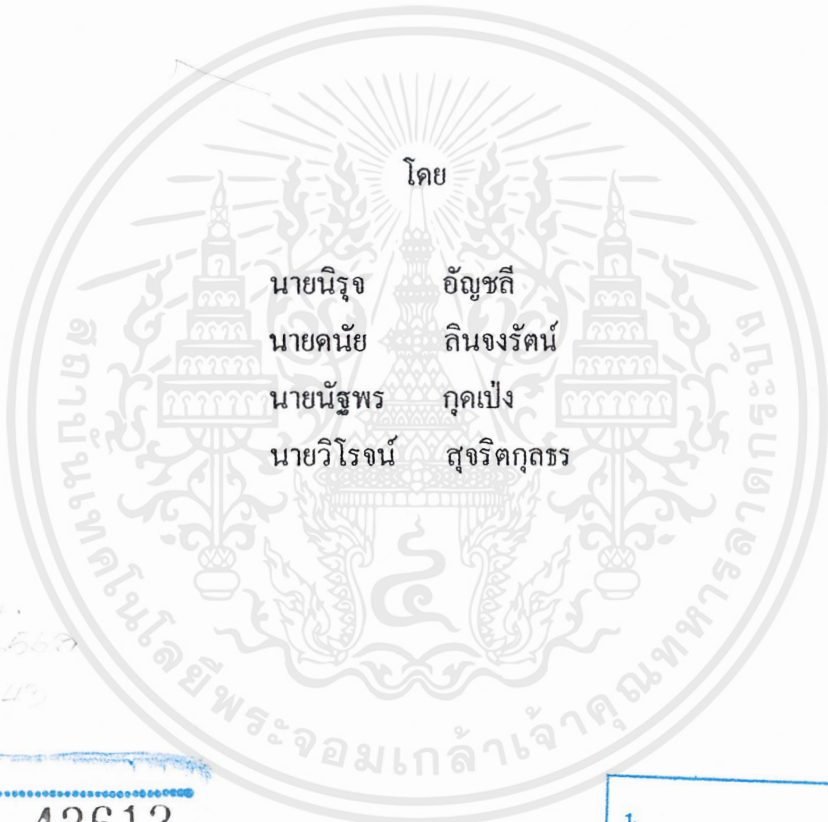


เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลตด้วยตัวเอง

INDUCTION HEATING BY SELF-OSCILLATED INVERTER



ช.พ.
พ. 666
0.40

เลขหน้.....
เลขทะเบียน..... 42612
วัน, เดือน, ปี - 4 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2545/17

ปีการศึกษา 2543

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง
INDUCTION HEATING BY SELF-OSCILLATED INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. พิชิต ถ้ายอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

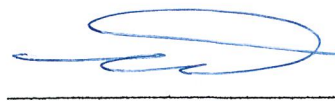
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง

ผู้จัดทำ

- 
1. นายนิรุจ อัญชติ
 2. นายคณัย ลินจงรัตน์
 3. นายรัฐพร กุคเป็ง
 4. นายวิโรจน์ สุจริตกุลธร



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. พิชิต ถ้ายอง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง

นายนิรุจ	อัญชลี
นายคณัย	กนิงรัตน์
นายรัฐพร	กุดเป็ง
นายวิโรจน์	สุจริตกฤตธร
ผศ. พิชิต	ถ้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2543	

บทคัดย่อ

การให้ความร้อนเหล็กแบบเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก เป็นวิธีการให้ความร้อนเหล็กซึ่งถือได้ว่ามีประโยชน์และมีความจำเป็นในอุตสาหกรรม อาศัยหลักการจากเมื่อสนามแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าขึ้นในเนื้อเหล็กและเกิดกระแสไหลทำให้เกิดความร้อนขึ้นในเนื้อเหล็กโดยใช้ระยะเวลาสั้นและสามารถควบคุมความร้อนเฉพาะตำแหน่งได้ เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเองนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำให้เหล็กมีอุณหภูมิสูงพอที่จะตัดหรือทำการขึ้นรูปได้ โดยนำอุปกรณ์เกท เทรอน ออฟ (GTO) มาเป็นอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่ง ทำงานที่ความถี่ปานกลาง เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่มีพิกัดกำลังสูงและมีเวลาหยุดนำกระแสสั้น การทำให้หยุดนำกระแสหรือคอมมิวเตทแบบธรรมชาติ เนื่องจากการลดลงของกระแสที่เกิดจากพฤติกรรมของโหลดความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่งเกิดจากการออสซิลเลทสัญญาณขึ้นทางด้านโหลด ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิของโหลดเปลี่ยนแปลง โดยมีการตรวจจับกระแสทางด้านโหลดมาทำการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ซึ่ง โครงการฉบับนี้จัดเสนอการออกแบบส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำในแต่ละส่วน และการตรวจสอบอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ เพื่อให้แน่ใจว่าสามารถทำงานตามที่ออกแบบไว้ได้

INDUCTION HEATING BY SELF-OSCILLATED INVERTER

Nirut	Unchalee	
Danai	Linchongrat	
Natthaporn	Goodpeng	
Wirot	Sutjaritkuntorn	
Ass.pro Pichit	Lamyong	Adviser

2000

ABSTRACT

The magnetic field induced heating to iron is a advantageous and necessary method in industry. The principle of this method is the changing of the magnetic field compared to time will induce the voltage inside the iron and then the current flows building heat inside the iron wish takes only a little time and able to control its position. The objective of the Inductive Heater by Self-Oscillated Inverter if to increase the iron temperature to make formation using Gate Turn Off (GTO) as switching device at average frequency since it had the suitable power rating an short turn off time. To stop the current or natural commutation by decreasing the current from the behavior of frequency load in switching time making signal oscillation at load side. The frequency changed when load temperature changed by detecting the current at load side to control the switching frequency. This project present the design of the inductor parts and also its checking before using to make sure the capability as designed.

