 310$ โวลต์

1. การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรท์

จากวิธีผลคูณพื้นที่จะได้

$$A_p = A_c \cdot A_w = \frac{P_{O2} \left(\sqrt{2} + \frac{1}{\eta} \right)}{4JK_w B_m f_s} \quad (3.1)$$

โดยที่

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้พันขดลวด (ตารางเมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

- A_w คือ พื้นที่หน้าตัดช่องว่างที่ใช้พันขดลวด (ตารางเมตร)
 J คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ 4 แอมแปร์ต่อตารางเมตร
 K_w คือ Window utilization factor มีค่าเท่ากับ 0.2
 B_w คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด มีค่าเท่ากับ 0.2 เวเบอร์ต่อตารางเมตร
 η คือ ประสิทธิภาพของหม้อแปลงกำลังความถี่สูง มีค่าเท่ากับ 0.8

แทนค่าต่างๆในสมการ (3.1) จะได้

$$A_p = \frac{3,000 \left(\sqrt{2} + \frac{1}{0.8} \right)}{4 \times 4 \times 10^6 \times 0.2 \times 0.2 \times 56.21 \times 10^3} = 222,175 \text{ (ตารางมิลลิเมตร)}^2$$

ทำการเลือกแกนให้มีค่า A_p ให้มากกว่าค่าที่คำนวณ สำหรับงานวิจัยนี้เลือกแกนขนาด EE80/76 ซึ่งมีค่า $A_c = 377$ ตารางมิลลิเมตร $A_w = 1,480$ ตารางมิลลิเมตร ในทางปฏิบัติจะทำการเพื่อแกนเป็น 2 เท่าเพื่อขนาดกำลังไฟฟ้าและลดการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรท์ สำหรับงานวิจัยนี้เลือกใช้แกนขนาด EE80/76 จำนวน 2 แกนขนานกัน

2. การคำนวณจำนวนรอบ

จำนวนรอบด้านปฐมภูมิ

$$N_1 = \frac{V_{s,max}}{4A_c B_m f_s} \quad (3.2)$$

โดยที่

$V_{s,max}$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดด้านปฐมภูมิ (โวลต์)

N_1 คือ จำนวนรอบการพันขดลวดด้านปฐมภูมิ (รอบ)

แทนค่าจะได้

$$N_1 = \frac{310}{4 \times 377 \times 2 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 56.21 \times 10^3} = 9.14 \text{ รอบ}$$

ในทางปฏิบัติจะทำการเพื่อแกนเป็น 2 เท่าเพื่อป้องกันแกนเฟอร์ไรท์อิ่มตัว ดังนั้นจำนวนรอบในการพันขดลวดด้านปฐมภูมิคือ 20 รอบ

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิ $N_2 = N_1/a$

โดยที่ a คือ อัตราส่วนจำนวนรอบ มีค่าเท่ากับ 10

ดังนั้นจำนวนรอบด้านทุติยภูมิเท่ากับ $N_2 = 20/10 = 2$ รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3. การคำนวณขนาดตัวนำ

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิ $a_1 = I_1/J = 15/4 = 3.75$ ตารางมิลลิเมตร ทำการเลือกตัวนำเป็นลวดทองแดงอบน้ำยาเบอร์ AWG 30 จำนวน 33 เส้นตีเกลียวและหุ้มฉนวนด้วยปลอกฉนวนใยแก้วเพื่อป้องกันการรั่วไหลของกระแสไฟฟ้าระหว่างขดลวด

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านทุติยภูมิ $a_2 = I_2/J = 150/4 = 37.5$ ตารางมิลลิเมตร ทำการเลือกตัวนำเป็นท่อทองแดงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตรหนา 1.5 มิลลิเมตร หุ้มฉนวนด้วยปลอกฉนวนใยแก้วและระบายความร้อนที่แกนกลางด้วยน้ำ

3.2.5 ตัวเก็บประจุบล็อกกิง

มีหน้าที่ป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไม่ให้เข้าสู่หม้อแปลงกำลังความถี่สูง ทำให้พื้นที่ใต้กราฟของแรงดันไฟฟ้าในซีกบวกมีค่าเท่ากับซีกลบ ป้องกันไม่ให้หม้อแปลงกำลังความถี่สูงเกิดความร้อนและเสียหายได้ โดยตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องมีค่าความจุไฟฟ้ามากกว่าโหลดเรโซแนนซ์หลายๆ เพื่อไม่ให้ค่าความจุไฟฟ้านี้ส่งผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์เพราะตัวเก็บประจุบล็อกกิงและตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์จะต่ออนุกรมกันอยู่ โดยมีรายละเอียดในการคำนวณดังนี้

สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ

$$C_b = I \frac{dt}{dV_c} \quad (3.3)$$

โดยที่

C_b คือ ค่าตัวเก็บประจุบล็อกกิง (ฟารัด)

I คือ กระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิ (แอมแปร์)

dt คือ ช่วงเวลาที่ใช้ในการอัดประจุ (นาท)

dV_c คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (โวลต์)

สำหรับเวลาในการอัดประจุไฟฟ้าหาได้จากสมการ (3.4) และ (3.5)

$$dt = \frac{T}{2} \delta_{\max} \quad (3.4)$$

และ

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (3.5)$$

โดยที่

T คือ คาบเวลาในการสวิตช์ (นาท)

δ_{\max} คือ คิวตี้ไซเคิลสูงสุด

f_s คือ ความถี่การสวิตช์ (เฮิรตซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

จากสมการ (3.4) และ (3.5) จะได้คาบเวลาในการอัดประจุไฟฟ้า

$$dt = \frac{1}{2 \times 56.21 \times 10^3} \times 0.8 = 7.11 \text{ ไมโครวินาที}$$

ในการออกแบบตัวเก็บประจุลือกกิ่ง ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (dV_c) ควรมีค่าประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์เพื่อประสิทธิภาพในส่วนของไลน์เร็กกูเลชันของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 30 โวลต์ ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุลือกกิ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$C_b = 15 \times \frac{7.11 \times 10^{-6}}{30} = 3.56 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุลือกกิ่งมีขนาด 1 ไมโครฟารัด 630 โวลต์ แบบโพลีโพรพีลีน จำนวน 4 ตัวต่อขนานกัน

3.2.6 โหลดอนุกรมเรโซแนนซ์

มีหน้าที่เหมือนหม้อแปลงไฟฟ้าที่สร้างกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปที่ชิ้นงาน โดยจะไหลวนเฉพาะบริเวณผิวและเกิดความร้อนที่ชิ้นงาน ชุดโหลดประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกัน โดยตัวต้านทานจะอยู่ในรูปความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและค่า ESR ของตัวเก็บประจุ

3.2.6.1 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

1. การคำนวณพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำ

ขดลวดที่ใช้ในงานวิจัยเป็นท่อทองแดงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตรหนา 1.5 มิลลิเมตรระบายความร้อนด้วยน้ำที่แกนกลางซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณดังนี้

ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	$f_s =$	56.21	กิโลเฮิรตซ์
จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ	$N_c =$	7	รอบ
ความยาวของขดลวดเหนี่ยวนำ	$l_c =$	60	มิลลิเมตร
Coil Correction Factor	$k_r =$	1.15	
ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของอากาศ	$\mu_o =$	$4\pi \times 10^{-7}$	
ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของชิ้นงาน	$\mu_w =$	50	
ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ	$\mu_c =$	1	
เส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงาน	$d_w =$	25.4	มิลลิเมตร
เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ	$d_c =$	45	มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

ค่าความต้านทานจำเพาะของฉนวน	$\rho_w = 25 \times 10^{-8}$ โอห์ม-เมตร
ค่าความต้านทานจำเพาะของทองแดง	$\rho_c = 2 \times 10^{-8}$ โอห์ม-เมตร

ขั้นตอนการคำนวณ

ความถี่เชิงมุม $\omega = 2\pi f = 2\pi \times 56.21 \times 10^3 = 352.998 \times 10^3$ เรเดียน/วินาที

ความลึกผิวของฉนวน $\delta_w = \sqrt{\frac{2\rho_w}{\mu_o\mu_w\omega}} = 0.15$ มิลลิเมตร

ความลึกผิวที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $\delta_c = \sqrt{\frac{2\rho_c}{\mu_o\mu_c\omega}} = 0.30$ มิลลิเมตร

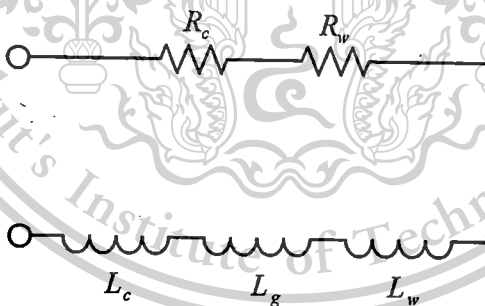
จากค่าความลึกที่ได้เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางจะได้อัตราส่วน

$$\frac{d_w}{\delta_w} = 169.13$$

เมื่อค่า $\frac{d_w}{\delta_w} > 8$ สามารถหาค่า p และ q ได้ดังนี้

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d_w}{\delta_w}\right)} = 0.01174$$

$$q = \frac{2}{\frac{d_w}{\delta_w}} = 0.01183$$



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อ $K = \frac{\omega\mu_o N_c^2}{l_c}$

$$R_w = K(\mu_r p A_w) = 0.1076 \text{ โอห์ม}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

$$R_c = K \left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) = 0.00886 \text{ โอห์ม}$$

$$L_g = N_c^2 \frac{\mu_0 A_g}{l_c} = 1.111 \text{ ไมโครเฮนรี}$$

$$L_w = \frac{2N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \rho_w}{\pi f}} \frac{A_w}{d_w} = 0.307 \text{ ไมโครเฮนรี}$$

$$L_c = \frac{2N_c^2}{l_c} \sqrt{\frac{\mu_0 \rho_c}{\pi f}} \frac{k_r \pi d_c}{2} = 0.0546 \text{ ไมโครเฮนรี}$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) = 0.108 \text{ โอห์ม}$$

$$X_c = K \left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) = 0.0088 \text{ โอห์ม}$$

$$X_g = K(A_g) = 0.39 \text{ โอห์ม}$$

จะได้ค่าความต้านทานรวม $R_s = 0.117$ โอห์ม ค่าความเหนี่ยวนำรวม $L_s = 1.47$ ไมโครเฮนรี และค่ารีแอกแตนซ์รวม $X_s = 0.51$ โอห์ม

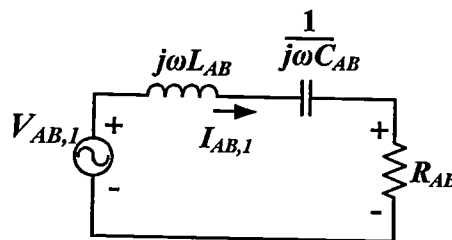
ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ $\theta = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s} = 1.34$ เรเดียน

ดังนั้น $PF = \cos \theta = 0.222$

ประสิทธิภาพขดลวดเหนี่ยวนำ $\eta = \frac{R_w}{R_s} \times 100 = 92.41$ เปอร์เซ็นต์

2. การเปรียบเทียบการคำนวณและการทดลอง [5]

ทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรอนุกรมตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 3.5 จะได้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้างดรูปที่ 3.6 และนำมาเขียนเวกเตอร์แสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.7 โดยจะพิจารณาเฉพาะโหนดชุดที่ 1

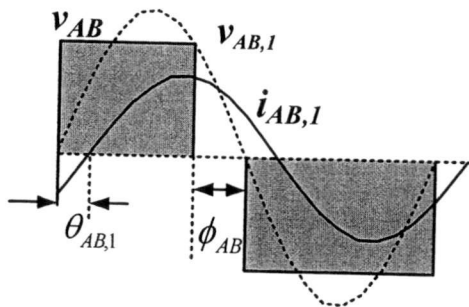


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

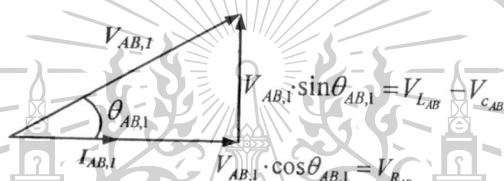
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

รูปที่ 3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.6 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.7 เวกเตอร์โคมะแกรม

จะได้

$$R_{AB} = \frac{V_{AB,1} \cdot \cos \theta_{AB}}{I_{AB,1}} \tag{3.6}$$

และ

$$V_{L,AB} = V_{AB,1} \cdot \sin \theta_{AB,1} + V_{C,AB}$$

$$I_{AB,1} \cdot \omega_s L_{AB} = V_{AB,1} \cdot \sin \theta_{AB,1} + I_{AB,1} \cdot \frac{1}{\omega_s C_{AB}}$$

ดังนั้น

$$L_{AB} = \frac{1}{2\pi f_s} \left[\frac{V_{AB,1} \cdot \sin \theta_{AB,1}}{I_{AB,1}} + \frac{1}{2\pi f_s C_{AB}} \right] \tag{3.7}$$

โดยที่

- R_{AB} คือ ค่าความต้านทานสมมูลรวมวงจรอินเวอร์เตอร์ (โอห์ม)
- L_{AB} คือ ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลรวมวงจรอินเวอร์เตอร์ (เฮนรี)
- C_{AB} คือ ค่าตัวเก็บประจุสมมูลรวมวงจรอินเวอร์เตอร์ (ฟารัด)
- $V_{AB,1}$ คือ แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล (โวลต์)
- $I_{AB,1}$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล (แอมแปร์)

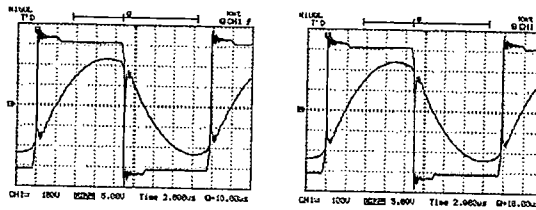
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

$\theta_{AB,1}$ คือ มุมต่างเฟสระหว่าง $V_{AB,1}$ และ $I_{AB,1}$ (เรเดียน)

f_s คือ ความถี่การสวิตช์ของวงจรรินเวอร์เตอร์ (เฮิรตซ์)



(a)

(b)

รูปที่ 3.8 (a) คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของโวลต์จูดที่ 1

(b) คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของโวลต์จูดที่ 2

ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะต้องพิจารณาถึงอัตราส่วนรอบของหม้อแปลงซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ อัตราส่วนเท่ากับ 10 และค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์เท่ากับ 0.065 ไมโครฟารัด ดังนั้น จากผลการทดลองดังรูปที่ 3.8 จะได้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำดังนี้

โวลต์จูดที่ 1 ค่าความต้านทานสมมูล 23.556 โอห์ม ค่าความเหนี่ยวนำสมมูล 162.05 ไมโครเฮนรี

โวลต์จูดที่ 2 ค่าความต้านทานสมมูล 22.748 โอห์ม ค่าความเหนี่ยวนำสมมูล 161.47 ไมโครเฮนรี

ค่าความต้านทานจากการทดลองจะเป็นค่าความต้านทานสมมูลวงจรรินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ, ชั๊นงาน ความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (ESR) และความต้านทานขดลวดของหม้อแปลงกำลังความถี่สูง ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณจะเป็นค่าความต้านทานที่มีมาจากขดลวดเหนี่ยวนำและชั๊นงานเท่านั้น สำหรับค่าความเหนี่ยวนำสมมูลวงจรรินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลองประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำจากขดลวด ความเหนี่ยวนำจากชั๊นงาน ความเหนี่ยวนำจากแกนอากาศ และความเหนี่ยวนำจากหม้อแปลงกำลังความถี่สูง ในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ต้องใช้กระแสไฟฟ้าที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีค่าสูง ซึ่งลักษณะดังกล่าวทำได้โดย การทำให้ค่าแอมแปร์-เทิร์น (Ampere-turn) ของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ถ้าขดลวดเหนี่ยวนำมีจำนวนรอบน้อย กระแสไฟฟ้าในขดลวดเหนี่ยวนำจะต้องมีค่าสูง ถ้าต้องการให้กระแสไฟฟ้าน้อยลง ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีจำนวนรอบมากขึ้น ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่เป็นโวลต์จูดของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกำลังความถี่สูง ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ ให้มีความเหมาะสมกับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

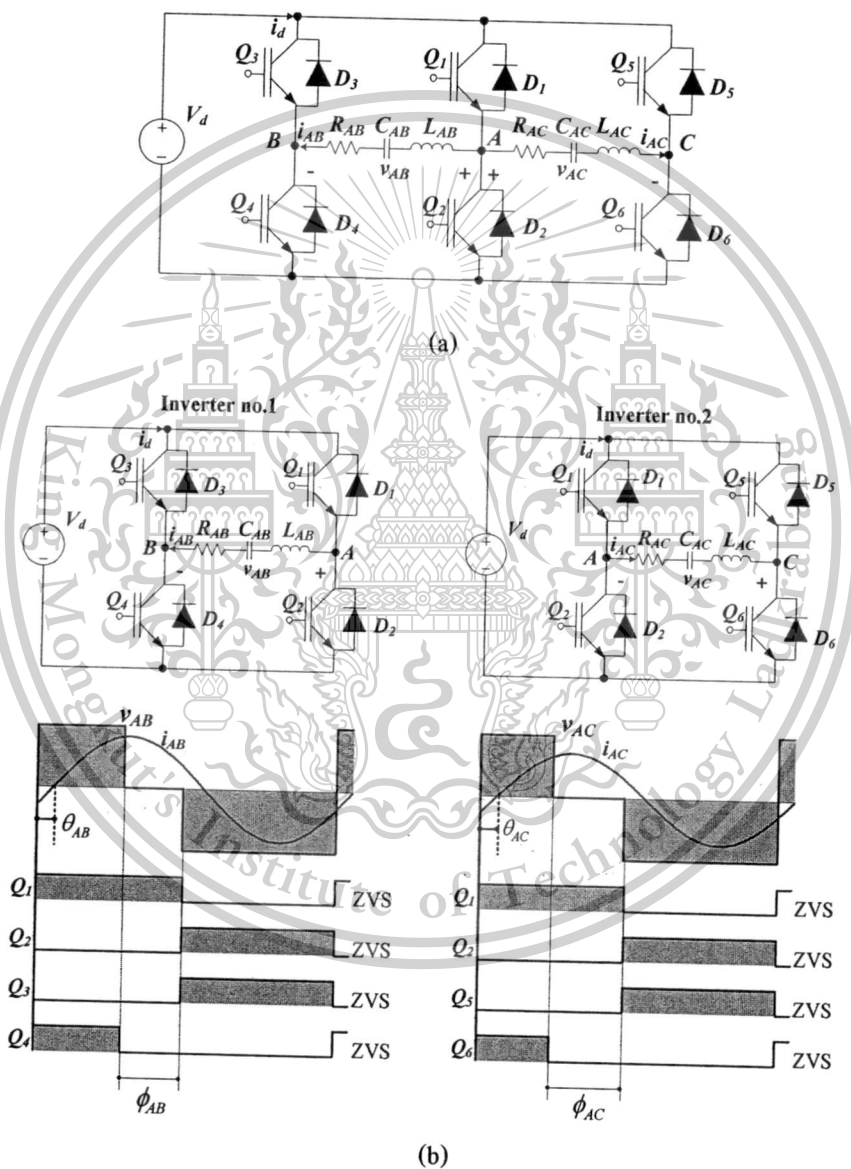
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3.2.6.2 การออกแบบตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