III

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเบื้องต้น	1
1.2 หลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลท สัญญาณด้วยตัวเอง	1
1.3 วัตถุประสงค์	4
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีการให้ความร้อนด้วยหลักการเหนี่ยวนำทางสนามแม่เหล็ก	5
2.1 ทฤษฎีเบื้องต้น	5
บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์โดยใช้ จีทีโอ และระบบออสซิลเลท สัญญาณด้วยตนเอง	10
3.1 ความเป็นมาของระบบเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์	10
3.2 เกท เทรอน ออฟ ไทริสเตอร์	19
3.3 การออสซิลเลทสัญญาณจับด้วยตนเอง	26
บทที่ 4 หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร	38
4.1 หลักการของระบบ	38
4.2 วงจรกำลัง	38
4.3 สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์	40
4.4 การทำงานของระบบ	44
4.5 วงจรควบคุม	44
บทที่ 5 การคำนวณและการออกแบบ	48
5.1 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ	48
5.2 การออกแบบหม้อแปลงลดแรงดัน	54
5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในส่วนเรโซแนนซ์	56

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์	60
5.5 การออกแบบวงจรเรียงกระแส	63
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	67
6.1 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	67
6.2 การทดลองและผลการทดลอง	67
บทที่ 7 บทวิจารณ์และสรุป	85
7.1 ข้อดีของระบบที่ใช้	85
7.2 ข้อเสียของระบบที่ใช้	86
7.3 ปัญหาในระหว่างโครงการนี้	86
7.4 สิ่งที่ควรได้รับการพัฒนาต่อไปสำหรับโครงการนี้	87
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเอง	2
รูปที่ 1.2 แสดง โครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน	5
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเทียบเคียงของคอยล์และชิ้นงาน	6
รูปที่ 2.3 แสดง โครงสร้างขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	8
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน	9
รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 3.2 แสดงทางเดินของการดับสวิตช์ของระบบเรโซแนนท์	11
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม	12
รูปที่ 3.4 แสดงความถี่คุณลักษณะของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม	15
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรมและคุณลักษณะต่างๆ	17
รูปที่ 3.6 โครงสร้างจี้ทีโอและสัญลักษณ์	20
รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะของพื้นผิวคาโอดของจี้ทีโอ	20
รูปที่ 3.8 การออกแบบโครงสร้างของรอยต่อ	21
รูปที่ 3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสอาโนดกับแรงดันโวลต์แดงที่อาโนด	22
รูปที่ 3.10 แสดงการต่ออาโนดเพื่อเพิ่มพิคกทนแรงดัน	22
รูปที่ 3.11 แสดงของลักษณะของรูปคลื่นของโวลต์แดงและกระแส ในช่วงการนำกระแสของจี้ทีโอ	24
รูปที่ 3.12 ลักษณะของรูปคลื่นของโวลต์แดงและกระแสในช่วงหยุดนำกระแสของจี้ทีโอ	24
รูปที่ 3.13 วงจรอนุกรมตัวต้านทาน(R) ตัวเหนี่ยวนำ(L) และตัวเก็บประจุ(C)	26
รูปที่ 3.14 แสดงผลของกรณีต่างๆที่เกิดจากรากของสมการคุณลักษณะ	30
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรตอบสนองต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	31
รูปที่ 3.16 แสดงการเขียนแบบผลตอบสนองของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม	32
รูปที่ 3.17 แสดงถึง I_C และ I_L คือค่าเดียวกันในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม	33
รูปที่ 3.18 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการการตรวจจับกระแส	34
รูปที่ 3.19 แสดงไดอะแกรมฐานเวลาในสภาวะเริ่มต้นเดินเครื่อง	35
รูปที่ 3.20 แสดงไดอะแกรมฐานเวลาในสภาวะทำงานปกติ	37

เอกสารรูปที่ 4.1 แสดงวงจรกำลังของระบบ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรควบคุมของระบบ	46
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรนำขั้วเกทของ จีทีโอ	47
รูปที่ 5.1 แสดงขดลวดรูปที่ออกแบบได้	53
รูปที่ 5.2 แสดงวงจรสมมูลขดลวดเหนี่ยวนำในช่วงต่ำกว่าจุด Currie point	53
รูปที่ 5.3 แสดงวงจรสมมูลขดลวดเหนี่ยวนำในช่วงสูงกว่าจุด Currie point	54
รูปที่ 5.4 แสดงรูปหม้อแปลงลดแรงดัน	56
รูปที่ 5.5 แสดงรูปตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่ออกแบบได้	58
รูปที่ 5.6 แสดงการประกอบตัวเก็บประจุ	59
รูปที่ 5.7 แสดงรูปตัวเก็บประจุที่ออกแบบได้	60
รูปที่ 5.8 แสดงรูปของ จีทีโอ ที่ใช้	61
รูปที่ 5.9 แสดงวงจรในการทดสอบอุณหภูมิแผ่นระบายความร้อน	62
รูปที่ 5.10 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบได้	63
รูปที่ 5.11 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	63
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง	68
รูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นแรงดัน(V_o) และแรงดัน(I_o)	71
รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์	71
รูปที่ 6.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	72
รูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงลดแรงดัน	72
รูปที่ 6.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงลดแรงดัน	73
รูปที่ 6.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมจีทีโอ(V_{AK}) และกระแสในจีทีโอ(I_{AK})	73
รูปที่ 6.8 แสดงรูปคลื่นแรงดัน(V_{DC}) และกระแส(I_{DC}) ที่แรงดัน V_{DC} 200 โวลต์	74
รูปที่ 6.9 แสดงรูปคลื่นแรงดัน(V_s) และกระแส(I_s) ที่แรงดัน V_{DC} 200 โวลต์	74
รูปที่ 6.10 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ I_{DC} และ I_o	75
รูปที่ 6.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ V_o , V_{Cr} , V_{Lr} และ V_p	76
รูปที่ 6.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_c และ I_c	77
รูปที่ 6.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ P_{DC} และ P_o	78
เอกสารรูปที่ 6.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ P_o และ P_p มุ่งอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า	79

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 6.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับ P_p และ P_c	80
รูปที่ 6.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับประสิทธิภาพที่จุดต่างๆ	81
รูปที่ 6.17 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับความถี่ของระบบ	82
รูปที่ 6.18 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่จุดต่างๆ	83
รูปที่ 6.19 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับประสิทธิภาพรวมของระบบ	84
รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกของระบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเองที่ถูกปรับปรุงโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้	88
รูปที่ 7.2 แสดงบล็อกของระบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเองที่ถูกปรับปรุงโดยใช้วงจร คีซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์เป็นตัวปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	89

VIII

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 รากของสมการคุณลักษณะ	29
ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองให้ความร้อนแบบเหนียวมาโดยใช้อินเวอร์เตอร์ แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง กับชิ้นงาน ไคขนาด 6 มิลลิเมตร ยาว 5 เซนติเมตร ค่าซีมชาบแม่เหล็กของสาร 9.7	69
ตารางที่ 6.1 (ต่อ)	70



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

อุตสาหกรรม เป็นภาคหลักในการพัฒนาประเทศในระบบทุนนิยมซึ่งในส่วนของการผลิตเครื่องจักรกลซึ่งเป็นเครื่องจักรเครื่องมือในงานด้านนี้ต้องมีกระบวนการเปลี่ยนรูปร่างจากวัตถุดิบที่เป็นโลหะ อาทิเช่น เหล็กซึ่งต้องมีการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานก่อนนำไปขึ้นรูปเพื่อเป็นชิ้นส่วนประกอบต่อไปในอดีตนั้นการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานเพื่อนำไปขึ้นรูปจะใช้เตาเผาเป็นตัวกำเนิดความร้อนซึ่งในการควบคุมปริมาณตำแหน่งของจุดที่ต้องการให้เกิดความร้อนทำได้ยากทั้งยังก่อให้เกิดมลภาวะทางอากาศจากผลของการเผาไหม้

ในปัจจุบันการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานได้นำเอาเทคโนโลยีทางไฟฟ้ามาเป็นกระบวนการให้ความร้อนด้วยหลักการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กในชิ้นงานทำให้เกิดความร้อนที่สามารถควบคุมปริมาณ และตำแหน่งของความร้อนได้อย่างแม่นยำและต่อเนื่อง ทั้งยังไม่ก่อให้เกิดมลภาวะทางอากาศด้วย

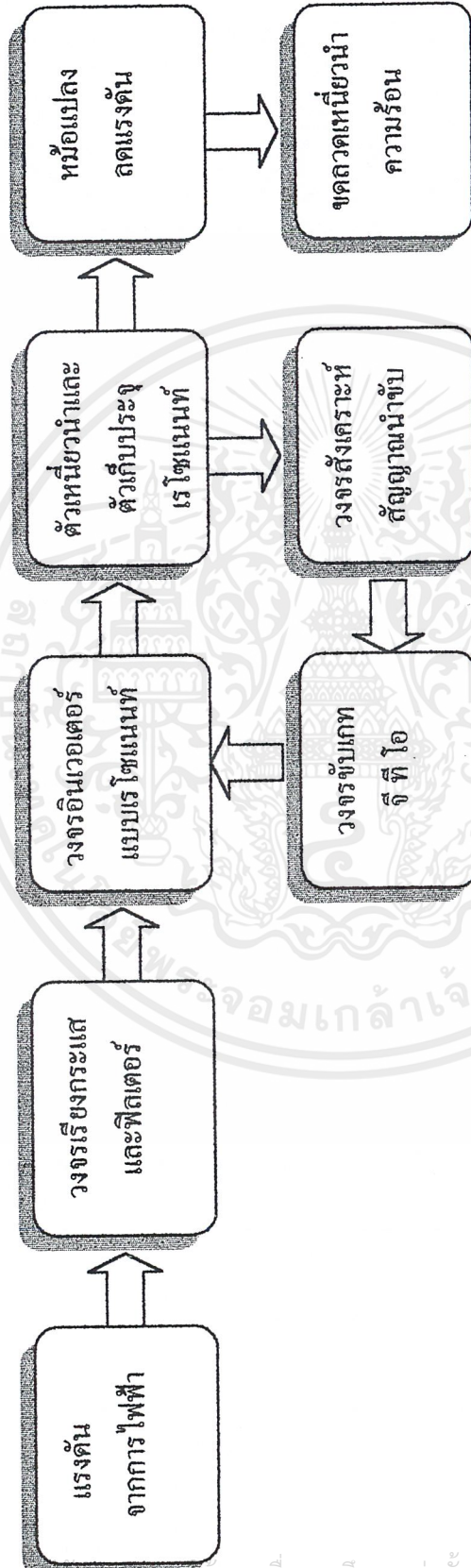
1.2 หลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเอง

ในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งได้ตามลักษณะต่างๆ ดังนี้

1. ใช้อัลเตอร์เนเตอร์เป็นตัวสร้างแรงดัน หรือเรียกว่า ไดนามิคอินเวอร์เตอร์ จะใช้ในความถี่ต่ำ
2. ใช้ไซคลิกสเตทอินเวอร์เตอร์เป็นตัวสร้างแรงดัน หรือเรียกว่า สเตตติคอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้ชนิดเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เพื่อเป็นการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในระบบ ในระบบนี้จะใช้กับระบบความถี่ปานกลางและความถี่สูง

ซึ่งในระบบไซคลิกสเตทอินเวอร์เตอร์เองก็สามารถจัดแบ่งได้ตามการควบคุมอินเวอร์เตอร์ ดังนี้

1. ใช้สัญญาณขับจากวงจรออสซิลเลทสัญญาณขับจากภายนอก ซึ่งระบบนี้จะใช้วงจรสร้างสัญญาณจากไอซีกำเนิดสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม แล้วนำไปขับอินเวอร์เตอร์ ในระบบนี้ความถี่ของ อินเวอร์เตอร์จะถูกแยกควบคุมอิสระจากความถี่ของโหลด จึงทำให้ความถี่ของอินเวอร์เตอร์อาจจะมีค่าสูงกว่า เท่ากันและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ของ โหลด ได้ ซึ่งระบบนี้มีทั้งข้อดีและข้อเสีย คือจะคิดตรงที่สามารถควบคุมกำลังที่จะส่ง ไปยัง โหลด ได้ด้วยการควบคุมความถี่ที่ขับ



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเอง

อินเวอร์เตอร์ แต่ข้อเสียคือเมื่อความถี่ธรรมชาติของโหลดเปลี่ยนไป เนื่องจากอุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ไม่ตรงกับความถี่ของโหลดทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งไปยังโหลดลดลง

2. แบบใช้สัญญาณขับจากการออสซิลเลทสัญญาณจากโหลด ระบบนี้จะสร้างสัญญาณขับอินเวอร์เตอร์จากการออสซิลเลทสัญญาณจากความถี่เรโซแนนท์ตามธรรมชาติของโหลด ซึ่งเป็นผลให้ความถี่ของอินเวอร์เตอร์เท่ากับกับความถี่ธรรมชาติของโหลดตลอดสถานะการเปลี่ยนแปลงของโหลดทำให้ความถี่ของระบบอยู่ที่จุดเรโซแนนท์ตลอดเวลาทำให้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา และการที่จะควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จะส่งไปยังโหลดจะควบคุมที่ระดับแรงดันที่วงจรเรียงกระแส