ตัวเก็บประจุสำหรับโวลเตรโซแนนซ์เป็นแบบที่ใช้กับความถี่สูง โดยจะต่ออนุกรมระหว่างตัวเก็บประจุลือกกึ่งและขดปฐมภูมิหม้อแปลงกำลังความถี่สูง ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นแบบโพลีโพรพิลีนขนาด 0.065 ไมโครฟารัด ที่สามารถทนแรงดันได้ไม่น้อยกว่า 1,200 โวลต์

3.3 หลักการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ [6,7]



รูปที่ 3.9 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำคั่นแบบ
(b) คลื่นกระแสไฟฟ้เอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

พิจารณา รูปที่ 3.9 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามกิ่งของเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ ดันแบบ และรูปที่ 3.9 (b) เป็นการแยกวงจรอินเวอร์เตอร์ออกเป็นสองส่วนเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โหลดชุดที่ 1 ประกอบด้วย ความต้านทานสมมูลรวม (R_{AB}) ความเหนี่ยวนำสมมูลรวม (L_{AB}) และตัวเก็บประจุสมมูลรวม (C_{AB}) ส่วนโหลดชุดที่ 2 ประกอบด้วย ความต้านทานสมมูลรวม (R_{AC}) ความเหนี่ยวนำสมมูลรวม (L_{AC}) และตัวเก็บประจุสมมูลรวม (C_{AC}) วงจรควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์สั่งงานให้สวิตช์ทั้งหกทำงานที่ความถี่การสวิตช์คงที่และให้มีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ โหลดจึงมีสถานะเป็นความเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านชุดโหลดล่าหลังแรงดันไฟฟ้าเป็นมุมเท่ากับ θ_{AB} (โหลดชุดที่ 1) และ θ_{AC} (โหลดชุดที่ 2) จะเห็นว่า การขนถ่ายประจุไฟฟ้าของสวิตช์อันเนื่องมาจากประจุไฟฟ้าที่ค้างระหว่างขาคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ทำการคายประจุเสร็จเรียบร้อยก่อนที่สวิตช์จะเริ่มนำกระแส จึงทำให้สวิตช์ทั้งหกนำกระแสไฟฟ้าในสถานะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) ตลอดย่านการทำงาน แต่ไม่อยู่ในโหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZCS) ซึ่งรายละเอียดการทำงานของสวิตช์สรุปได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ลักษณะการทำงานของสวิตช์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำดันแบบ

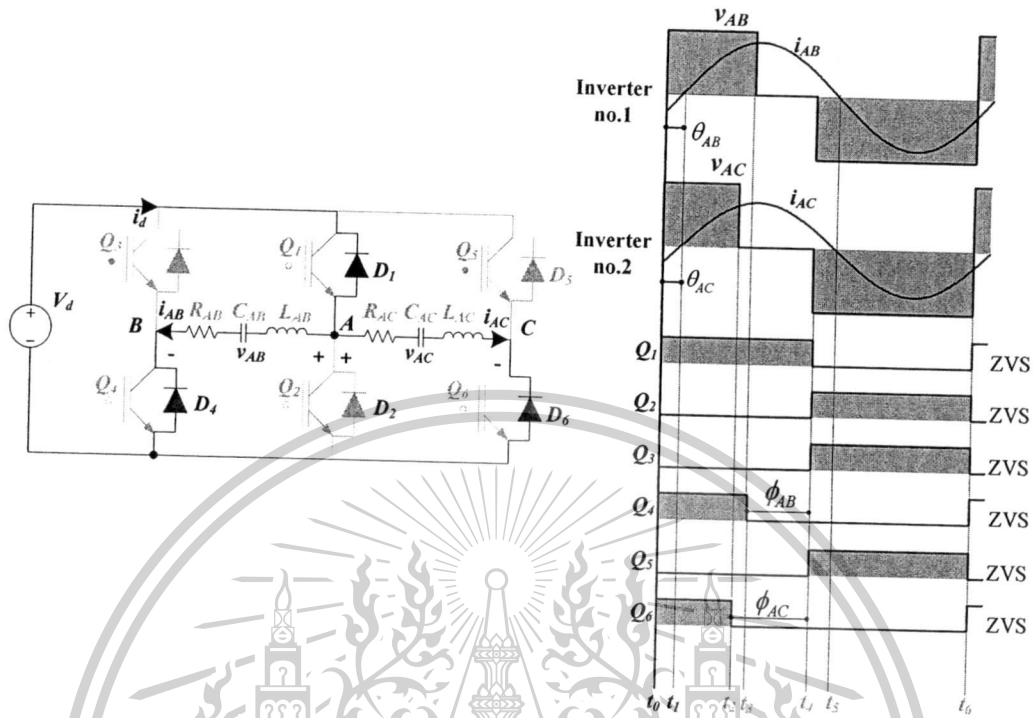
Mode	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	เงื่อนไข
ZVS mode	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	$\theta_{AB} > 0, \theta_{AC} > 0$
ZCS mode	Non ZCS	Non ZCS	Non ZCS	Non ZCS	Non ZCS	Non ZCS	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

1. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา t_0-t_1



รูปที่ 3.10 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_0-t_1

โหนดชุดที่ 1 ทำงานใน Re-generative mode โดยโหนดกินพลังงานที่สะสมที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านไดโอด D_1 กับ D_4 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} จะเท่ากับ $+V_d$ ส่วนกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} จะมีทิศทางเป็นลบ

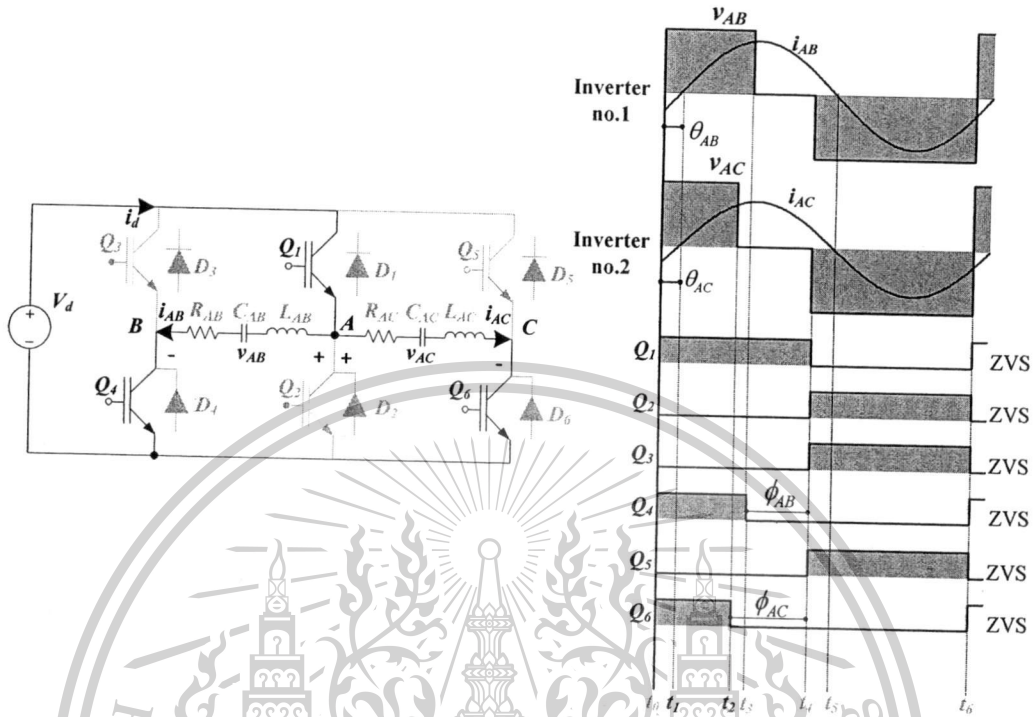
โหนดชุดที่ 2 ทำงานใน Re-generative mode เช่นกัน กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} ไหลผ่านไดโอด D_1 กับ D_6 มีทิศทางเป็นลบ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} จะเท่ากับ $+V_d$ ดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

2. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา t_1-t_2



รูปที่ 3.11 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_1-t_2

โหนดชุดที่ 1 ทำงานใน Powering mode ซึ่งได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยผ่านไอจีบีที Q_3 กับ Q_2 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} เท่ากับ $+V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} จะมีทิศทางเป็นบวก

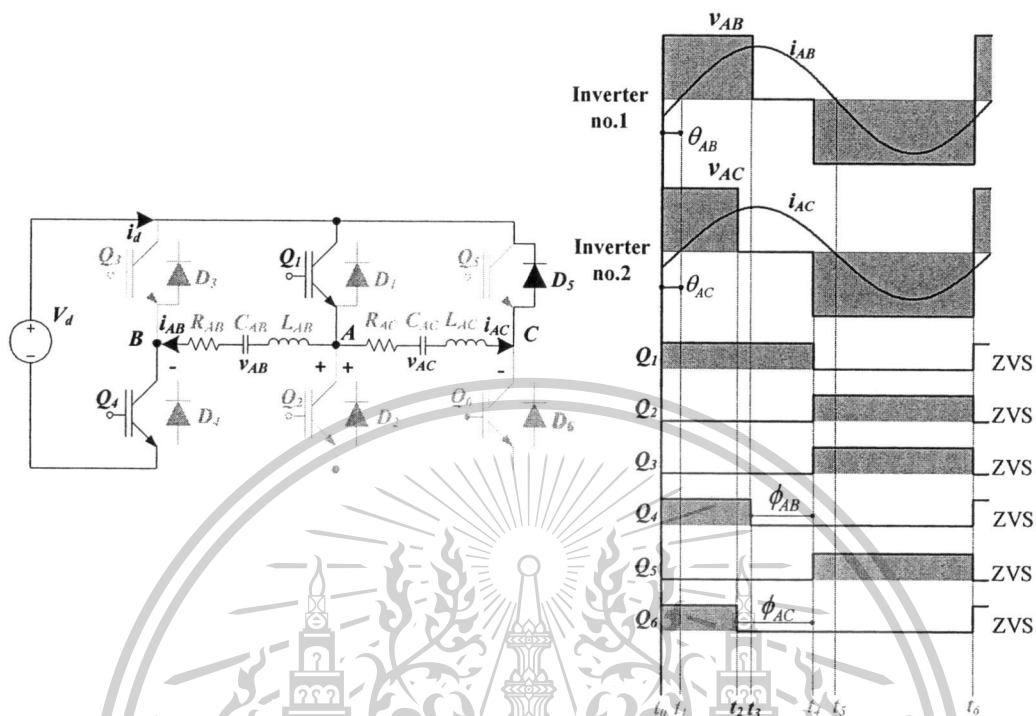
โหนดชุดที่ 2 ทำงานใน Powering mode เช่นกันได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านไอจีบีที Q_1 กับ Q_6 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} เท่ากับ $+V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} มีทิศทางเป็นบวกดังรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา t_2-t_3



รูปที่ 3.12 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_2-t_3

โหนดชุดที่ 1 ยังคงทำงานใน Powering mode วงจรควบคุมการนำกระแสสั่งงานให้ไอจีบีที Q_1 และ Q_4 นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} เท่ากับ $+V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} จะมีทิศทางเป็นบวก

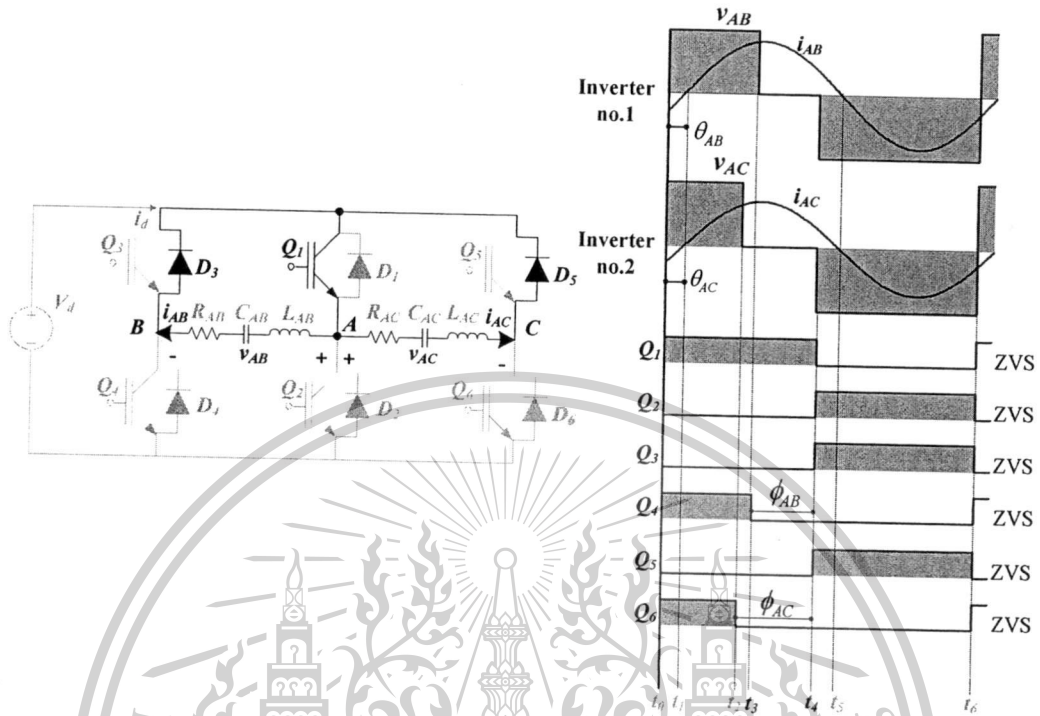
โหนดชุดที่ 2 ทำงานใน Freewheeling mode วงจรควบคุมการนำกระแสสั่งงานให้ไอจีบีที Q_6 หยุดนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} เท่ากับศูนย์ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} ไหลผ่าน ไอจีบีที Q_1 กับ ไดโอด D_5 และมีทิศทางเป็นบวกดังรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

4. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา t_3-t_4

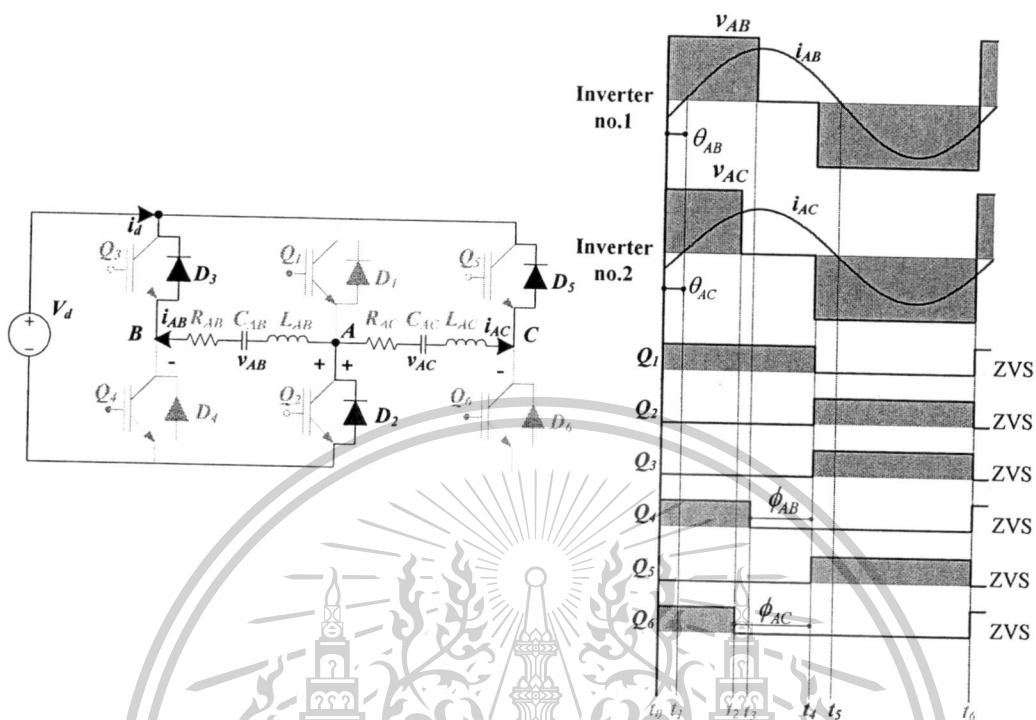


รูปที่ 3.13 วงจรการทำงานในช่วงเวลา t_3-t_4

โหนดชุดที่ 1 ทำงานใน Freewheeling mode วงจรควบคุมการนำกระแสไฟฟ้ายังคงสั่งงานให้ไอจีบีที Q_1 นำกระแสไฟฟ้าเพียงตัวเดียว ทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} เท่ากับศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} ไหลผ่านไดโอด D_3 กับไอจีบีที Q_1 มีทิศทางเป็นบวก

โหนดชุดที่ 2 ทำงานใน Freewheeling mode เช่นกัน แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} เท่ากับศูนย์ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} ไหลผ่านไดโอด D_5 กับไอจีบีที Q_1 และมีทิศทางเป็นบวก ดังรูปที่ 3.13

5. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา $t_4 - t_5$



รูปที่ 3.14 วงจรการทำงานในช่วงเวลา $t_4 - t_5$

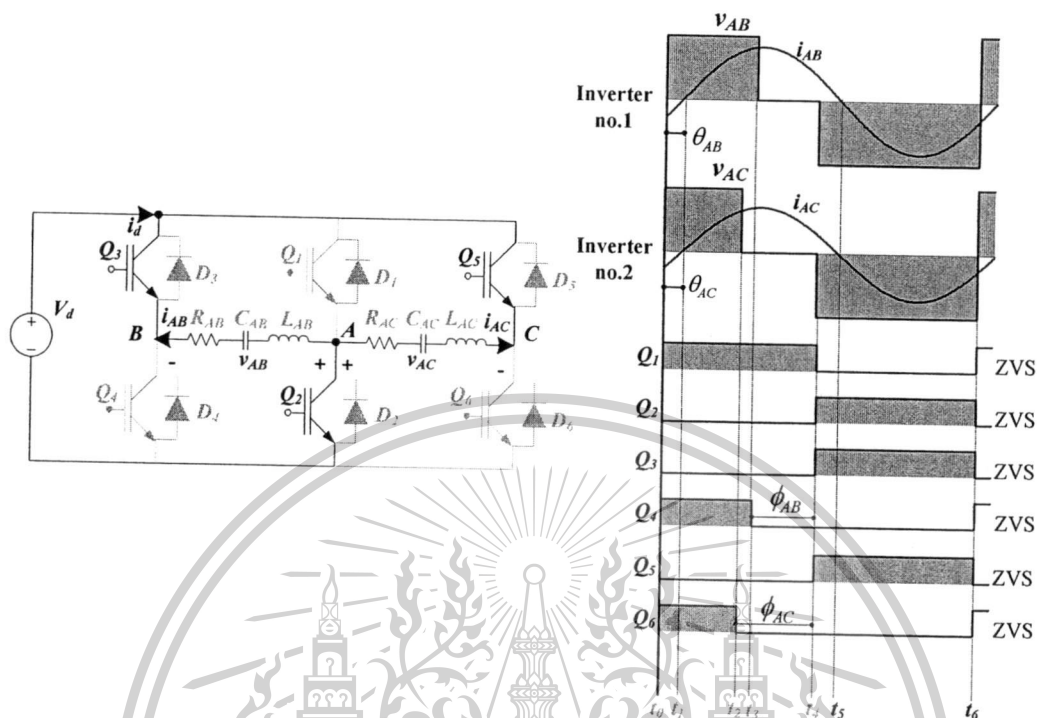
โหลดชุดที่ 1 ทำงานในโหมด Re-generative mode โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงโดยผ่านไดโอด D_2 กับ D_3 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} จะเท่ากับ $-V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} มีทิศทางเป็นบวก

โหลดชุดที่ 2 ทำงานในโหมด Re-generative mode เช่นกัน โดยคืนพลังงานสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงผ่าน D_2 กับ D_5 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} จะเท่ากับ $-V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} มีทิศทางเป็นบวกดังรูปที่ 3.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.
 Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

6. การวิเคราะห์การทำงานช่วงเวลา $t_5 - t_6$



รูปที่ 3.15 วงจรการทำงานในช่วงเวลา $t_5 - t_6$

โหนดชุดที่ 1 ทำงานใน Powering mode ซึ่งได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยผ่านไอจีบีที Q_2 กับ Q_3 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} เท่ากับ $-V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} มีทิศทางเป็นลบ

โหนดชุดที่ 2 ทำงานใน Powering mode เช่นกันได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่าน ไอจีบีที Q_2 กับ Q_5 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} เท่ากับ $-V_d$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} มีทิศทางเป็นลบดังรูปที่ 3.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

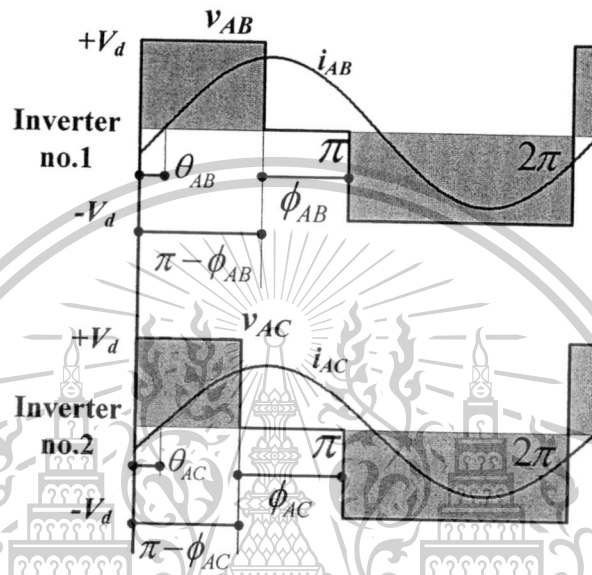
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3.4 การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต [8]

3.4.1 การวิเคราะห์สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่มีการควบคุมแรงดันแบบ Asymmetrical Voltage Cancellation แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามมุมเลื่อนเฟส ลักษณะคลื่นดังรูปที่ 3.16 สมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสามารถใช้หลักการวิเคราะห์อนุกรมฟูเรียร์เพื่อแยกองค์ประกอบต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 3.16 คลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตช่วงระยะเวลาของโพลชุดที่ 1

$$v_{AB} = \frac{V_d}{2\pi}(-\phi_{AB}) + \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\frac{\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})) \cdot \sin n\omega_s t}{2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})} \right] \quad (3.8)$$

และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตช่วงระยะเวลาของโพลชุดที่ 2

$$v_{AC} = \frac{V_d}{2\pi}(-\phi_{AC}) + \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\frac{\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin n\omega_s t}{2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})} \right] \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

โดยที่

v_{AB} คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหนดชุดที่ 1 (โวลต์)

v_{AC} คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหนดชุดที่ 2 (โวลต์)

ϕ_{AB} คือ มุมเลื่อนเฟสของโหนดชุดที่ 1 (เรเดียน)

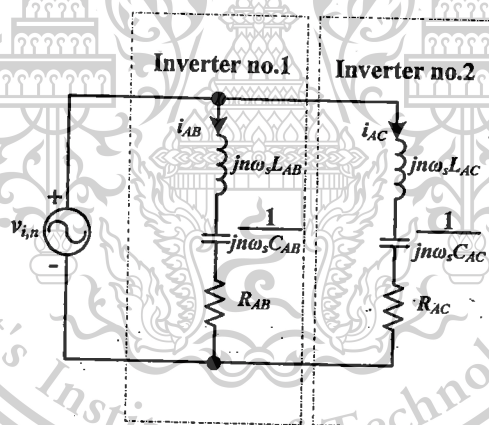
ϕ_{AC} คือ มุมเลื่อนเฟสของโหนดชุดที่ 2 (เรเดียน)

V_d คือ ขนาดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (โวลต์)

n คือ ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ

3.4.2 การวิเคราะห์สมการกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต

การหาสมการกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสามารถใช้งานวงจรเฟสเซอร์ที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ฮาร์มอนิกและอิมพีแดนซ์ทุกๆความถี่ดังรูปที่ 3.17 แล้วใช้ทฤษฎีการทับซ้อน (Super position) ในการวิเคราะห์ จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไม่ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพราะผลของตัวเก็บประจุบล็อกกิง (Blocking Capacitor) ป้องกันไม่ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าสู่หม้อแปลงกำลังความถี่สูง



รูปที่ 3.17 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ

สำหรับกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหนดชุดที่ 1 จะได้

$$i_{AB} = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AB,n}} \left[\frac{\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AB,n})}{(2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB}))} \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AB,n}) \right] \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

อิมพีแดนซ์ที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ

$$Z_{AB,n} = \sqrt{R_{AB}^2 + \left(jn\omega_s L_{AB} - j \frac{1}{n\omega_s C_{AB}} \right)^2} \quad (3.11)$$

มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} ที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ

$$\theta_{AB,n} = \arctan \left(\frac{jn\omega_s L_{AB} - j \frac{1}{n\omega_s C_{AB}}}{R_{AB}} \right) \quad (3.12)$$

โดยที่

- i_{AB} คือ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหนดชุดที่ 1 (แอมแปร์)
- Z_{AB} คือ อิมพีแดนซ์ที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ ของโหนดชุดที่ 1 (โอห์ม)
- R_{AB} คือ ค่าความต้านทานของโหนดชุดที่ 1 (โอห์ม)
- C_{AB} คือ ค่าตัวเก็บประจุที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ ของโหนดชุดที่ 1 (ฟารัด)
- L_{AB} คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ ของโหนดชุดที่ 1 (เฮนรี)
- $\theta_{AB,n}$ คือ มุมเลื่อนต่างเฟสระหว่าง V_{AB} และ i_{AB} ที่ฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ ของโหนดชุดที่ 1 (เรเดียน)

ในการทำงานเดียวกันการวิเคราะห์ในโหนดชุดที่ 2 จะได้

$$i_{AC} = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AC,n}} \left[\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) \right] \quad (3.13)$$

$$Z_{AC,n} = \sqrt{R_{AC}^2 + \left(jn\omega_s L_{AC} - j \frac{1}{n\omega_s C_{AC}} \right)^2} \quad (3.14)$$

$$\theta_{AC,n} = \arctan \left(\frac{jn\omega_s L_{AC} - j \frac{1}{n\omega_s C_{AC}}}{R_{AC}} \right) \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

โดยที่

- i_{AC} คือ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหลดชุดที่ 2 (แอมแปร์)
- Z_{AC} คือ อิมพีแดนซ์ที่ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ของโหลดชุดที่ 2 (โอห์ม)
- R_{AC} คือ ค่าความต้านทานของโหลดชุดที่ 2 (โอห์ม)
- C_{AC} คือ ค่าตัวเก็บประจุที่ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ของโหลดชุดที่ 2 (ฟารัด)
- L_{AC} คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ของโหลดชุดที่ 2 (เฮนรี)
- $\theta_{AC,n}$ คือ มุมเลื่อนต่างเฟสระหว่าง V_{AC} และ i_{AC} ที่ฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ของโหลดชุดที่ 2 (เรเดียน)

3.4.3 การวิเคราะห์สมการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของโหลดแต่ละชุดสามารถคำนวณได้จากผลคูณของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะกับกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะดังสมการที่ (3.16)

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหลดชุดที่ 1, p_{AB}

$$p_{AB} = v_{AB} \cdot i_{AB} \quad (3.16)$$

แทนค่าสมการที่ (3.8) และ (3.10) ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

$$p_{AB} = \left[\left(\frac{V_d}{2\pi} (-\phi_{AB}) + \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})) \cdot \sin n\omega_s t \right] \right) \right] \times \left[\left(\frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AB,n}} \left[\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AB,n}) + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})) \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AB,n}) \right] \right) \right] \quad (3.17)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยของโหลดชุดที่ 1, P_{AB}

$$P_{AB} = \frac{1}{T} \int p_{AB} \cdot dt \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะของโหลดชุดที่ 2, P_{AC}

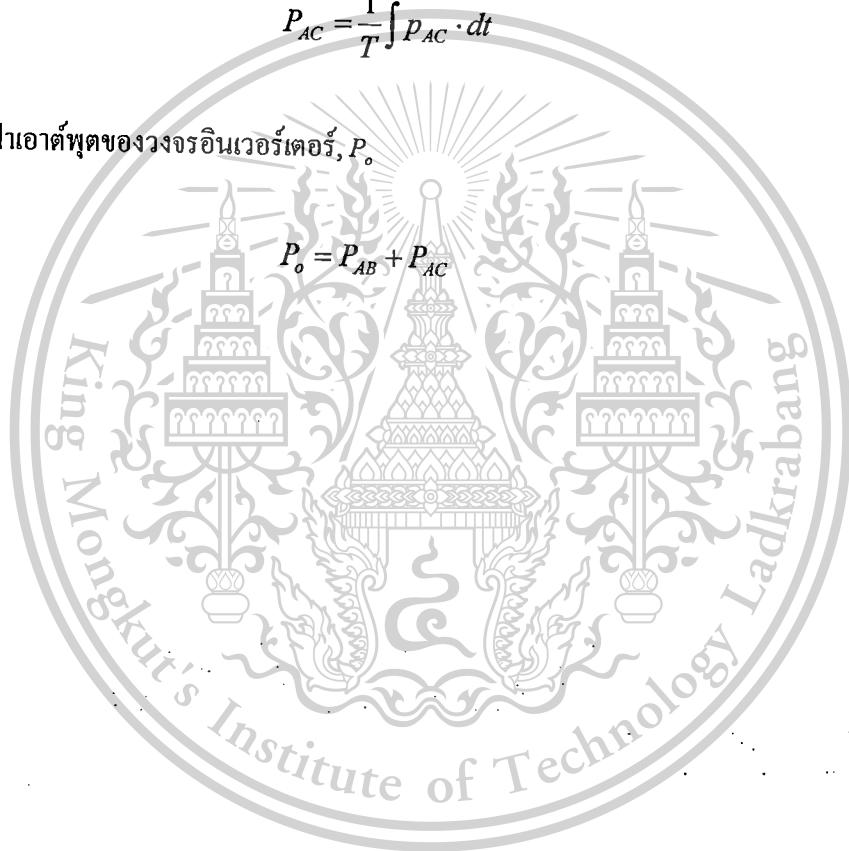
$$P_{AC} = \left[\left(\frac{V_d}{2\pi} (-\phi_{AC}) + \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin n\omega_s t \right] \right) \right. \\ \left. \times \left(\frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AC,n}} \left[\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) \right] \right) \right] \quad (3.19)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยของโหลดชุดที่ 2, P_{AC}

$$P_{AC} = \frac{1}{T} \int P_{AC} \cdot dt \quad (3.20)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์, P_o

$$P_o = P_{AB} + P_{AC} \quad (3.21)$$

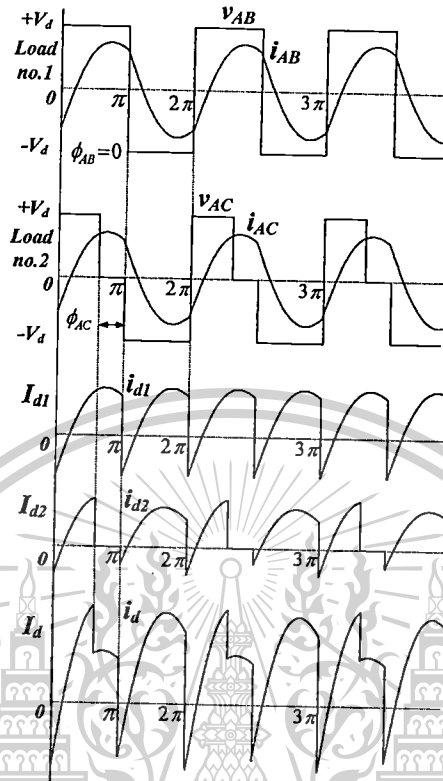


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3.4.4 การวิเคราะห์สมการกระแสไฟฟ้าอินพุต



รูปที่ 3.18 คลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าวงจรอินเวอร์เตอร์

พิจารณาจากรูปที่ 3.18 จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าอินพุตชั่วขณะจะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตชั่วขณะที่มีขนาดเท่ากับ 1 โดยรายละเอียดการวิเคราะห์มีดังนี้

กระแสไฟฟ้าอินพุตชั่วขณะของโหลดชุดที่ 1, i_{d1}

$$i_{d1} = \left[\left(\frac{1}{2\pi} (-\phi_{AB}) + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})) \cdot \sin n\omega_s t \right] \right) \times \left(\frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AB,n}} \left[\sin n(\pi - \phi_{AB}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AB,n}) + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AB})) \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AB,n}) \right] \right) \right] \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของโหลดชุดที่ 1, I_{d1}

$$I_{d1} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi-\phi} i_{AB} d\omega_s t + \int_{\pi-\phi}^{\pi} 0 d\omega_s t + \int_{\pi}^{2\pi} i_{AB} d\omega_s t \right] \quad (3.23)$$

ในทำนองเดียวกันกระแสไฟฟ้าอินพุตช่วงขณะของโหลดชุดที่ 2, i_{d2}

$$i_{d2} = \left[\left(\frac{1}{2\pi} (-\phi_{AC}) + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos n\omega_s t + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin n\omega_s t \right] \right) \right. \\ \left. \times \left(\frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \cdot Z_{AC,n}} \left[\sin n(\pi - \phi_{AC}) \cdot \cos(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) + (2 - \cos n\pi - \cos n(\pi - \phi_{AC})) \cdot \sin(n\omega_s t - \theta_{AC,n}) \right] \right) \right] \quad (3.24)$$

กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของโหลดชุดที่ 2, I_{d2}

$$I_{d2} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi-\phi} i_{AC} d\omega_s t + \int_{\pi-\phi}^{\pi} 0 d\omega_s t + \int_{\pi}^{2\pi} i_{AC} d\omega_s t \right] \quad (3.25)$$

กระแสไฟฟ้าอินพุตช่วงขณะของวงจรอินเวอร์เตอร์, i_d

$$i_d = i_{d1} + i_{d2} \quad (3.26)$$

กระแสอินพุตเฉลี่ยของวงจรอินเวอร์เตอร์, I_d

$$I_d = I_{d1} + I_{d2} \quad (3.27)$$

3.4.5 การวิเคราะห์สมการกำลังไฟฟ้าอินพุต

การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยสามารถหาได้จากผลคูณค่ากระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.28) สำหรับการคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถหาได้ดังสมการที่ (3.29)

$$P_d = V_d \times I_d \quad (3.28)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_d} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

3.5 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบและสร้างเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ ซึ่งส่วนประกอบหลักได้แก่ วงจรเรียงกระแส วงจรฟูแลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ใช้สวิทซ์จำนวน 6 ตัว วงจรควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงกำลังความถี่สูง ตัวเก็บประจุลือกกิ่งและโหลดอนุกรมเรโซแนนซ์ การวิเคราะห์หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบสามกิ่งสำหรับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำต้นแบบ การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ต่างๆ ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บทที่ 4

ผลการทดลองและผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะทำการทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามกิ่งชนิดอนุกรมเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุต ซึ่งหัวข้อที่ทำการทดลองประกอบด้วย

1. การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 1 โดยหยุดการทำงานของโหลดชุดที่ 2
2. การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 2 โดยหยุดการทำงานของโหลดชุดที่ 1
3. การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดทั้ง 2 ชุดพร้อมกัน