ในโครงการนี้ ได้ใช้แบบใช้สัญญาณขับจากการออสซิลเลทสัญญาณจากโหลดเพื่อศึกษาทฤษฎีการให้ความร้อนแก่เหล็กด้วยหลักการเหนี่ยวนำ และศึกษาการออสซิลเลทสัญญาณขับจากความถี่ธรรมชาติของโหลด โดยอินเวอร์เตอร์ของโครงการนี้ได้ใช้ เกท เทอร์น ออฟ ไทริสเตอร์ (จี ที โอ) แต่ใช้ในโหมดของ เอส ซี อาร์ ซึ่งเหตุผลที่ใช้อุปกรณ์ชนิดนี้เพราะเป็นอุปกรณ์ที่มีพิกัดกำลังสูงมากกว่าอุปกรณ์ชนิดอื่นเนื่องจากโครงการนี้มีพิกัดกำลังสูงพอสมควร

ได้แสดงบล็อกไดอะแกรมหลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตนเองในรูปแบบที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 จากระบบของการไฟฟ้าจะผ่านวงจรเรียงกระแสซึ่งจะเป็นชนิด 1 เฟส ฟูลเวฟ และมีตัวเก็บประจุกรองแรงดันกระแสตรงที่ได้ให้เรียงยั้งขึ้น จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ก็จะทำการแปลงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ด้วยหลักการสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะป้อนแบบเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์เพื่อต้องการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสับสวิตช์ของ จี ที โอ เนื่องจากการจัดจังหวะการสับสวิตช์ของ จี ที โอ จัดแบบสับสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ โดยจะถูกจัดโดยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ที่ต่ออยู่ทางด้านโหลดของอินเวอร์เตอร์เอง ซึ่งจะเป็นผลทำให้กระแสทางด้านโหลดของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นสัญญาณชานันท์ อินเฟสกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นจึงทำการลดแรงดันด้วยหม้อแปลงลดแรงดันเพื่อให้ได้ระดับแรงดันที่ต้องการของขดลวดเหนี่ยวนำและที่ขดลวดเหนี่ยวนำนี้จะสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อเหนี่ยวนำให้ชิ้นงานเกิดความร้อนจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงานนั่นเอง

1.3 วัตถุประสงค์

1. ออกแบบและสร้างระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทส์ัญญานด้วยตนเองที่มีขนาดชิ้นงานเส้นผ่าศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตร ยาว 5 เซนติเมตร
2. ทดลองการเกิดความร้อนในชิ้นงานด้วยหลักการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กให้เกิดกำลังงานในรูปความร้อนในชิ้นงาน
3. ทดลองการออสซิลเลทส์ัญญานของโหลดในระบบวงจรเรโซแนนซ์ทั้งในสภาวะทรานเซียน และสภาวะอยู่ตัวรวมทั้งการนำสัญญาณที่ได้ป้อนกลับมาสังเคราะห์เป็นสัญญาณขับให้กับอินเวอร์เตอร์

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทำให้เรียนรู้ และเข้าใจระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทส์ัญญานด้วยตนเอง
2. ใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทส์ัญญานด้วยตนเอง เพื่อป้อนสู่ตลาดอุตสาหกรรมในประเทศไทย ด้วยฝีมือคนไทยเอง

บทที่ 2

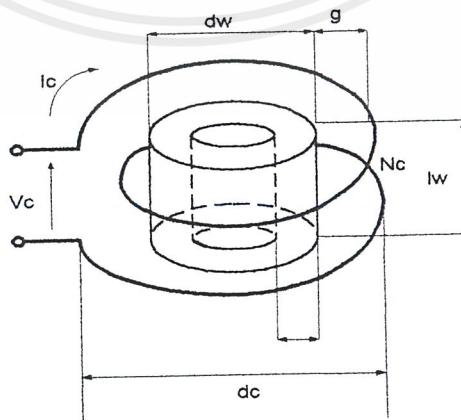
ทฤษฎีการให้ความร้อนด้วยหลักการเหนี่ยวนำทางสนามแม่เหล็ก

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้น

การให้ความร้อนแก่โลหะ โดยอาศัยการเหนี่ยวนำเป็นการให้ความร้อนที่ไม่มีส่วนเชื่อมต่อกันระหว่างชิ้นงานกับแหล่งให้ความร้อนซึ่งจะ ไม่มีการเผาไหม้ของเชื้อเพลิงซึ่งจะไม่ทำให้เกิดมลพิษทางอากาศ โดยจะอาศัยการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในชิ้นงาน และจากความต้านทานของชิ้นงานเองจะทำให้เกิดกำลังสูญเสีย (Power loss) ในชิ้นงาน ในรูปของพลังงานความร้อนทำให้เกิดเป็นความร้อนขึ้นกับชิ้นงาน โดยที่ปริมาณของความร้อนที่เกิดขึ้นสามารถควบคุมได้ และจากผลของการใช้การเหนี่ยวนำด้วยกระแสสลับจะมีผลของสกินเอฟเฟกต์ (Skin effect) ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะในส่วนพื้นผิวของชิ้นงานและบริเวณใกล้เคียง ซึ่งความลึกของส่วนที่กระแสไหลจะเป็นความลึกที่ความลึกผิว (Skin dept: δ) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่ของการเหนี่ยวนำ

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_m}{\mu_r\mu_0\omega}} \text{ เมตร} \quad (2.1)$$

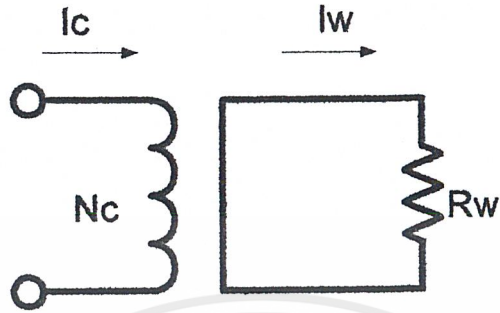
- โดยที่ ρ_m : ความต้านทานจำเพาะของโลหะ (ohm - metre)
 μ_r : ค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์ของโลหะ
 μ_0 : ค่าความซึมซาบได้ในอากาศ (H/m)
 ω : ความถี่เชิงมุมของการเหนี่ยวนำ (rad/s)



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทฤษฎีหม้อแปลงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเทียบเคียงของคอยล์ และ ชิ้นงาน

จากรูปจำนวนขดลวดทางทุติยภูมิเท่ากับ 1

$$I_w = N_c \times I_c \quad (2.2)$$

หาค่ากำลังสูญเสียในชิ้นงาน

$$P_w = I_w^2 \times R_w \quad (2.3)$$

หาพารามิเตอร์ของวงจรขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จากรูปที่ 2.1 ทำการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์มีเตอร์

จากรูปที่ 2.1 หา R_w : ความต้านทานชิ้นงาน

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.4)$$

$$\therefore R_w = \rho_w \frac{l_w}{A} \quad (2.5)$$

$$A = I_w \delta_w \quad (2.6)$$

$$l = 2\pi R \quad (2.7)$$

$$\therefore R_w = \frac{\rho_w 2\pi R}{I_w \delta_w} \quad (2.8)$$

$$\therefore \delta_w = \sqrt{\frac{2\rho_w}{\mu_r \mu_0 2\pi R}} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.8 เป็นค่าความต้านทานในแกนเหล็กเราสามารถย้ายค่ามาอยู่ทางด้านขดลวดได้เป็น

$$R_{WH} = N_c^2 R_w \quad (2.10)$$

จากรูปที่ 2.1 หา X_w : รีแอกแตนซ์ขดลวด

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (2.11)$$

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.12)$$

$$\therefore \mathcal{R} = \frac{l_w}{\mu_r \mu_0 \pi d_w^2 / 4} \quad (2.13)$$

$$\therefore L_w = \frac{N_c^2 \mu_r \mu_0 \pi d_w^2}{4 l_w} \quad (2.14)$$

$$\therefore X_w = \frac{\omega N_c^2 \mu_r \mu_0 \pi d_w^2}{4 l_w} \quad (2.15)$$

จากรูปที่ 2.1 หา X_g : รีแอกแตนซ์ช่องอากาศ

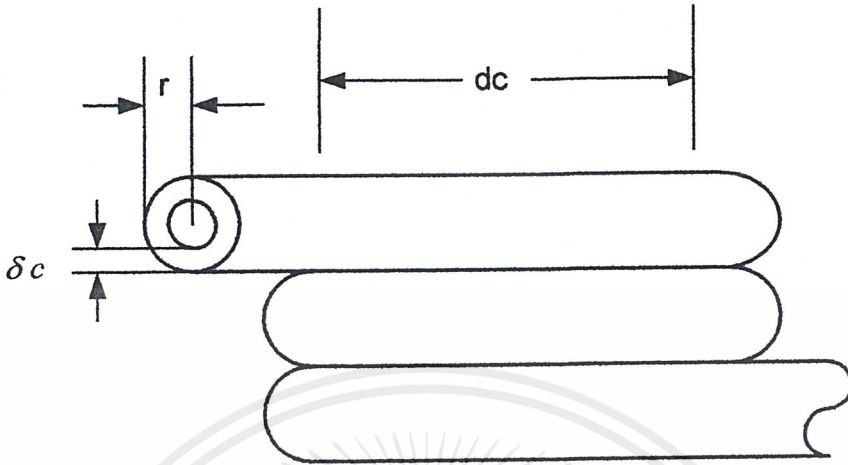
$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (2.16)$$

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.17)$$

$$\therefore \mathcal{R} = \frac{4 l_w}{\mu_0 \pi (d_c^2 - d_w^2)} \quad (2.18)$$

$$\therefore L_g = \frac{N_c^2 \mu_0 \pi (d_c^2 - d_w^2)}{4 l_w} \quad (2.19)$$

$$\therefore X_g = \frac{\omega N_c^2 \mu_0 \pi (d_c^2 - d_w^2)}{4 l_w} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.3 หา ความต้านทานและรีแอกแตนซ์ของขดลวด ในการพิจารณา

R_c : ความต้านทานขดลวด

X_c : รีแอกแตนซ์ขดลวด

$$R_c \approx X_c \quad (2.21)$$

จาก

เมื่อ l คือความยาวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.22)$$

$$l \approx \pi d_c * N_c \quad (2.23)$$

$$\therefore A \approx \delta_c * 2\pi r \quad (2.24)$$

A คือพื้นที่หน้าตัดของส่วนที่กระแสไหลโดยคิดผลจากความลึกผิว

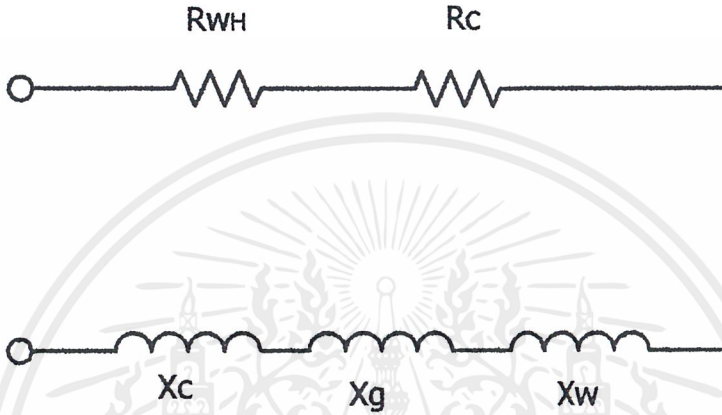
δ_c คือค่าความลึกผิวที่ตัวนำทองแดงจากผลของความถี่ผิว

$$\delta_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho_c}{\mu_0 f}} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_c = \frac{\rho_c * \pi d_c * N_c}{2\pi r * \delta_c} \quad (2.26)$$

จากพารามิเตอร์ที่ได้นำมาสรุปเป็นวงจรสมมูลได้



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลของส่วนขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน
จากการวิเคราะห์สามารถสรุปพารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$R_{WH} = \frac{N_c^2 \rho_w 2\pi R}{l_w \delta_w} \quad (2.27)$$

$$R_c = \frac{\rho_c * \pi d_c * N_c}{2\pi r * \delta_c} \quad (2.28)$$

$$X_w = \frac{\omega N_c^2 \mu_r \mu_0 \pi d_w^2}{4l_w} \quad (2.29)$$

$$X_g = \frac{\omega N_c^2 \mu_0 \pi (d_c^2 - d_w^2)}{4l_w} \quad (2.30)$$

$$X_c = \frac{\rho_c * \pi d_c * N_c}{2\pi r * \delta_c} \quad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