4.2 การทดสอบเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำ

ทำการทดสอบเครื่องให้ความร้อนโดยใช้วงจรที่ทดสอบดังรูปที่ 4.1 ใช้แรงดันไฟฟ้าที่ทดสอบ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ผ่านวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าทำให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 310 โวลต์ ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการปรับมุมเลื่อนเฟส ทำการปรับลดความถี่ของสวิตช์ Q_1 และ Q_2 ความถี่การสวิตช์ 56.21 กิโลเฮิร์ตซ์คงที่ วัดอุณหภูมิที่ชิ้นงานให้ได้ 400 องศาเซลเซียส แล้วทำการวัดพารามิเตอร์ต่างๆในสภาวะคงตัว (Steady state) ได้แก่

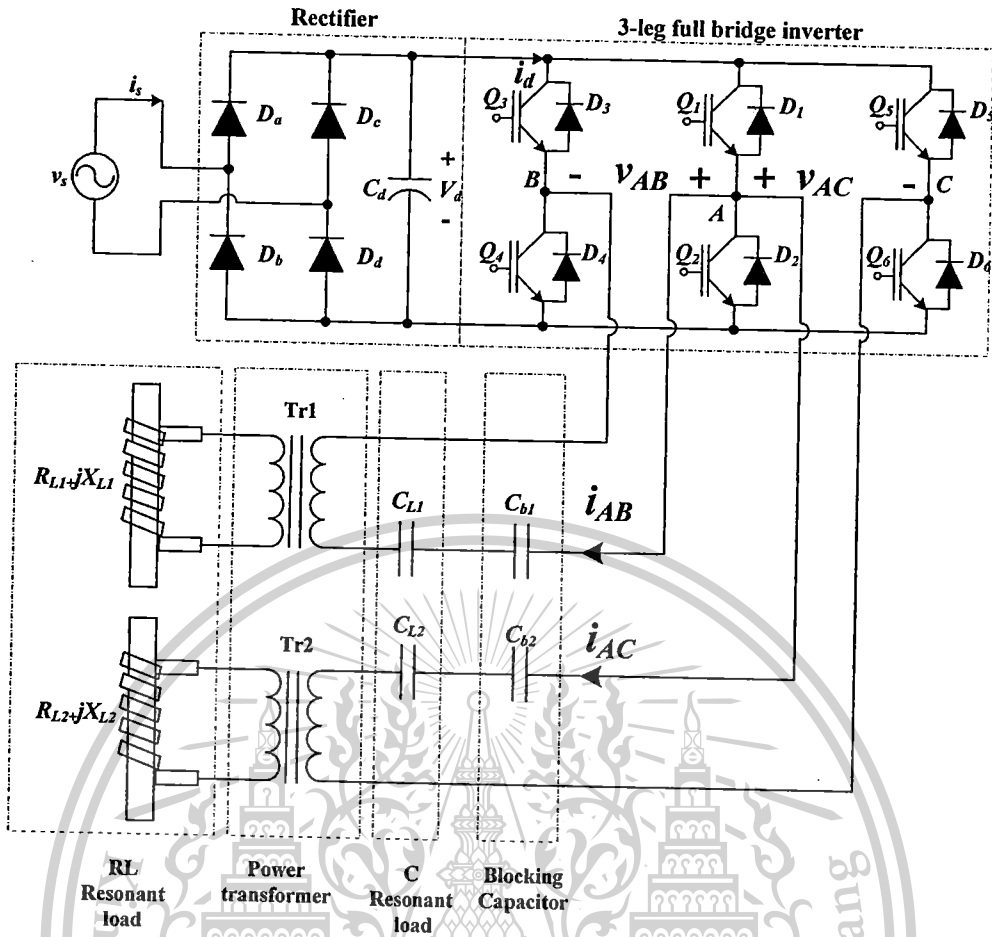
1. กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 1 i_{AB}
2. แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 1 v_{AB}
3. กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 2 i_{AC}
4. แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโหลดชุดที่ 2 v_{AC}
5. กระแสไฟฟ้าอินพุต i_d

ทำการบันทึกข้อมูลการวัดทั้งหมดแล้วนำมาคำนวณหา กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของโหลดแต่ละชุด (P_{AB} , P_{AC}) กำลังไฟฟ้าอินพุต (P_d) และประสิทธิภาพทำได้โดยการวัดกระแสไฟฟ้าชั่วขณะคูณกับแรงดันไฟฟ้าชั่วขณะ แล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ย สำหรับคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า นำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันความถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

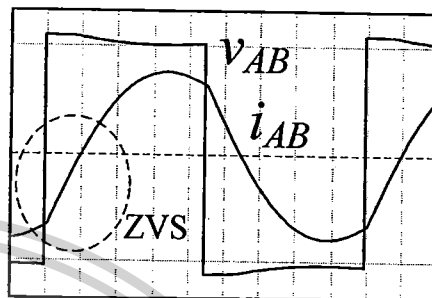
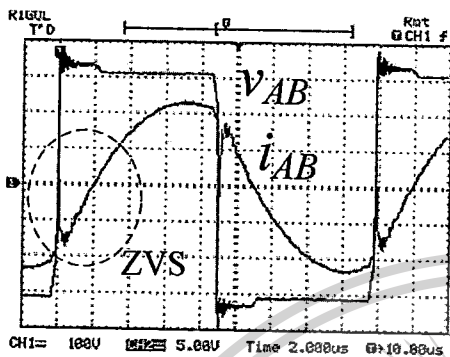
Forbidden to modify the content, and cite the document when use.



รูปที่ 4.1 วงจรเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลอง

4.2.1 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 1 โดยหยุดการทำงานของโหลดชุดที่ 2

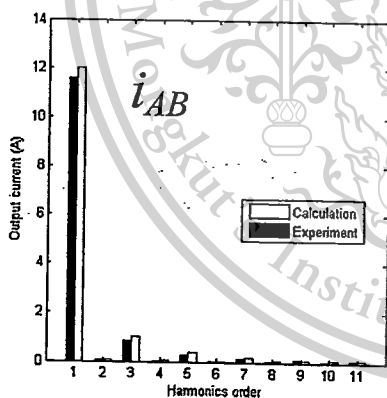
ในขั้นตอนนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเพียงชุดเดียวและอีกชุดให้หยุดการทำงาน ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสตั้งแต่ 0 ถึง 170 องศาและบันทึกผลการทดลอง



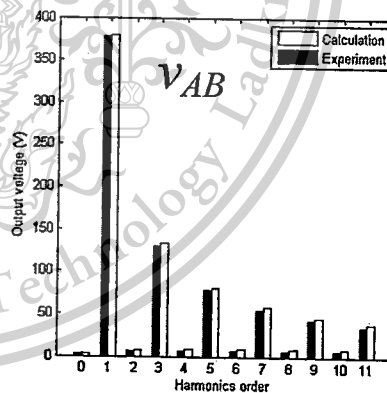
(a) การทดลอง

(b) การจำลอง

รูปที่ 4.2 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div)

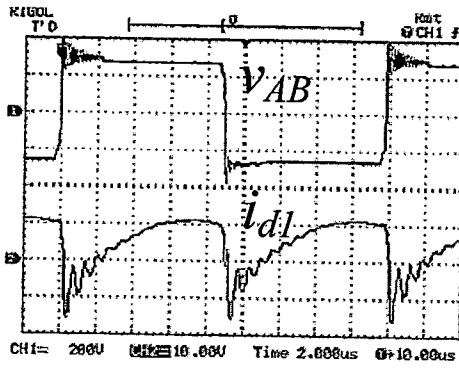


(a) สเปกตรัมของ i_{AB}

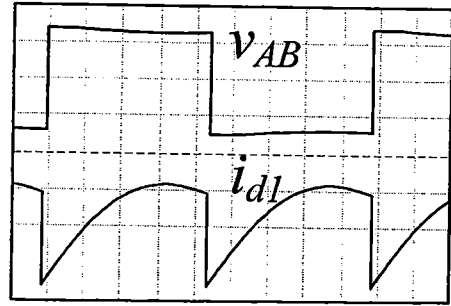


(b) สเปกตรัมของ v_{AB}

รูปที่ 4.3 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา



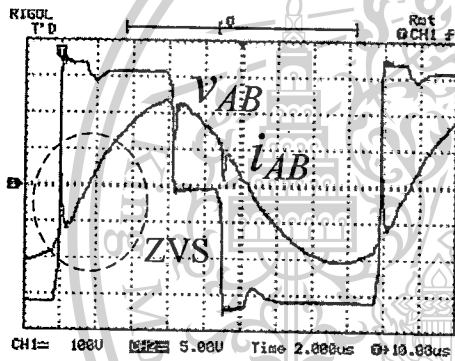
(a) การทดลอง



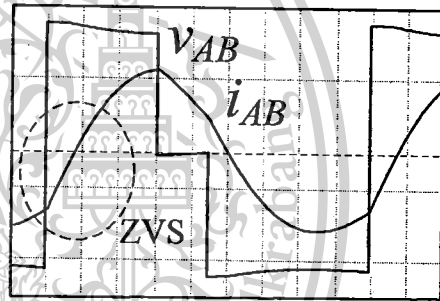
(b) การจำลอง

รูปที่ 4.4 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา

(Scale: 200V/div, 10A/div)



(a) การทดลอง



(b) การจำลอง

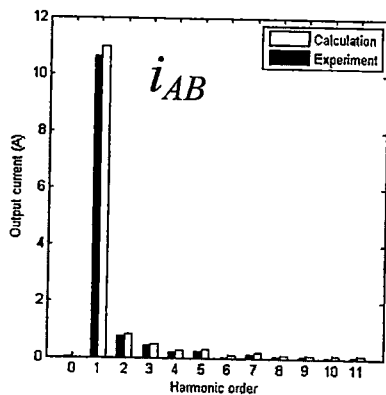
รูปที่ 4.5 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา

(Scale: 100V/div, 5A/div)

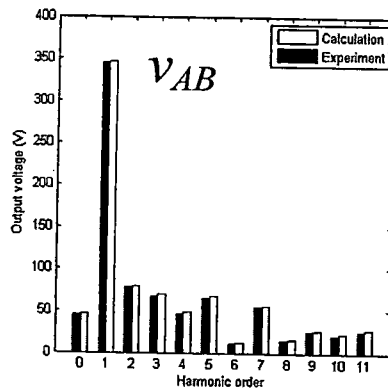
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

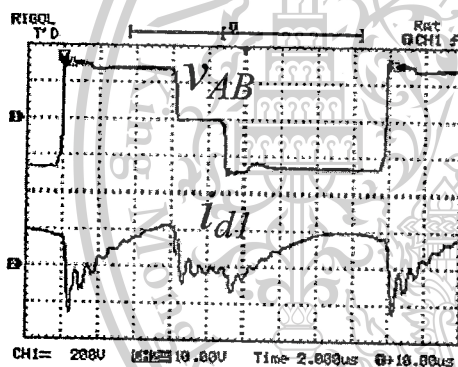


(a) สเปกตรัมของ i_{AB}

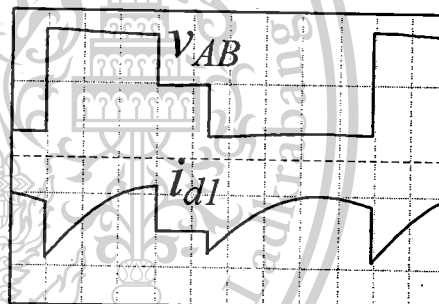


(b) สเปกตรัมของ v_{AB}

รูปที่ 4.6 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา



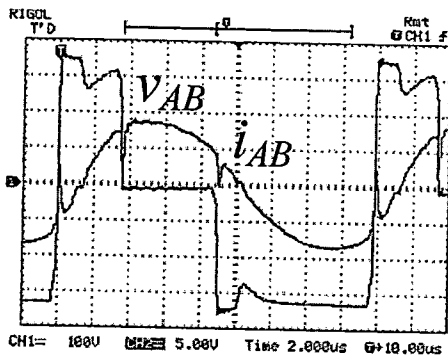
(a) การทดลอง



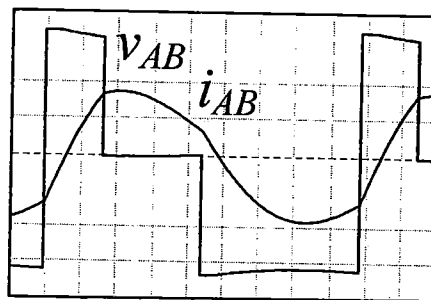
(b) การจำลอง

รูปที่ 4.7 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา

(Scale: 200V/div, 10A/div)

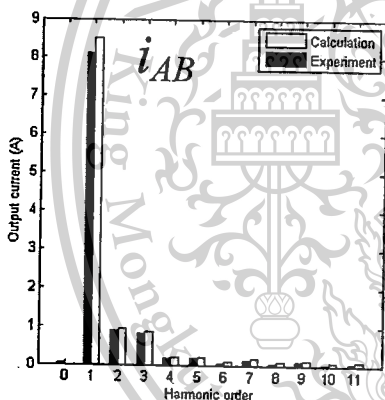


(a) การทดลอง

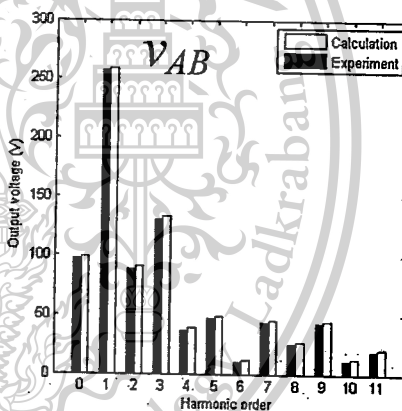


(b) การจำลอง

รูปที่ 4.8 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div)

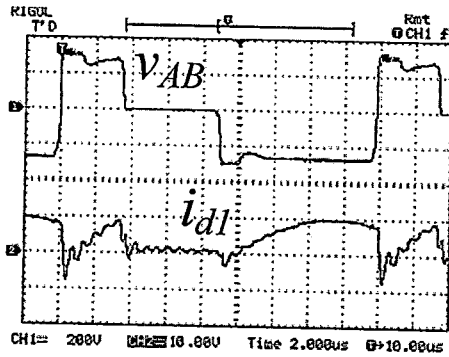


(a) สเปกตรัมของ i_{AB}

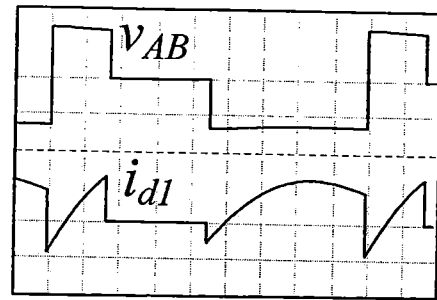


(b) สเปกตรัมของ v_{AB}

รูปที่ 4.9 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา

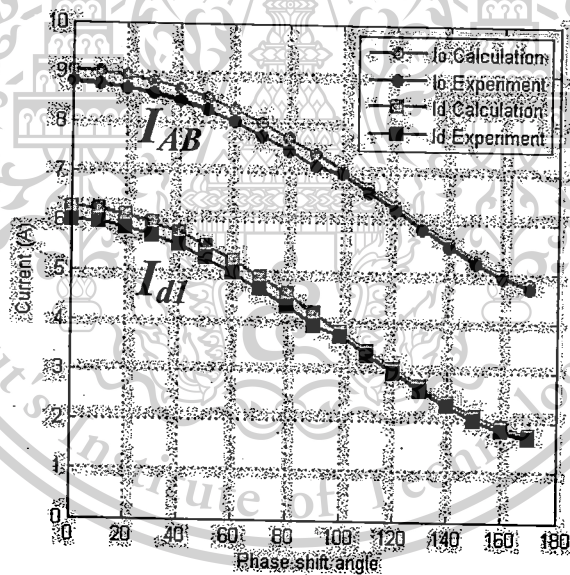


(a) การทดลอง

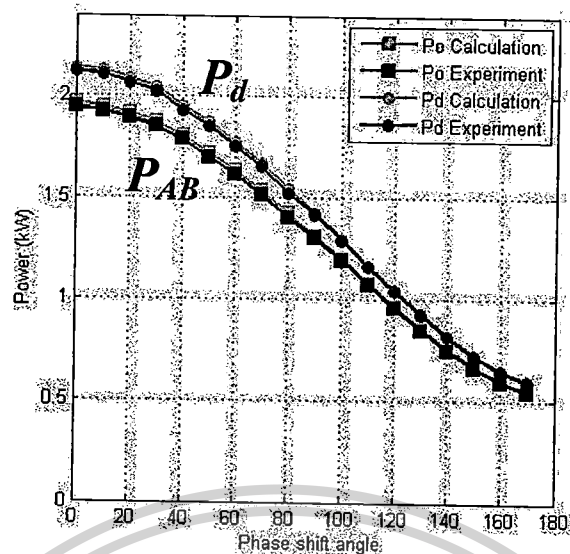


(b) การจำลอง

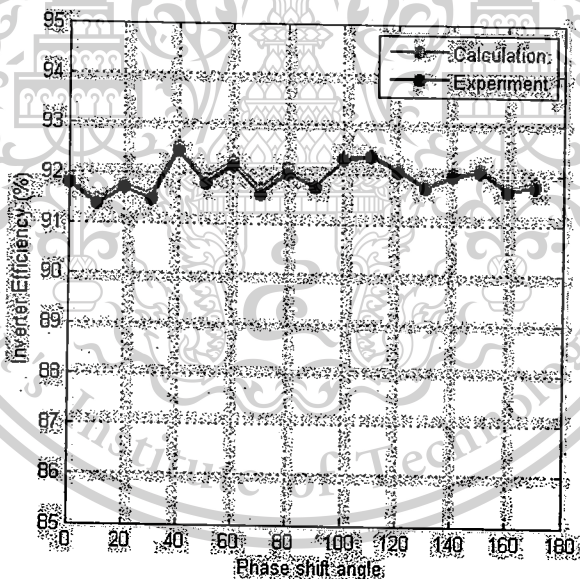
รูปที่ 4.10 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d1} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 200V/div, 10A/div)



รูปที่ 4.11 กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย I_{d1} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ



รูปที่ 4.12 กำลังไฟฟ้าอินพุต P_d และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AB} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ



รูปที่ 4.13 ประสิทธิภาพพวงจรรินเวอร์เตอร์ของโหนดชุดที่ 1 ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ

ปริมาณของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} จะมีความสัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสต่างๆ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตจะอยู่ในช่วง 4.79 ถึง 9.05 แอมแปร์ กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยอยู่ในช่วง 1.75 ถึง 6.26 แอมแปร์ ปริมาณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AB} จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

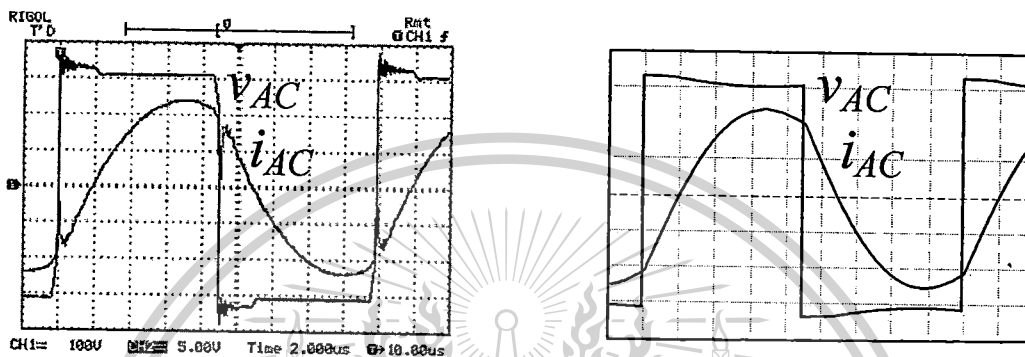
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

It is forbidden to modify the content, and cite the document when use.

สัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสโดยสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0.55 ถึง 1.965 กิโลวัตต์ ประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยที่ 91.96 เปอร์เซ็นต์

4.2.2 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 2 โดยหยุดการทำงานของโหลดชุดที่ 1

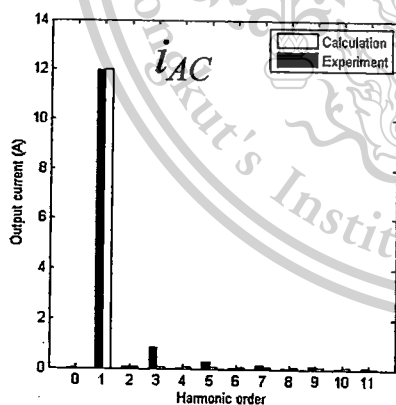
ในขั้นตอนนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเพียงชุดเดียวและอีกชุดให้หยุดการทำงาน ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสตั้งแต่ 0 ถึง 170 องศาและบันทึกผลการทดลอง



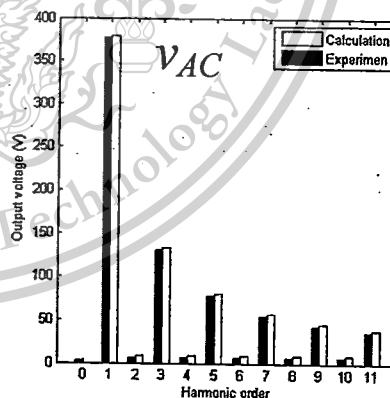
(a) การทดลอง

(b) การจำลอง

รูปที่ 4.14 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div)



(a) สเปกตรัมของ i_{AC}



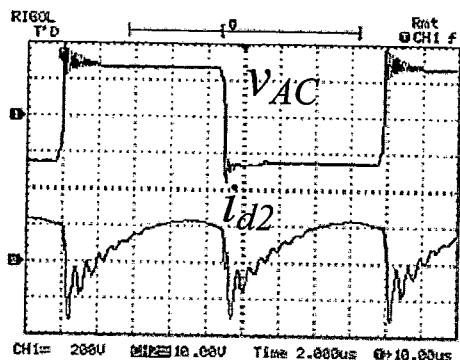
(b) สเปกตรัมของ v_{AC}

รูปที่ 4.15 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา

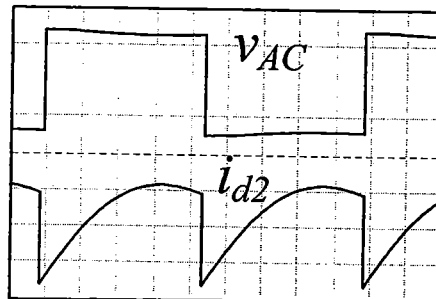
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

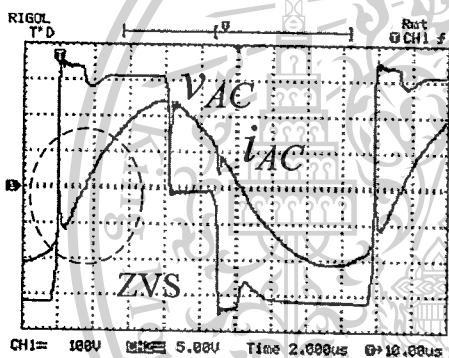


(a) การทดลอง

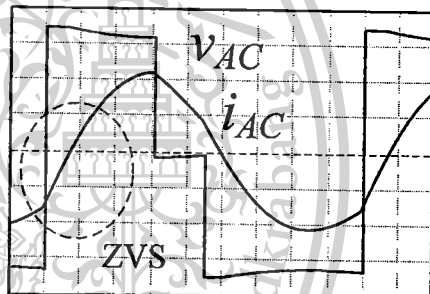


(b) การจำลอง

รูปที่ 4.16 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d2} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา
(Scale: 200V/div, 10A/div)

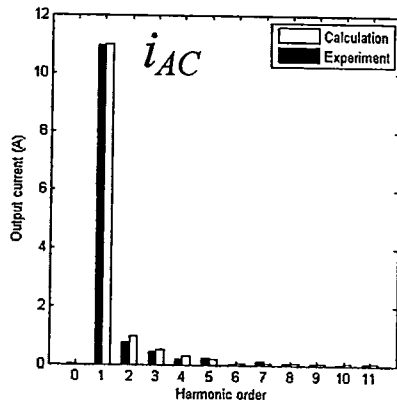


(a) การทดลอง

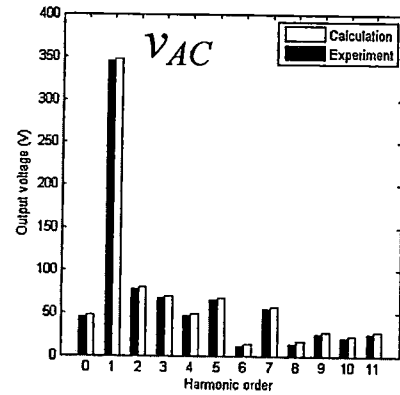


(b) การจำลอง

รูปที่ 4.17 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา
(Scale: 100V/div, 5A/div)

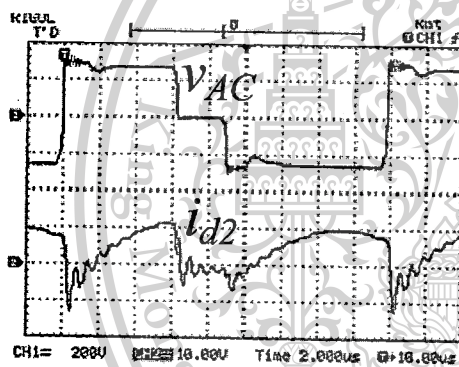


(a) สเปกตรัมของ i_{AC}

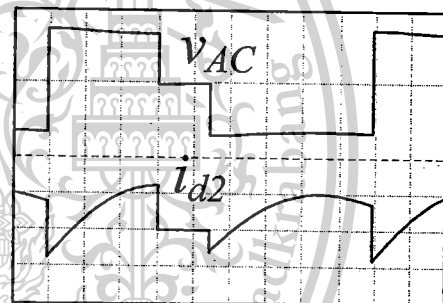


(b) สเปกตรัมของ v_{AC}

รูปที่ 4.18 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา



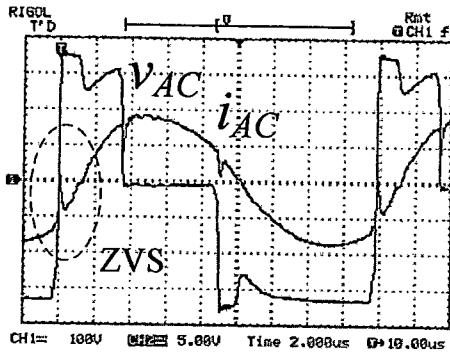
(a) การทดลอง



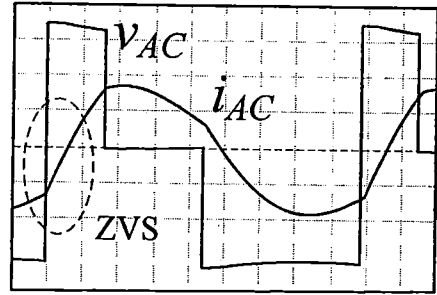
(b) การจำลอง :

รูปที่ 4.19 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d2} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา

(Scale: 200V/div, 10A/div)

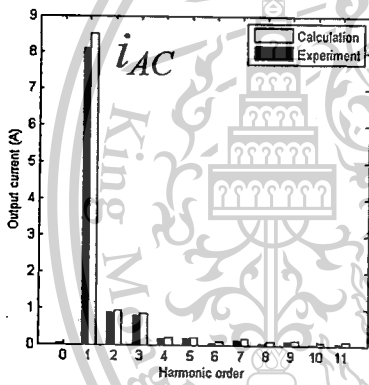


(a) การทดลอง

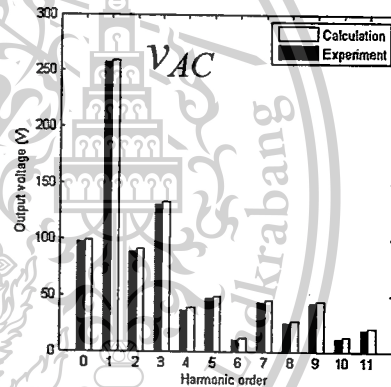


(b) การจำลอง

รูปที่ 4.20 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div)

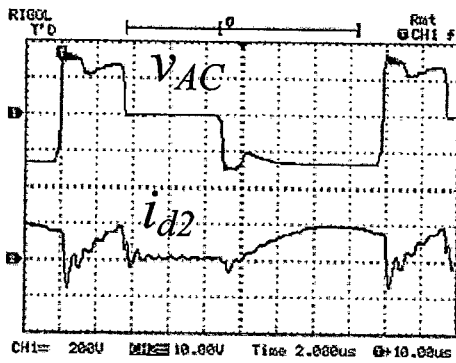


(a) สเปกตรัมของ i_{AC}

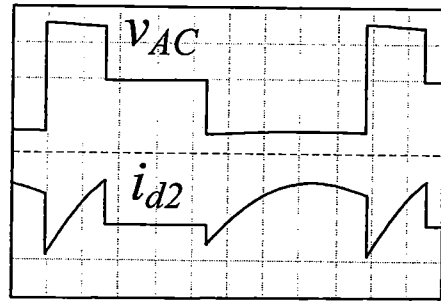


(b) สเปกตรัมของ v_{AC}

รูปที่ 4.21 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา

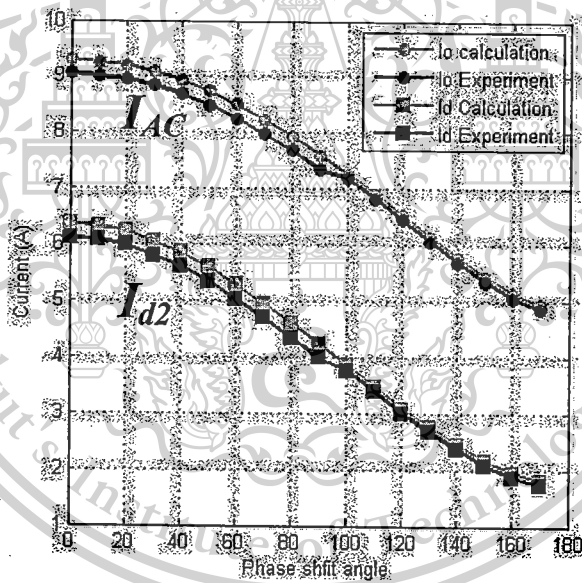


(a) การทดลอง

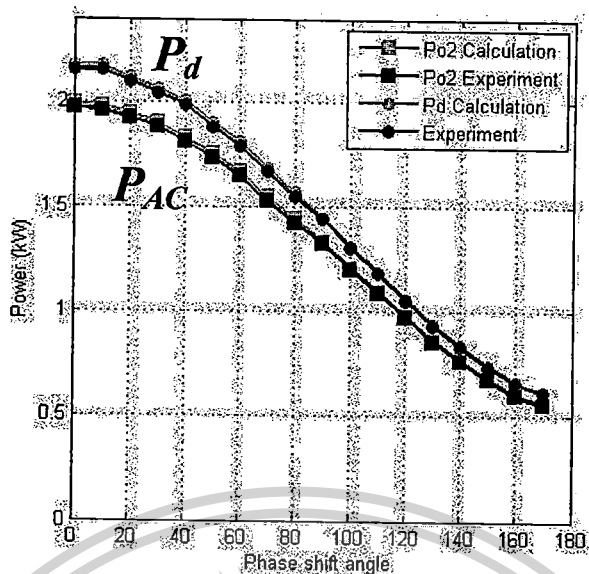


(b) การจำลอง

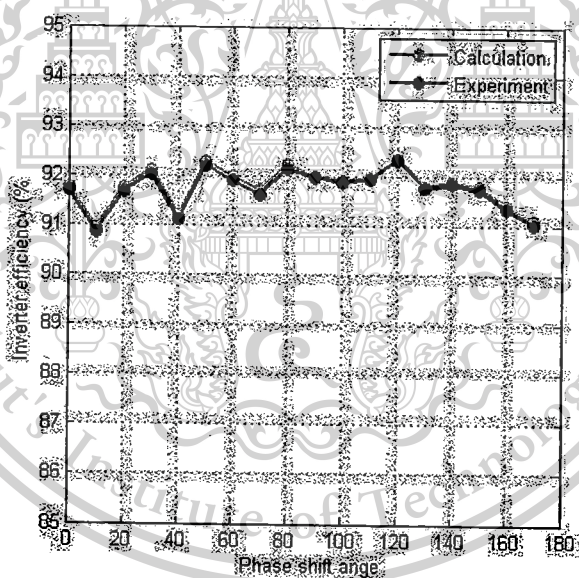
รูปที่ 4.22 คลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต i_{d2} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟส 120 องศา
(Scale: 200V/div, 10A/div)



รูปที่ 4.23 กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย I_{d2} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ



รูปที่ 4.24 กำลังไฟฟ้าอินพุต P_d และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AC} ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ



รูปที่ 4.25 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ของโหลดชุดที่ 2 ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ

ปริมาณของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AC} และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AC} จะมีความสัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสต่างๆ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตจะอยู่ในช่วง 4.94 ถึง 9.30 แอมแปร์ กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยอยู่ในช่วง 1.80 ถึง 6.37 แอมแปร์ ปริมาณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{AC} จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 มว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

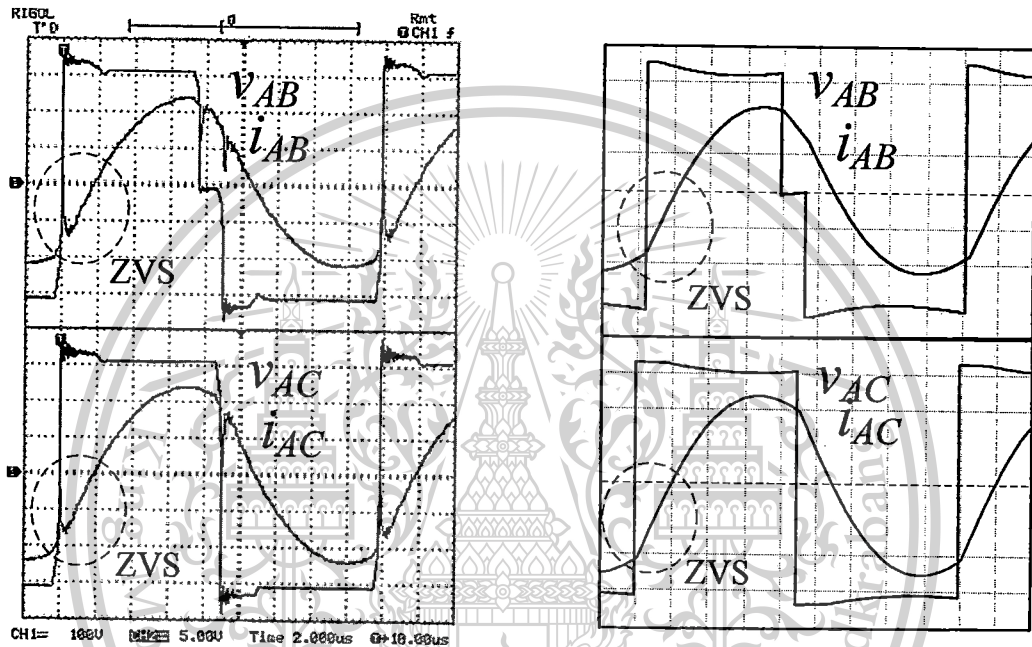
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

สัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟส โดยสามารถปรับได้ตั้งแต่ 0.565 ถึง 1.997 กิโลวัตต์ ประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยที่ 91.79 เปอร์เซ็นต์

4.2.3 การทดสอบกำลังไฟฟ้าของโหลดทั้ง 2 ชุดพร้อมกัน

ในขั้นตอนนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั้งสองชุดพร้อมกัน โดยทำการปรับเลื่อนเฟสของทั้งสองชุดเป็นอิสระต่อกัน ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสตั้งแต่ 0 ถึง 170 องศาและบันทึกผลการทดลอง



(a) การทดลอง

(b) การจำลอง

รูปที่ 4.26 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับ โหลดทั้งสองชุด

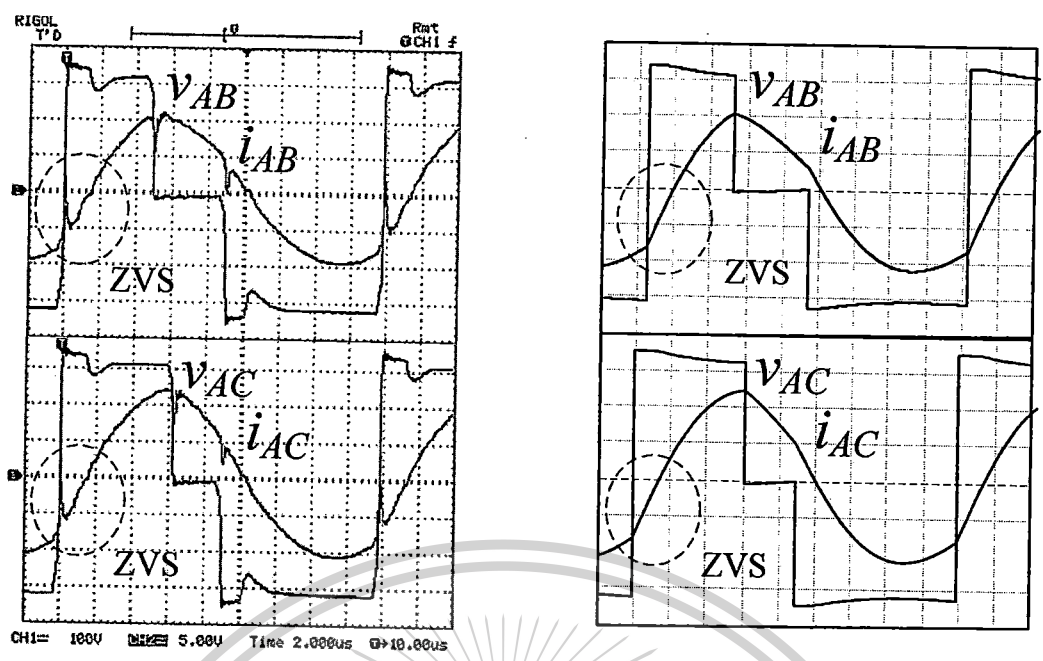
ที่มุมเลื่อนเฟสของ โหลดชุดที่ 1 เท่ากับ 30 องศา ชุดที่ 2 เท่ากับ 0 องศา

(Scale: 100V/div, 5A/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

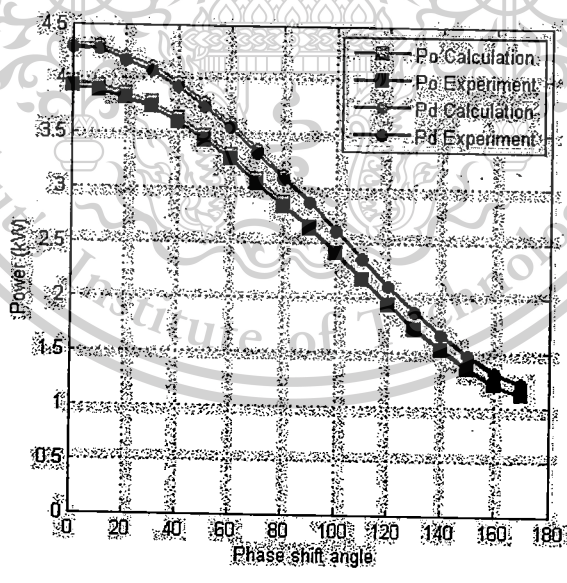
This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

forbidden to modify the content, and cite the document when use.



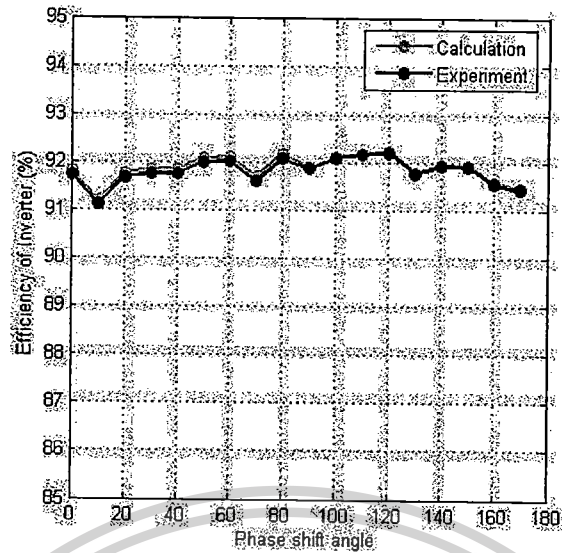
(a) การทดลอง (b) การจำลอง

รูปที่ 4.27 คลื่นกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับโหลดทั้งสองชุด ที่มุมเลื่อนเฟสของโหลดชุดที่ 1 เท่ากับ 90 องศา ชุดที่ 2 เท่ากับ 60 องศา (Scale: 100V/div, 5A/div)



รูปที่ 4.28 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o และกำลังไฟฟ้าอินพุต P_d วงจรอินเวอร์เตอร์ของโหลดชุดทั้ง 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 ประสิทธิภาพพวงจรมอเตอร์ของโพลิตั้ง 2 จุดที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าความสัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสต่างๆ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจะสัมพันธ์กับมุมเลื่อนเฟสโดยสามารถปรับได้ตั้งแต่ 1.1 ถึง 3.92 กิโลวัตต์ ประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยที่ 91.81เปอร์เซ็นต์

4.3 วิจารณ์ผลการทดลอง

พิจารณาค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุต i_{AB} , i_{AC} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{AB} , v_{AC} ในสถานะคงตัว เมื่อวงจรควบคุมการทำงานของสวิตช์ควบคุมให้ความถี่การสวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ทำให้กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตล่าหลังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ประจุไฟฟ้าที่ค้างอยู่ระหว่างขาคอลเลกเตอร์และอีมีเตอร์เกิดการขนถ่ายไปอย่างสมบูรณ์ก่อนที่สวิตช์จะนำกระแสไฟฟ้าทำให้สวิตช์ทำงานในสถานะแรงดันไฟฟ้าคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS) เงื่อนไขการเกิด ZVS นี้จะเกิดขึ้นกับสวิตช์ทุกตัวตลอดทุกย่านการทำงานแต่สวิตช์จะไม่เกิดการทำงานในโหมดของกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ ZCS

พิจารณาสเปกตรัมกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต องค์ประกอบส่วนใหญ่จะเป็นกระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลจึงทำให้กระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์อันเนื่องมาจากผลของโพลิตั้ง 2 จุด ค่าความถี่ขั้วนำและค่าตัวเก็บประจุจะหักล้างกันทำให้เหลือเฉพาะค่าความถี่ด้านทาน โดยจะกรองให้เฉพาะองค์ประกอบของกระแสไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลผ่านเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หมายความว่ากรณิดอกทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ การหาคุณลักษณะทางไฟฟ้า ซึ่งพารามิเตอร์ที่ทำการบันทึกค่า ได้แก่ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต, กระแสไฟฟ้าอินพุต, แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต, กำลังไฟฟ้าอินพุต, กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต, สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้า, สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้า และประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลการทดลองสามารถยืนยันความถูกต้องได้ด้วยผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในการทำวิจัยและศึกษาคุณลักษณะทางไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งพิกัดอนุกรมโชนาสำหรับเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสองเอาต์พุตสรุปได้ดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ สามารถลดจำนวนสวิตช์ที่ใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้าจากเดิม 8 ตัว 4 กึ่ง ให้เหลือ 6 ตัว 3 กึ่ง โดยสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้จำนวนเอาต์พุตเท่ากัน
2. เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าของแต่ละชุดได้อย่างอิสระต่อกัน โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Cancellation) ซึ่งควบคุมโดยให้ดิวตี้ไซเคิลของกึ่งรวมที่ 50 เปอร์เซ็นต์ และควบคุมปริมาณแรงดันไฟฟ้าของโหลดแต่ละชุด โดยการปรับลดดิวตี้ไซเคิล ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ได้เปลี่ยนแปลงไปตามการปรับลดดิวตี้ไซเคิล
3. เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำต้นแบบ ทำงานที่พิกัดแรงดันไฟฟ้าขาเข้า 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้ตั้งแต่ 0.5 กิโลวัตต์ถึง 2 กิโลวัตต์ ของแต่ละชุดทำงานที่ความถี่ 56.21 กิโลเฮิร์ตซ์คงที่ ซึ่งวงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าสามารถควบคุมให้สวิตช์ทำงานในสถานะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) ตลอดช่วงการทำงาน โดยประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เฉลี่ย เท่ากับ 91.81 เปอร์เซ็นต์ ระยะเวลาในการทำความร้อนถึงจุดคูรีเท่ากับ 43 และ 45 วินาที สำหรับ โหลดชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ
4. ลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต และกระแสอินพุตที่ได้จากการทดลองสามารถยืนยันความถูกต้องได้ด้วยผลจากการจำลองโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

5.2 ข้อจำกัดของเครื่องเหนี่ยวนำต้นแบบ

1. พิกัดการทนกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ในกึ่งรวมจะต้องมีค่ามากกว่าสองเท่าของพิกัดการทนกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ในกึ่งที่เหลือ
2. ในการให้ความร้อน ชิ้นงานทั้งสองจะต้องวางอยู่ในขดลวดเหนี่ยวนำตลอดเวลา ไม่สามารถให้ความร้อนเฉพาะชุดใดชุดหนึ่ง เพราะจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าจำนวนมากไหลผ่านสวิตช์ในชุดที่ไม่ได้ใส่ชิ้นงานจนทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

It is forbidden to modify the content, and cite the document when use.

5.3 ข้อเสนอแนะ

1. แนวความคิดในงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กันในระบบอุตสาหกรรมที่มีการผลิตเป็นจำนวนมากๆ ได้โดยสามารถลดค่าใช้จ่ายในการออกแบบติดตั้งชุดอินเวอร์เตอร์ได้
2. ระบบควบคุมกำลังไฟฟ้าในงานวิจัยนี้เป็นระบบเปิด เมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานสูงถึงจุดคูรี ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของโพลเปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงต้องมีระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เพื่อให้สวิตซ์ทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ตลอดย่านการทำงาน

5.4 ปัญหาและอุปสรรค

1. ในการออกแบบวงจรภาคกำลังและควบคุมต้องมีการป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายในและภายนอกระบบ ที่มารบกวนการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งจะทำให้สัญญาณขับเคลื่อนไอจีบีทีผิดเพี้ยนจนทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

บรรณานุกรม

- [1] F. Monterde, P. Hernandez, J. M. Burdio, J. R. Garcia and A. Martinez. 2000. "A New ZVS Two-Output Series-Resonant Inverter For Induction Cookers Obtained By A Synthesis Method." 1375-1380. In **IEEE Trans. Power Electronics.** : IEEE Press.
- [2] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navrow, and J. Acero. 2004. "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters." 461-469. in **IEEE Trans. Power Electronics.** vol. 19. no. 2. : IEEE Press.
- [3] J. Davies and P. Simson. 1979. **Induction Heating Handbook.** London. : McGraw-Hill.
- [4] วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เรศรชฎ. 2547. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินตติ้ง.
- [5] โธมัส ชรรมาธิฐาน. "การประยุกต์ใช้วงจรซีวีส์เรโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีโร-โวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [6] พัฒนพงษ์ คงสาคร และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. 2551. "เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบสองหัวขนิคอนกรมเรโซแนนท์." 477-480. ใน การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม.
- [7] P. Kongsakorn and A. Jangwanitlert. 2010. "A Two-output High frequency Series-Resonant Induction heater." 842-845. in **ECTI-CON 2010.** Chiangmai : Faculty of Engineering Chiangmai University.
- [8] เกียรติศักดิ์ ผาสุขมูล. "การวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่มีการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรเพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2551.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.



ภาคผนวก

ตีพิมพ์ International Conference on IEEE ECTI 2014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

Small Signal Modeling of a Two-Output High-Frequency Series-Resonant Induction Heater

P. Kongsakorn

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand, Email: pton.kongsakorn@gmail.com

A. Jangwanitlert

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok Thailand, Email: kjanuwat@kmitl.ac.th

Abstract—This paper proposes the analysis of a small-signal model of two-output high-frequency series-resonant induction heater. There are 2 control loops: power control by duty-cycle and frequency control to maintain the zero-voltage switching condition for all operating period. This prototype controls power by using 3 branches of full bridge series-resonant inverter: one branch for common control and others for each independently two-output whose power controlled by the asymmetrical voltage cancellation methodology. The small-signal equivalent circuit model is confirmed by PSpice with good agreement in simulation data.

Keywords—small-signal model, asymmetrical voltage cancellation, zero-voltage switching

I. INTRODUCTION

In recent years, the electromagnetic high-frequency induction heater is widely used in steel industries. Many manufacturing must improve the productivity to get more benefit and more market sharing by improving their efficiency of product or cost reduction method. Therefore, this paper presents another way to save the component count, to reduce size and construction cost that causes the increasing value in term of economics.

The typical multiple-output induction heater [1-5] includes one converter for one output. For example, Fig.1 shows a two-output heater with 4-legs to control output power independently for each output. If the number of loads is increased, then it will increase the construction cost and take more power consumption. In addition, this paper presents the development of a two-output heater that is designed to reduce the number of switches from 4-leg, 8 switches to 3-leg, 6 switches converter; one leg for common controlled and others for each independent controlled as shown in Fig.2.

II. BASIC TOPOLOGICAL DISCUSSION

The power stage of prototype is composed of a rectifier, a filter unit, and 3-leg full-bridge inverter. The 3-leg inverter employs two-unit power switching transformers and two-unit working coils. The main voltage is 220-V, 50-Hz supplying for a rectifier. The rectifier and filter unit is derived from a diode bridge and a large filter capacitor that makes a smooth dc-link voltage. Then, 3-leg full-bridge

inverter, operating under Zero-Voltage Switching (ZVS) conditions, supplies high-frequency quasi-square wave voltage to power switching transformer which provides the optimized voltage to prevent short circuit from a low impedance of working coil. The blocking capacitors, C_{b1} , C_{b2} , are used to protect power switching transformer from unbalanced volt-second of the full-bridge inverter. The working coil is operated like a transformer step down voltage and induces a large current with a high frequency, supplying to a series RLC resonant load. Finally, a large current flow around the work piece and heat is occurred at its skin.

The operation mode of power transfer from dc-source to a series RLC resonant load has 5 modes per cycle that is controlled by the asymmetrical voltage cancellation methodology with a fixed switching frequency as shown in Fig. 3.

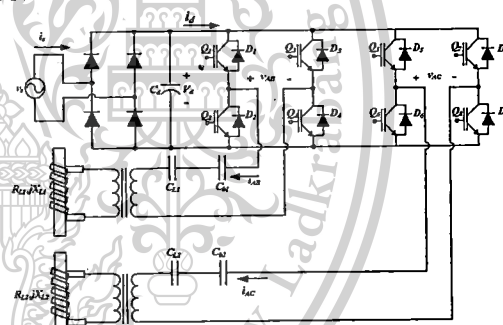


Fig. 1. Two-output induction heater with 4 legs.

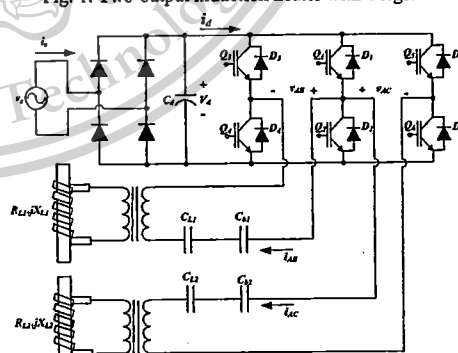


Fig. 2. Two-output induction heater with 3 legs.

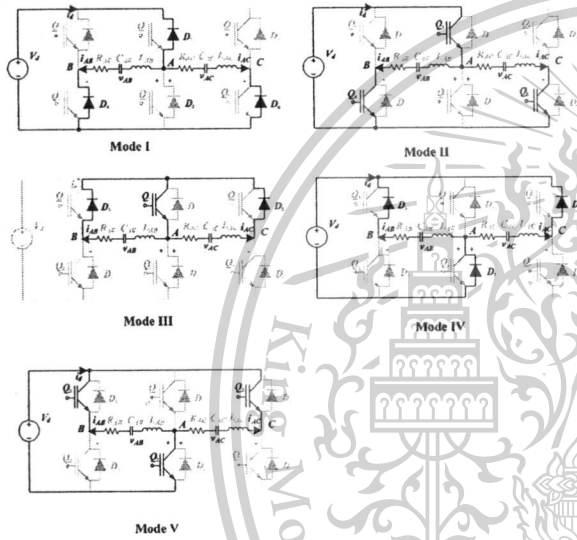
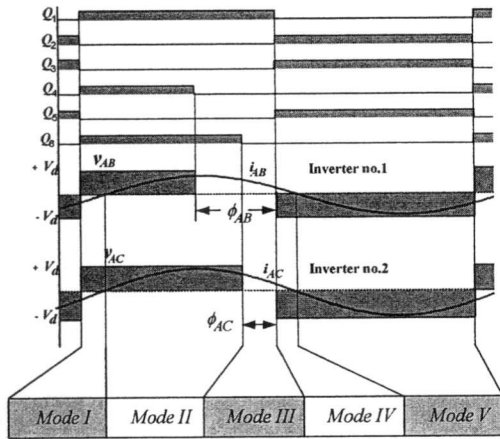


Fig. 3. Operation mode of power transfer.

Mode I: Re-generative mode

This mode stored energy from a RLC resonant load is returned to dc-source. The direction of resonant current flows from node-B to node-A through the freewheeling diodes D_1, D_4 for load no.1 and D_1, D_5 for load no.2. The output voltage is equal to $+V_d$.

Mode II: Powering mode

This mode provides a RLC resonant load to get the energy from dc-source. The direction of a resonant current flows from node-B to node-A through switch Q_1, Q_4 for load no.1 and Q_1, Q_6 for load no.2. The output voltage is equal to $+V_d$.

Mode III: Freewheeling mode

This mode shows the energy does not transfer for any sides. The direction of resonant current flows from node-A to node-B through the freewheeling diode D_3 , switch Q_1 for load no.1 and D_5, Q_1 for load no.2. The output voltage is equal to zero.

Mode IV: Re-generative mode

This mode stored energy from a RLC resonant load is returned to dc-source. The direction of a resonant current flows from node-A to node-B through the freewheeling diodes D_2, D_3 for load no.1 and D_2, D_5 for load no.2. The output voltage is equal to $-V_d$.

Mode V: Powering mode

This mode shows the RLC resonant load gets energy from dc-source. The direction of resonant current is flowing from node-B to node-A through switch Q_2, Q_3 for load no.1 and Q_2, Q_5 for load no.2. The output voltage is equal to $-V_d$.