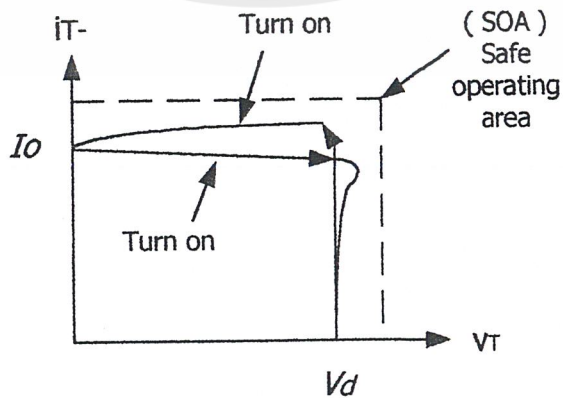
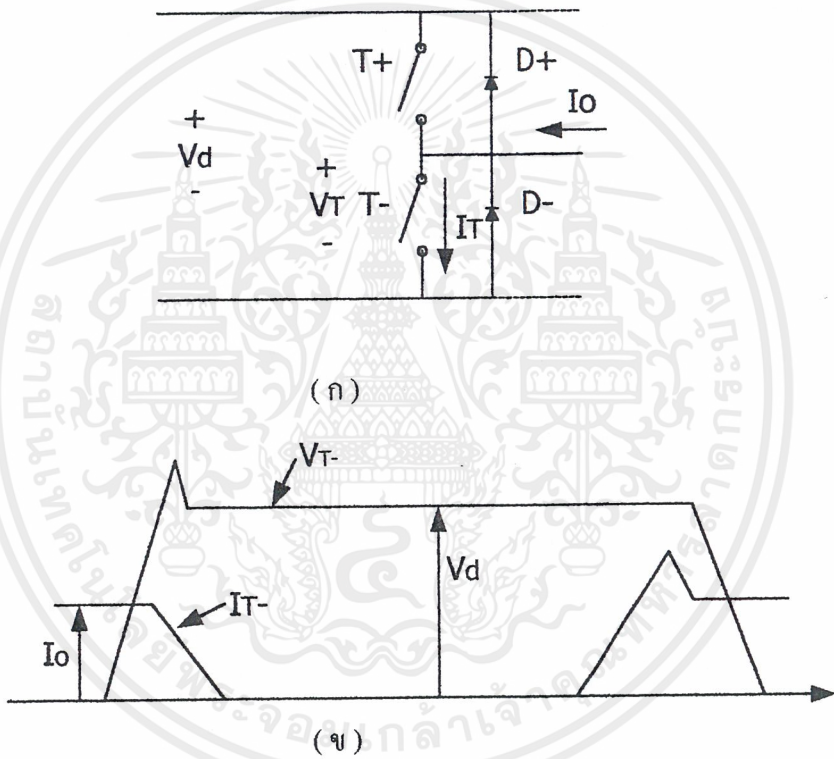
ทฤษฎีวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์โดยใช้ จี ที โอ และระบบอสซิลเลทสัญญาณด้วย

ตนเอง

3.1 ความเป็นมาของระบบเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

3.1.1 ระบบสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์

ในการอธิบายจะพิจารณาอินเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะวงจรบริดจ์ทั้งเฟสเดี่ยวและสามเฟส



รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.1 เริ่มพิจารณาโดยสมมุติให้กระแสขาออก (I_o) ไหลผ่านสวิทช์ (T-) เมื่อสัญญาณขับสั่งให้สวิทช์ (T-) หยุดทำงาน แรงดันคร่อมสวิทช์ (V_T -)จะมีค่าพุ่งขึ้นสู่ ค่าแรงดันที่แหล่งจ่าย (V_d)และหลังจากนั้นกระแสที่ไหลในสวิทช์(i_T) จะตกลงเป็นศูนย์ หลังจกสวิทช์(T-)หยุดทำงานกระแสขาออก (I_o) จะไหลผ่านไดโอด (D+) จะพบว่ากำลังสูญเสียในสวิทช์ (T-) จะเท่ากับกระแสไหลในสวิทช์คูณกับแรงดันตกคร่อมสวิทช์ (V_T) ในช่วงหยุดนำกระแสของสวิทช์ (T-)

พิจารณาในช่วงนำกระแสของสวิทช์ (T-) เมื่อสั่งสวิทช์ทำงานนำกระแส กระแสขาออก (I_o) จะไหลผ่าน ไดโอด (D+) เมื่อสวิทช์นำกระแส กระแสที่ไหลในสวิทช์จะมีค่าพุ่งขึ้นเป็นค่ากระแสขาออก (I_o) บวกกับค่าของกระแสคืนตัว (Reverse recovery current) ของไดโอดดังแสดงในรูป 3.1(ข)จะเป็นผลทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นที่สวิทช์

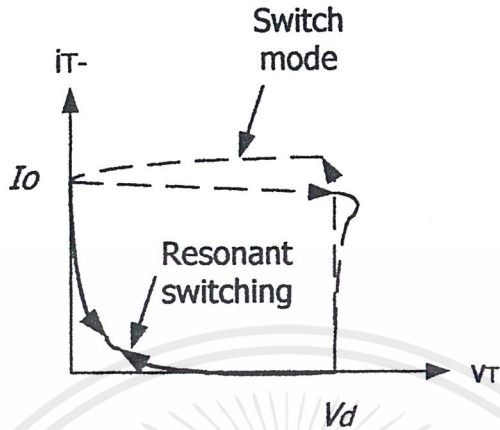
ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสวิทช์ (P_T) จะแปรผันตามความถี่ในการสับสวิทช์ดังนั้นจะถูกจำกัดเมื่อนำไปใช้ในระบบที่มีความถี่ในการสับสวิทช์สูงมากๆจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบต่ำลงมาก ซึ่งจะมีผลอย่างมากเมื่อนำไปใช้ในความถี่มากกว่า 500 กิโลเฮิร์ต

อีกจุดค้อยของระบบสวิทช์โหมคคือจะมีค่าความชันของกระแสและความชันของแรงดันมีค่าสูงมากเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างรวดเร็ว และถ้า ไดโอดมีค่ากระแสคืนตัวไม่ค้อยดี ก็จะมีปรากฏการณ์ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน อี เอ็ม ไอ (EMI)

ซึ่งทางเดินของการทำงานของสวิทช์ในระบบสวิทช์โหมคในโหลดแบบความเหนี่ยวนำจะแสดงได้ในรูป 3.1 (ค) เนื่องจากเพราะว่ามีค่าแรงดันและกระแสในการสับสวิทช์ที่มีค่าสูงมากจะทำให้เกิดความเครียดสูงในการสับสวิทช์ซึ่งจะพิจารณากับพื้นที่การทำงานปลอดภัย (SOA) ที่แสดงในเส้นประ ซึ่งระบบนี้ต้องออกแบบให้สวิทช์มีค่าอัตราการทนความเครียดในการสับสวิทช์ที่สูงได้