III. SMALL-SIGNAL MODELING OF A TWO-OUTPUT HIGH-FREQUENCY SERIES-RESONANT INDUCTION HEATER

In this paper, the sampled-data modeling method [8] is applied to a prototype, two-output induction heater for dynamics model by solving a linear state equations and switching boundary conditions in time domain, as well as a steady-state trajectory. Then, perturbation and linearization of non-linear mathematic model with the sample time interval is the same as the switching period. The small signal modeling can be predicted correctly and accurately that is helpful for feed-back closed loop design in further step. This dynamic model has 2 control loops: duty-cycle control and frequency control. The step-by-step derivations of the small-signal are as follows:

A. State Space Equation

The equivalent circuit of power stage circuit is shown in Fig.4. Using the Kirchhoff's voltage law is applied to the circuit to give

For load no.1,

$$L_{AB} \frac{di_{AB}}{dt} + i_{AB} \cdot R_{AB} + v_1 = v_{AB} \quad (1)$$

$$C_{AB} \frac{dv_1}{dt} = i_{AB} \quad (2)$$

For load no.2,

$$L_{AC} \frac{di_{AC}}{dt} + i_{AC} \cdot R_{AC} + v_1 = v_{AC} \quad (3)$$

$$C_{AC} \frac{dv_1}{dt} = i_{AC} \quad (4)$$

B. Harmonic Approximation

The instantaneous of current and voltage $i(t)$ and $v(t)$ can be approximated by fundamental harmonics. The output capacitor can be approximated by dc component and make this assumption as follows:

$$i \approx i_s(t) \sin \omega_s t + i_c(t) \cos \omega_s t \quad (5a)$$

$$v \approx v_s(t) \sin \omega_s t + v_c(t) \cos \omega_s t \quad (5a)$$

$$v_{AB} = \frac{V_g}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) \cos \omega_s t + \frac{V_g}{\pi} (3 - \cos\left(\frac{\pi d_1}{2}\right)) \sin \omega_s t \quad (5c)$$

$$v_{AC} = \frac{V_g}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) \cos \omega_s t + \frac{V_g}{\pi} (3 - \cos\left(\frac{\pi d_2}{2}\right)) \sin \omega_s t \quad (5d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

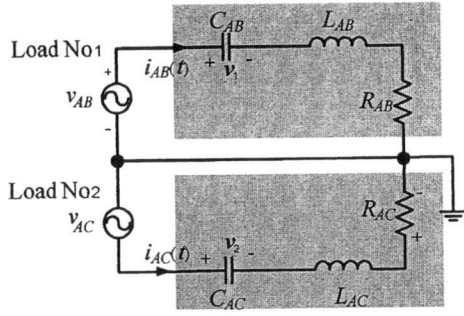


Fig. 4. Equivalent circuit of a two-output induction heater.

The envelope terms $\{i_s, i_c, v_s, v_c\}$ are the slow time varying. The dynamics behavior of these terms can be investigated that the derivatives of $i(t)$ and $v(t)$ are found to be:

For load no.1

$$\frac{di_{AB}}{dt} \approx \left(\frac{di_{s,AB}}{dt} - \omega_s i_{c,AB} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{c,AB}}{dt} + \omega_s i_{s,AB} \right) \cos \omega_s t \quad (6a)$$

$$\frac{dv_{AB}}{dt} \approx \left(\frac{dv_{s,AB}}{dt} - \omega_s v_{c,AB} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{dv_{c,AB}}{dt} + \omega_s v_{s,AB} \right) \cos \omega_s t \quad (6b)$$

For load no.2

$$\frac{di_{AC}}{dt} \approx \left(\frac{di_{s,AC}}{dt} - \omega_s i_{c,AC} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{c,AC}}{dt} + \omega_s i_{s,AC} \right) \cos \omega_s t \quad (7a)$$

$$\frac{dv_{AC}}{dt} \approx \left(\frac{dv_{s,AC}}{dt} - \omega_s v_{c,AC} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{dv_{c,AC}}{dt} + \omega_s v_{s,AC} \right) \cos \omega_s t \quad (7b)$$

C. Harmonic Balance

As the small-signal modulation frequency is lower than the switching frequency, substituting (6), (7) into (1) to (4) and by equating the coefficients of dc, sine and cosine terms respectively,

For load no.1

$$L_{AB} \frac{di_{s,AB}}{dt} - \omega_s L_{AB} i_{c,AB} + R_{AB} i_{s,AB} + v_{s,AB} = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) v_g \quad (8a)$$

$$L_{AB} \frac{di_{c,AB}}{dt} + \omega_s L_{AB} i_{s,AB} + R_{AB} i_{c,AB} + v_{c,AB} = -\frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) v_g \quad (8b)$$

$$C_{AB} \frac{dv_{s,AB}}{dt} - \omega_s C_{AB} v_{c,AB} = i_{s,AB} \quad (8c)$$

$$C_{AB} \frac{dv_{c,AB}}{dt} + \omega_s C_{AB} v_{s,AB} = i_{c,AB} \quad (8d)$$

For load no.2

$$L_{AC} \frac{di_{s,AC}}{dt} - \omega_s L_{AC} i_{c,AC} + R_{AC} i_{s,AC} + v_{s,AC} = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) v_g \quad (9a)$$

$$L_{AC} \frac{di_{c,AC}}{dt} + \omega_s L_{AC} i_{s,AC} + R_{AC} i_{c,AC} + v_{c,AC} = -\frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) v_g \quad (9b)$$

$$C_{AC} \frac{dv_{s,AC}}{dt} - \omega_s C_{AC} v_{c,AC} = i_{s,AC} \quad (9c)$$

$$C_{AC} \frac{dv_{c,AC}}{dt} + \omega_s C_{AC} v_{s,AC} = i_{c,AC} \quad (9d)$$

Eq. (8) and (9) are modulation equations. There are nonlinear large-signal models of a two-output high-frequency series-resonant induction heater. The inputs of (8) and (9) $\{v_g, d, \omega_s\}$ are slow varying with respect to the switching frequency so the modulation equation can be readily perturbed and linearized at certain operating points.

D. Steady state solution

Under steady-state conditions, the new state variables of the modulation equation do not change with time. For a given operating point, let the derivatives, in (8) and (9) be zero and set the dc terms to zero, then the steady-state solution can be obtained as:

For load no.1

$$-\Omega_s L_{AB} I_{c,AB} + R_{AB} I_{s,AB} + V_{s,AB} = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \quad (10a)$$

$$\Omega_s L_{AB} I_{s,AB} + R_{AB} I_{c,AB} + V_{c,AB} = -\frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \quad (10b)$$

$$-\Omega_s C_{AB} V_{c,AB} = I_{s,AB} \quad (10c)$$

$$\Omega_s C_{AB} V_{s,AB} = I_{c,AB} \quad (10d)$$

To substitute (10c) and (10d) into (10a) and (10b), the operating point $\{I_s, I_c, V_s, V_c\}$ can be given by:

$$I_{s,AB} = \frac{\Omega_s C_{AB}}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g + \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \right) \quad (11a)$$

$$I_{c,AB} = \frac{\Omega_s C_{AB}}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g - \frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \right) \quad (11b)$$

$$V_{s,AB} = \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g - \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \right) \quad (11c)$$

$$V_{c,AB} = \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g + \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_1}{2}\right) V_g \right) \quad (11d)$$

Where

$$\alpha = 1 - \Omega_s^2 L_{AB} C_{AB}, \quad \beta = 1 - \Omega_s^2 R_{AB} C_{AB}$$

For load no.2

$$I_{s,AC} = \frac{\Omega_s C_{AC}}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g + \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g \right) \quad (12a)$$

$$I_{c,AC} = \frac{\Omega_s C_{AC}}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g - \frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g \right) \quad (12b)$$

$$V_{s,AC} = \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g - \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g \right) \quad (12c)$$

$$V_{c,AC} = \frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \left(\frac{2\alpha}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g + \frac{2\beta}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d_2}{2}\right) V_g \right) \quad (12d)$$

E. Perturbation and Linearization

Perturbing the large-signal model is around the operating point. Each will have the form of

$$d = D + \tilde{d} \quad (13)$$

$$i = I + \tilde{i}$$

$$\omega_s = \Omega_s + \tilde{\omega}_s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

Where H is the operating point and $\tilde{h}(t)$ is small signal amplitude perturbation. Hence, the linearization under small signal assumption of (8) and (9) gives small-signal model be obtained as:

$$\frac{d\tilde{i}_{s,AB}}{dt} = -\frac{R_{AB}}{L_{AB}}\tilde{i}_{s,AB} - \Omega_z\tilde{i}_{c,AB} - \frac{1}{L_{AB}}\tilde{v}_{s,AB} + \frac{2}{L_{AB}}V_g \sin\left(\frac{\pi D_1}{2}\right)\tilde{d}_1 + I_{c,AB}\tilde{\omega}_z \quad (14a)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{c,AB}}{dt} = -\Omega_z\tilde{i}_{s,AB} - \frac{R_{AB}}{L_{AB}}\tilde{i}_{c,AB} - \frac{1}{L_{AB}}\tilde{v}_{c,AB} + \frac{2}{L_{AB}}V_g \cos\left(\frac{\pi D_1}{2}\right)\tilde{d}_1 - I_{s,AB}\tilde{\omega}_z \quad (14b)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{s,AB}}{dt} = \frac{1}{C_{AB}}\tilde{i}_{s,AB} + \Omega_z\tilde{v}_{c,AB} + V_{c,AB}\tilde{\omega}_z \quad (14c)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{c,AB}}{dt} = \frac{1}{C_{AB}}\tilde{i}_{c,AB} - \Omega_z\tilde{v}_{s,AB} - V_{s,AB}\tilde{\omega}_z \quad (14d)$$

$$B_w = \begin{bmatrix} I_{c,AB} \\ -I_{s,AB} \\ V_{c,AB} \\ -V_{s,AB} \end{bmatrix} \quad (15e)$$

$$x = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s,AB} \\ \tilde{i}_{c,AB} \\ \tilde{v}_{s,AB} \\ \tilde{v}_{c,AB} \end{bmatrix} \quad (15f)$$

In similar method, the load no.2 has a small signal that can be obtained as (15) transfer functions output-power-to-duty-cycle, output-power-to-frequency and output-power-to-input-voltage are obtained respectively as:

This model can be expressed in matrix form as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_d u_d + B_w u_w \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (15a)$$

$$G_d(s) = \frac{p(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1} B_d \quad (16)$$

$$G_w(s) = \frac{p(s)}{\omega(s)} = C(sI - A)^{-1} B_w \quad (17)$$

$$G_f(s) = \frac{p(s)}{f(s)} = \frac{p(s)}{\omega(s)} \cdot \frac{\omega(s)}{f(s)} = 2\pi G_w(s) \quad (18)$$

Where

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{AB}}{L_{AB}} & -\Omega_z & -\frac{1}{L_{AB}} & 0 \\ -\Omega_z & \frac{R_{AB}}{L_{AB}} & 0 & -\frac{1}{L_{AB}} \\ \frac{1}{C_{AB}} & 0 & 0 & \Omega_z \\ 0 & \frac{1}{C_{AB}} & -\Omega_z & 0 \end{bmatrix} \quad (15b)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{2V_g}{L_{AB}} \sin\left(\frac{\pi D_1}{2}\right) \\ \frac{2V_g}{L_{AB}} \cos\left(\frac{\pi D_1}{2}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15c)$$

The output power variation can be expressed as a linear combination of the three independent inputs as follows:

$$p(s) = G_d(s) d(s) + G_f(s) f(s) \quad (19)$$

F. Equivalent circuit model

The small signal model from (15) has been linearization that can be synthesized as shown in Fig.5.

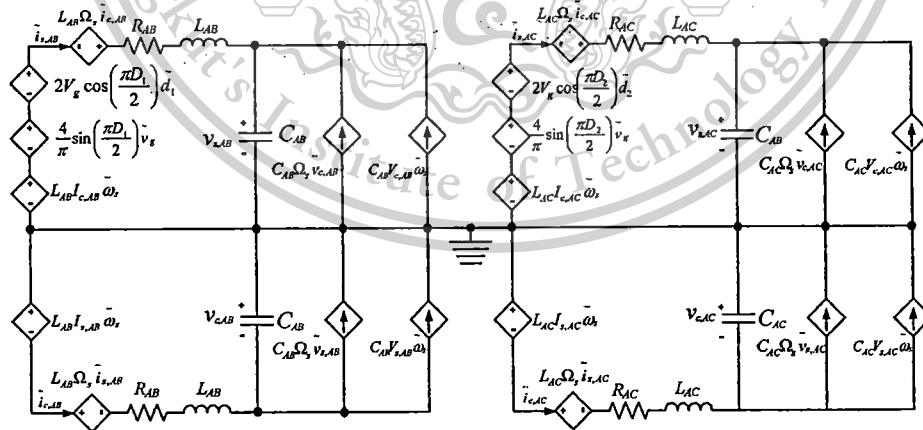


Fig. 5. Small-signal model.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the dynamic small-signal model of the prototype, the test parameter is used from table I. To calculate the frequency response of open-loop transfer functions without any compensation $G_d(s)$, Output-power-to-duty-cycle and $G_f(s)$, Output-power-to-frequency transfer function, step response is shown in Figs. 6 and 7 which are shown the good agreement to compare with measurement by PSpice

The steady-state experimental results are shown in Fig. 8. These results show the output voltage, v_{AB}, v_{AC} and output current, i_{AB}, i_{AC} for both loads at the same time. When phase-shift angle is adjusted to be; $\phi_1=0^\circ$ and $\phi_2=60^\circ$, a two-output induction heater then provides the output power of 2.154 kW and 1.55 kW, respectively. Similar to Fig. 8(b), when the phase-shift angle is $\phi_1=0^\circ$ and $\phi_2=90^\circ$, the output power is 2.154 kW and 1.36 kW, respectively.

TABLE I TEST PARAMETER

Parameter	Load no.1	Load no.2
Resistor, R_{AB}, R_{AC}	23.56 Ω	22.748 Ω
Inductor, L_{AB}, L_{AC}	162.05 μ H	161.47 μ H
Capacitor, C_0	0.065 μ C	0.065 μ C
Operating Frequency, f_s	56.71 kHz	
Input voltage, V_g	310 V	
Duty cycle	0.45	0.62

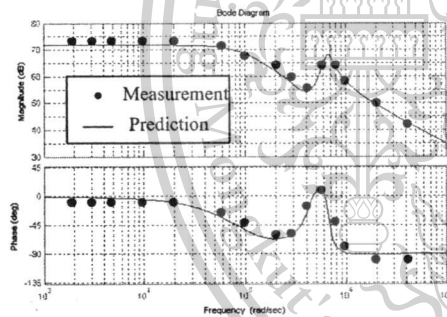


Fig. 6. Bode plot of output-power-to-duty-cycle.

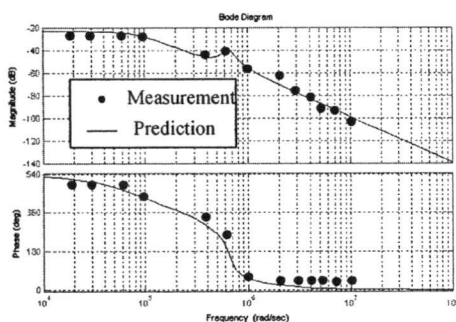


Fig. 7. Bode plot of output-power-to-frequency.

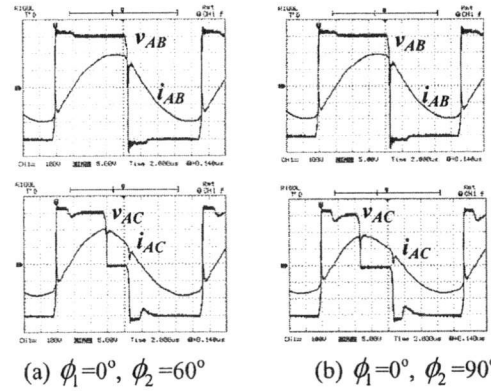


Fig. 8. Output waveform; Scale 20V/div, 100A/div, Time 5 μ s/div.

V. CONCLUSION

This paper presents the analysis of small-signal modeling by solving piece-wise linear state equations and switching boundary conditions in time domain, as well as a steady-state trajectory. Also, perturbation and linearization of non-linear model with the sample time interval is the same as the switching period. The small signal modeling can be predicted correctly and accurately that is helpful for feedback closed loop design in further step.

Finally, this paper proposes another way to reduce the number of switches and construction cost. It is used for hardening process for steel bar that is useful for such output number of loads with the same characteristic of steel. It can be applied to mass production for steel industries and consumer appliances, and then it can be increased value in term of economics.

REFERENCES

- [1] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. Garcia, L. A. Barragan, and A. Martinez, "A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 815-822, July 2005.
- [2] F. Monterde, P. Hernandez, J. M. Burdio, J. R. Garcia and A. Martinez, "A new zvs two-output series-resonant inverter for induction cookers obtained by a synthesis method," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp. 1375-1380, 2000.
- [3] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarrow, and J. Acero, "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 461-469, March 2004.
- [4] J. M. HO, F. C. Juang, "A Practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variation," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp 1375-1380, 2000.
- [5] Jose M. Burdio, Abelardo Martinez, and Jose R. Garcia, "A Synthesis Method for Generating Switched Electronic Converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1056-1068, November 1998.
- [6] K. Phasukmoon and P. Viriya, "Analysis of a full-bridge resonant inverter with asymmetrical voltage control for high-frequency induction heating," *30th EECN*, pp. 516-519, 2007.
- [7] P. Kongsakorn and A. Jangwanitler, "A two-output high frequency series-resonant induction heater," *ECTI-CON 2010*, pp. 842-845, May 2010.
- [8] G.C. Verghese, M. E. Elbuluk, J. G. Kassakian, "A General Approach to Sampled-Data Modelling for Power Electronic Circuits," *31st IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 1, no. 2, pp. 76-89, April 1986.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

Fuzzy Logic Control of A Two-Output High-Frequency Series-Resonant Induction Heater

P. Kongsakorn

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok Thailand, Email: pton.kongsakorn@gmail.com

A. Jangwanitert

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok Thailand, Email: kjanuwat@kmitl.ac.th

Abstract—This paper presents the design and concept of fuzzy logic controller analysis of two-output high-frequency series-resonant induction heater. The fuzzy logic controller is applied for non-linear load and unknown mathematical model as well as this prototype, which is used to control the duty-cycle of power switch to maintain current output. The power of the prototype can be controlled by using 3 branches of full bridge series resonant inverter: one branch for common controlled and others controlled for each independently two output. The power for others can be controlled by the asymmetrical voltage cancellation methodology.