3.1.2 ระบบเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

ระบบเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์จะเป็นระบบที่การทำงานของสวิทช์จะทำการสับสวิทช์ในจังหวะที่กระแสหรือแรงดันเป็นศูนย์ ซึ่งระบบนี้จะสามารถใช้งานในความถี่ระดับเมกกะเฮิร์ตถึงหลายสิบบเมกกะเฮิร์ต ได้ ซึ่งถ้าเป็นระบบสวิทช์โหมคจะทำได้ไม่เนื่องจากจะมีกำลังสูญเสียในสวิทช์มีค่าสูงมาก

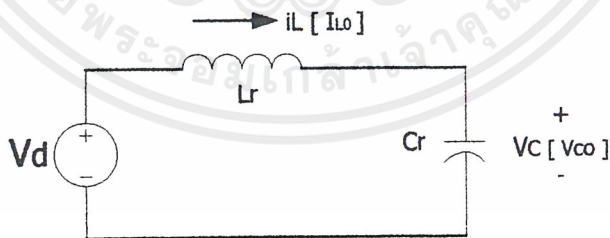


รูปที่ 3.2 แสดงทางเดินของการสับสวิตช์ของระบบเรโซแนนท์

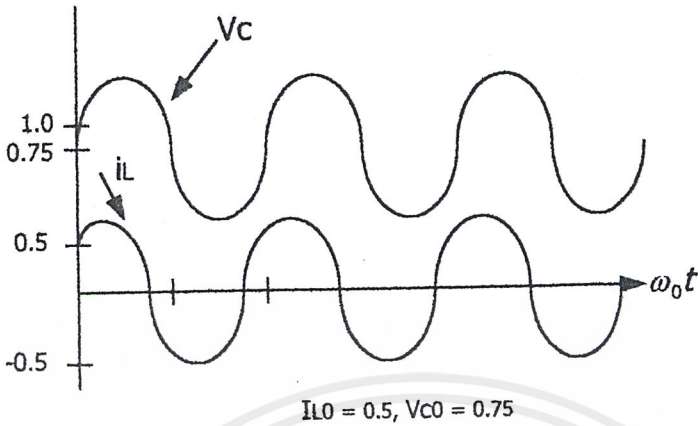
พิจารณารูปที่ 3.1(ก) พิจารณาใน 1 สาขาของวงจรบริดจ์ ถ้าทั้งการนำกระแสและการหยุดนำกระแสของสวิตช์ เกิดขึ้นภายใต้การสับสวิตช์ที่สภาวะกระแสหรือแรงดันเป็นศูนย์ ทางเดินของกระแสและแรงดันในสวิตช์ของระบบสวิตช์โหมด(เส้นประ)เมื่อทำการเปรียบเทียบกันแล้ว ระบบเรโซแนนท์จะไม่ต้องมีวงจร snubber เพราะค่าความเครียดของการสับสวิตช์ถูกลดลง และกำลังสูญเสียในการสับสวิตช์ลดลงด้วย

3.1.3 ทฤษฎีวงจรเรโซแนนท์เบื้องต้น

ในการพิจารณาเลือกพิจารณาวงจรอนุกรมตามวงจรที่เลือกใช้ในโครงการนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรและรูปคลื่นของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จากวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมแบบไม่ถูกหน่วง โดยมีแรงดันขาเข้า (V_d) ในช่วงเริ่มต้นจะกำหนดค่าตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็น I_{L0} และ V_{C0} ซึ่งเป็นค่าเริ่มต้นของกระแสในตัวเหนี่ยวนำ (I_L) และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C) จะได้สมการดังนี้

$$L_r \frac{di}{dt} + v_c = V_d \quad (3.1)$$

$$C_r \frac{dv_c}{dt} = i_L \quad (3.2)$$

ผลลัพธ์ของสมการนี้ในช่วงเวลา $t \geq t_0$ จะได้เป็น

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (3.3)$$

และ

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (3.4)$$

โดยที่ความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์ (ω_0)

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.6)$$

ในการพิจารณารูปคลื่น v_C และ i_L จะพิจารณาในค่าฐานดังนี้

$$V_{base} = V_d \quad (3.7)$$

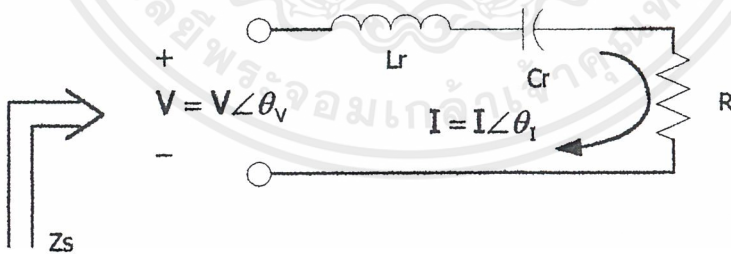
และ

$$I_{base} = \frac{V_d}{Z_0} \quad (3.8)$$

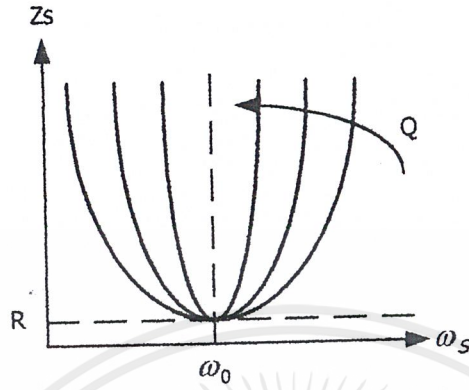
3.1.2.1 ความถี่คุณลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

ในการหาความถี่คุณลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมซึ่งจะแสดงได้ดังรูปที่

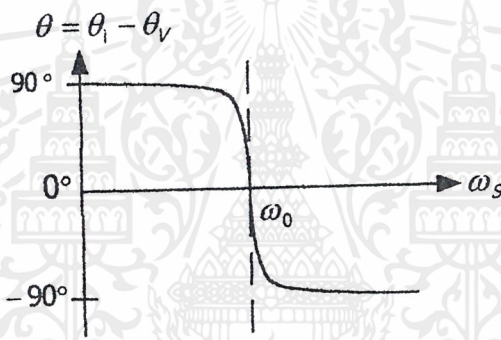
3.4(ก)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.4 แสดงความถี่คุณลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ความถี่เรโซแนนซ์ (ω_0) และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) จะถูกกำหนดด้วยสมการที่ 3.5 และสมการ 3.6 และจะมีการแสดงค่าความต้านทานของโหลดในระบบเรโซแนนซ์ซึ่งจะมีปริมาณอีกอย่างหนึ่งคือค่า ควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality factor : Q) ซึ่งจะถูกกำหนดเป็น