Keywords—fuzzy logic controller, asymmetrical voltage cancellation, zero-voltage-switching

I. INTRODUCTION

In recent years, the electromagnetic high-frequency induction heater is widely used in steel industries. Many manufacturing must improve the productivity to get more benefit and more market sharing by improving their efficiency of product or cost reduction method. Therefore, this paper presents another way to save the component count, to reduce size and construction cost that causes the increasing value in term of economics.

The typical multiple-output induction heater [1-5] includes one converter for one output. For example, Fig.1 shows a two-output heater with 4-legs to control output power independently for each output. If the number of loads is increased, then it will increase the construction cost and take more power consumption. In addition, this paper presents the development of a two-output heater that is designed to reduce the number of switches from 4-leg, 8 switches to 3-leg, 6 switches converter: one leg for common controlled and others for each independently controlled as shown in Fig.2.

The Proportional Integral Derivative, PID controller is widely used for many application as well as induction heating system. With good reliability, good stability, and simple in algorithm, that is suitable for a known precise mathematical model of the linear system. The setting parameters of PID controller are quite difficult to calculate and its response is quite overshooting. There are many kinds of controller to tune any setting parameters for

reducing this problem by different techniques such as robust control technique and so on.

The induction heating applications are the non-linear systems that cause varied resistance, skin effect resistance into varied high-frequency, and varied permeability of inductance load from temperature rising of operating period, in addition to phenomenon of power switch of the inverter. The fuzzy logic control is the way to reduce that problem, with very useful for the unknown mathematical model of the non-linear system as well as induction heating system. In this paper, the fuzzy logic controller is used to control the duty-cycle of power switch to maintain current output. The fuzzy inference structure using mamdani rule to process the command includes: error, error change, and output current as the input membership function, and the output member function, respectively.

II. BASIC TOPOLOGICAL DISCUSSION

The power stage of prototype is composed of a rectifier, a filter unit, and 3-leg full-bridge inverter. The 3-leg inverter employs two-unit power switching transformers and two-unit working coils. The main voltage is 220-V, 50-Hz supplying for a rectifier. The rectifier with filter unit is derived from a diode bridge and a large filter capacitor that makes a smooth dc-link voltage. Then, 3-leg full-bridge inverter, operating under Zero Voltage Switching (ZVS) conditions, supplies high-frequency quasi-square wave voltage to power switching transformer which provides the optimized voltage to prevent short circuit from a low impedance of working coil. The blocking capacitors, c_{b1} , c_{b2} , are used to protect power switching transformer from unbalanced volt-second of the full-bridge inverter. The working coil is operated like a transformer step down voltage and induces a large current with a high frequency, supplying to a series RLC resonant load. Finally, a large current flows around the work piece and heat is occurred at its skin.

The operation mode of power transfer from dc-source to a series RLC resonant load has 5 modes per cycle that is controlled by the asymmetrical voltage cancellation methodology with a fixed switching frequency as shown in Fig. 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

978-1-4799-2993-1/14/\$31.00 ©2014 IEEE

แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This material is reserved for educational use only, not allowed for commercial use.

Forbidden to modify the content, and cite the document when use.

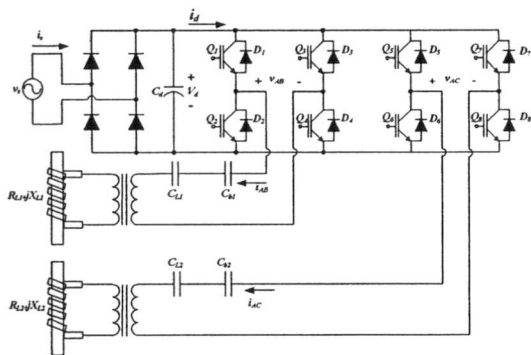


Fig. 1. Two-output induction heater with 4 legs.

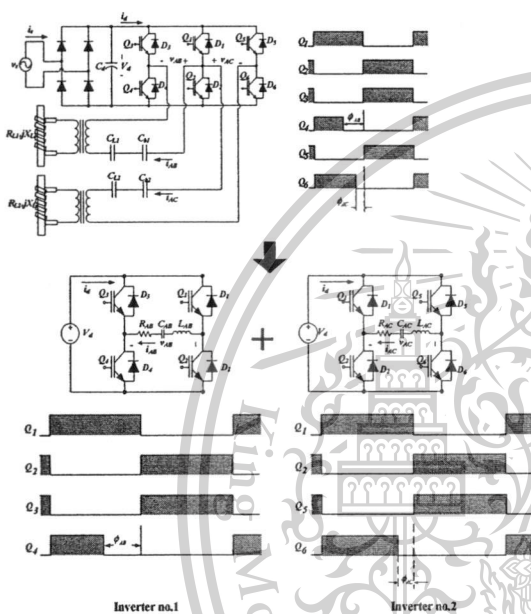


Fig. 2. Two-output induction heater with 3 legs.

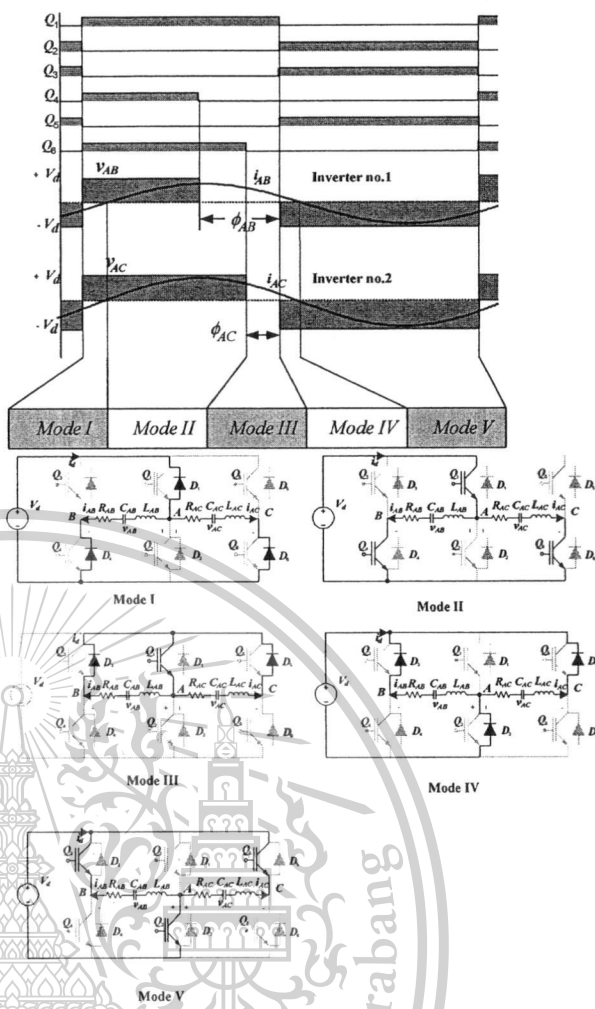


Fig. 3. Operation mode of power transfer.

Mode I: Re-generative mode

This mode stored energy from a RLC resonant load is returned to dc-source. The direction of resonant current flows from node-B to node-A through the freewheeling diodes D_2, D_3 for load no.1 and D_2, D_3 for load no.2. The output voltage is equal to $-V_d$.

Mode II: Powering mode

This mode provides a RLC resonant load to get the energy from dc-source. The direction of a resonant current flows from node-B to node-A through switch Q_1, Q_4 for load no.1 and Q_1, Q_6 for load no.2. The output voltage is equal to $+V_d$.

Mode III: Freewheeling mode

This mode shows the energy does not transfer for any sides. The direction of resonant current flows from node-A to node-B through the freewheeling diode D_3 , switch Q_1 for load no.1 and D_5, Q_1 for load no.2. The output voltage is equal to zero.

Mode IV: Re-generative mode

This mode stored energy from a RLC resonant load is returned to dc-source. The direction of a resonant current flows from node-A to node-B through the freewheeling diodes D_2, D_3 for load no.1 and D_2, D_3 for load no.2. The output voltage is equal to $-V_d$.

Mode V: Powering mode

This mode shows the RLC resonant load gets energy from dc-source. The direction of resonant current is flowing from node-B to node-A through switch Q_2, Q_3 for load no.1 and Q_2, Q_5 for load no.2. The output voltage is equal to $-V_d$.

III. FUZZY LOGIC CONTROLLER

Fig. 4 shows the block diagram of the fuzzy control scheme of A Two-Output High-Frequency Series-Resonant Induction Heater. The fuzzy controller is divided into five modules: fuzzification, database, rule base, decision making, and defuzzification. The input variables of each

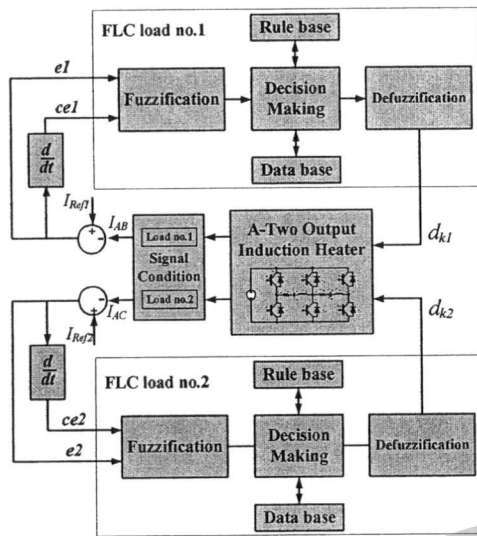


Fig. 4. Fuzzy controller structure.

load from inverter to the fuzzy controller is a subtraction between current set point and current output, I_{AB} and I_{AC} , from load no.1 and load no.2, respectively. Then, the result divides into two term: error, e and the change of error, ce , which are defined as:

Load no.1

$$e1 = I_{Ref1} - I_{AB} \quad (1a)$$

$$ce1 = e_{k1} - e_{k1-1} \quad (1b)$$

Load no.2

$$e2 = I_{Ref2} - I_{AC} \quad (1c)$$

$$ce2 = e_{k2} - e_{k2-1} \quad (1d)$$

where I_{AB} is the present output current, I_{Ref1} is the reference output voltage for load no.1, and subscript $k1$ denotes values taken at the beginning of the switching cycle.

The output of the fuzzy controller is the duty cycle and is defined as:

$$\text{Load no.1: } d_{k1} = d_{k1-1} + n \cdot \delta d_{k1} \quad (2a)$$

$$\text{Load no.2: } d_{k2} = d_{k2-1} + n \cdot \delta d_{k2} \quad (2b)$$

where δd_{k1} is the inferred change of duty cycle by the fuzzy controller at $k1$ th sampling time, and n is the gain of the fuzzy controller. To adjust n can be changed for the gain of the controller.

The fuzzy rules of this prototype can be found that follows:

IF e is A ; and ce is B ; THEN dk is C

where A , B and C are fuzzy subsets of membership function that divided into five fuzzy subsets as shown in Table I. : PB (Positive Big), PS (Positive Small), ZE (Zero), NS (Negative Small), and NB (Negative Big). The shape of the membership function is shown in Fig. 5.

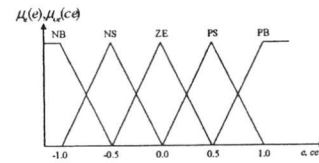


Fig. 5. Membership functions for e and ce

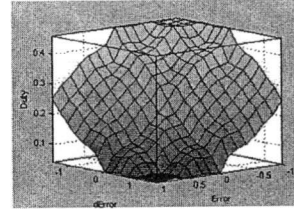


Fig. 6. 3-D surface of fuzzy rules

TABLE I. FUZZY RULES

		e				
		NB	NS	ZE	PS	PB
ce	NB	PB	PB	PB	PS	ZE
	NS	PB	PB	PS	ZE	NS
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	PS	ZE	NS	NB	NB
	PB	ZE	NS	NB	NB	NB

The derivation of the fuzzy control rules depends on the nature and behavior of phenomena of duty-cycle inverter controlled by the following criteria:

- When the current output of inverter is a big difference from the set point, then the controller will adjust the duty cycle as large as to be getting the set point as quickly.
- When the current output of the inverter is getting near the set point, the controller will adjust in a small change of duty cycle.
- When the current output of the inverter is near the set point and is approaching it as rapid, the duty cycle must be kept constant to prevent the overshoot.
- When the set point is reached and the current output of the inverter is still changing, the duty cycle should be adjusted a little bit to prevent the current output from overshooting.
- When the set point is reached and the current output of the inverter is steady, then the duty cycle remains unchanged.
- When the current output of the inverter is over the set point, the change of duty cycle must be negative, and vice versa.

The result of the making decision unit consists of two parts: the weighting factor, w_i of the fuzzy rule, and the changing of duty cycle, C_i that is based on the fuzzy rule. The weighting factor w , is defined by applying the min operation on the $\mu_e(e_0)$ and $\mu_{ce}(ce_0)$, where e_0 and ce_0 are the singleton inputs of e and ce . C is looked up from the rule of table I, which shows the mapping from the product

space of e and ce to C_i . The inferred singleton output of each rule follows as:

$$z_i = \min\{\mu_e(e_0), \mu_{ce}(ce)\} \cdot C_i = w_i C_i \quad (3)$$

where z_i is a change of duty cycle inferred by the i th rule. After collecting all the singleton results, the results will be defuzzified so that a crisp value of the change of duty cycle can be found. The method of center of gravity is used to compute. The resultant of duty cycle can be found as:

$$z = \frac{\sum_{i=1}^4 z_i}{\sum_{i=1}^4 w_i} = \frac{\sum_{i=1}^4 w_i C_i}{\sum_{i=1}^4 w_i} \quad (4)$$

IV. EXPERIMENT RESULT

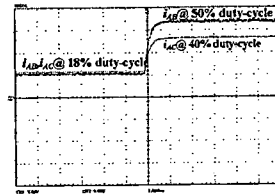
Fig. 8(a) shows the step response of current output for each load measured at signal condition circuit of a Two-Output High-Frequency Series-Resonant Induction Heater. The output current steps up from 18% duty cycle to 50% for load no.1, and also the output current steps up from same set point to 40% duty cycle for load no.2. The performance in time domain of the fuzzy logic for this prototype is good result: setting time about 1.5 ms and 1.8 ms when load current changes from 18% to 40% and 50%, respectively; with no overshoot.

The steady-state experimental results are shown in Fig. 8(b). These results show the output voltage, v_{AB} , v_{AC} and output current, i_{AB} , i_{AC} for both loads at the same time, with the fixed switching frequency of 56.71 kHz. When the duty cycle is adjusted to be 18% for both loads, then it will provide the output power of 0.91 kW and 0.93 kW, respectively. Similar to Fig. 8(c), when the duty cycle is 50% and 40% for load no.1 and load no.2, the output power is 1.965 kW and 1.997 kW, respectively.

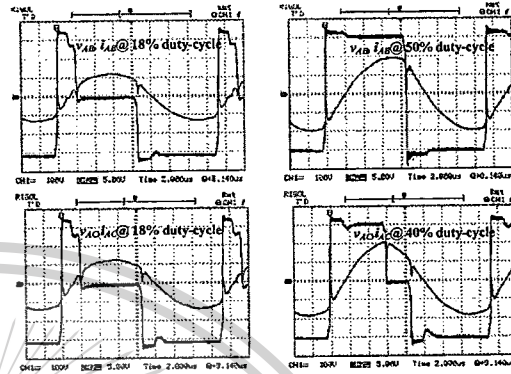
V. CONCLUSION

This paper presents the design and concept of fuzzy logic that apply for a two-output high-frequency series-resonant induction heater. The fuzzy logic control is the method to reduce problem of non-linear load for the induction heater system. That causes varied resistance, skin effect resistance into varied high-frequency, and varied permeability of inductance load from temperature rising of operating period; in addition to phenomenon of power switch of the inverter.

Finally, this paper proposes another way to reduce the number of switches and construction cost. It is used for hardening process for steel bar that is useful for such the output number of loads with the same characteristic of steel. It can be applied to mass production for steel industries and consumer appliances, and then it can be increased value in term of economics.



(a)



(b)

(c)

Fig. 8. Output waveform and step response: Scale 100V/div, 5A/div.

REFERENCES

- [1] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. Garcia, L. A. Barragan, and A. Martinez, "A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 815-822, July 2005.
- [2] F. Monterde, P. Hernandez, J. M. Burdio, J. R. Garcia and A. Martinez, "A new zvs two-output series-resonant inverter for induction cookers obtained by a synthesis method," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp. 1375-1380, 2000.
- [3] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navrow, and J. Acero, "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 461-469, March 2004.
- [4] J. M. HO, F. C. Juang, "A Practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variation," *IEEE Trans. Power Electronics*, pp 1375-1380, 2000.
- [5] Jose M. Burdio, Abelardo Martinez, and Jose R. Garcia, "A Synthesis Method for Generating Switched Electronic Converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1056-1068, November 1998.
- [6] K. Phasukmoon and P. Viriya, "Analysis of a full-bridge resonant inverter with asymmetrical voltage control for high-frequency induction heating," *30th EECON*, pp. 516-519, 2007.
- [7] P. Kongsakorn and A. Jangwanitert, "A two-output high frequency series-resonant induction heater," *31st EECON*, pp. 477-480, October 2008.
- [8] Cetin Elmas, Omer Deperligolu, Hasan Huseyin Sayan, "Adaptive fuzzy logic controller for DC-DC Converters," *ScienceDirect Journal. Expert System with Applications*, vol. 36, issue 2, part 1, pp. 1540-1548, March 2009.
- [9] K. Babulu, D. Kranthi Kumar, "Fuzzy Self-Adaptive PID Controller Design for Electric Heating Furnace," *International Journal of Engineering Inventions*, vol. 1, issue 5, pp. 10-21, September 2012.
- [10] K. V. Hari Prasad, CH. Uma Maheswar Rao, Sri Hari, "Design and Simulation of A Fuzzy Logic Controller for Buck & Boost Converters," *International Journal of Advance Technology & Engineering Research (IJATER)*, vol. 2, issue 3, pp. 218-224, May 2012.
- [11] Wing-Chi So, Chi K. Tse, Yim-Shu Lee, "Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converter: Design, Computer Simulation, and Experimental Evaluation," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp 24-32, January 2000.