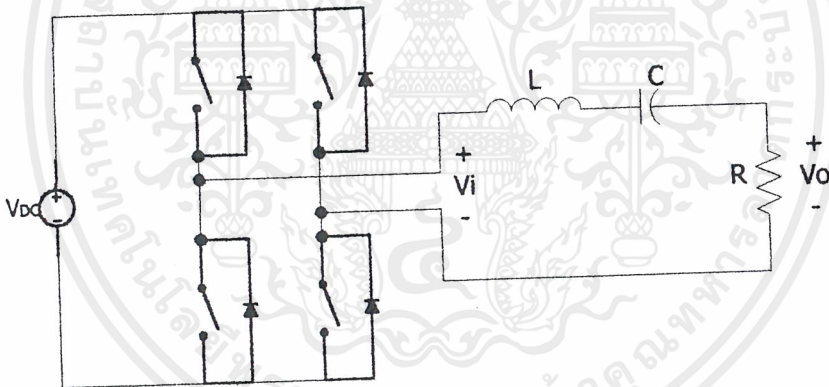
$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \tag{3.9}$$

รูปที่ 3.4(ข) จะแสดงขนาดของอิมพีแดนซ์ของวงจรที่เป็นฟังก์ชันของความถี่และค่า ควอลิตี้แฟคเตอร์โดยที่ค่าความต้านทานไว้ ซึ่งจะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะเป็น ความต้านทาน(R) เมื่อความถี่ของระบบเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ และจะมีผลตอบสนองที่เร็วเป็น อย่างมากต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์สูงๆ

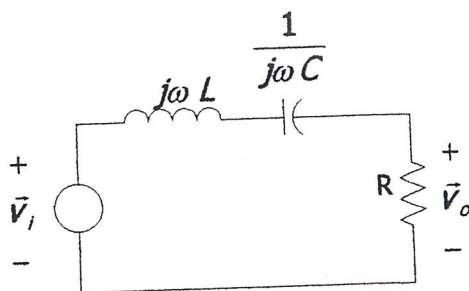
รูปที่ 3.4(ค) จะแสดงมุมเฟสของกระแส (θ) โดยคิดจากมุมของกระแสลบกับมุมของแรงดันโดยเปรียบเทียบกับความถี่ จะพบว่ากระแสเป็นแบบนำหน้าที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ เพราะว่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุมีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ และที่ความถี่ของระบบมีความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงกว่าค่าของตัวเก็บประจุ ดังนั้นกระแสจึงล่าหลังแรงดันด้วยมุม(θ) และเข้าสู่ค่า -90°

3.1.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์อนุกรม

อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรมดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.5 (ก) ในวงจรจะพบว่าเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะถูกต่ออยู่กับความต้านทานโหลดในวงจร ส่วนวงจรบริดจ์สวิตช์ซึ่งจะสร้างแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม(Square wave) ออกมาและตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ต่อร่วมกันจะถูกเลือกด้วยเงื่อนไขที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับความถี่ของการสับสวิตช์

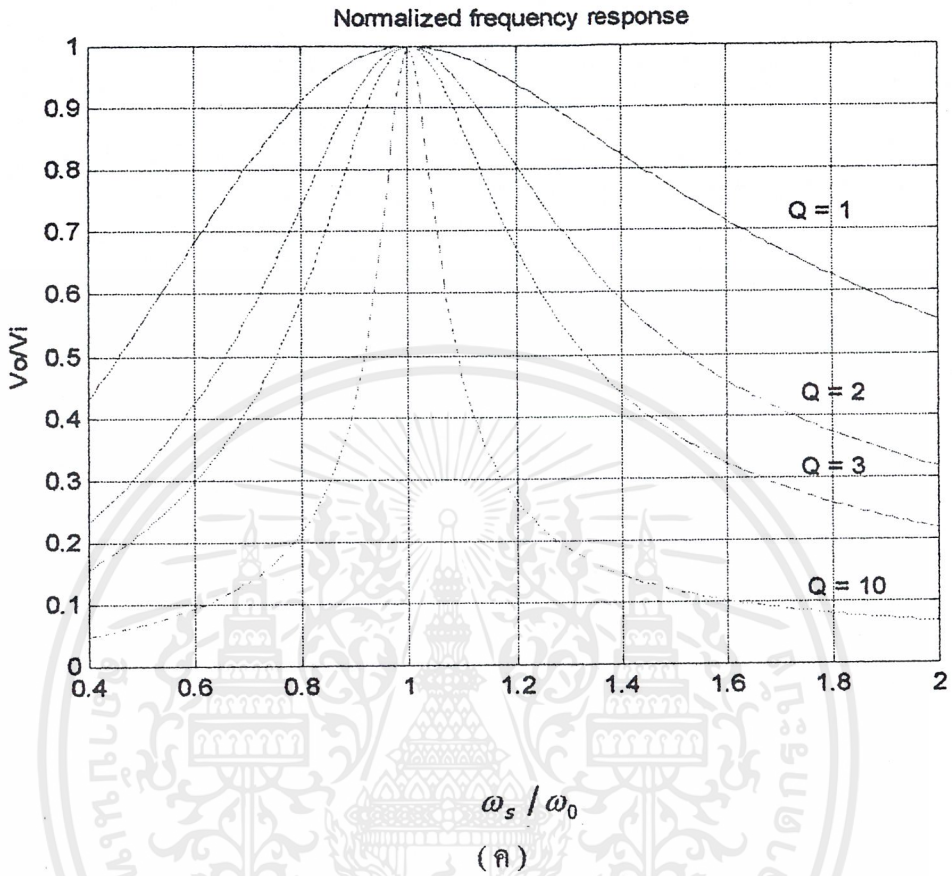


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและคุณลักษณะต่างๆ การวิเคราะห์จะเริ่มขึ้นโดยพิจารณาผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร R L C อนุกรมจากรูป 3.5 (ข) จะได้อัตราแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าเป็นดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (3.10)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และความถี่เรโซแนนท์คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.12)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

ที่สถานะเรโซแนนท์อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ซึ่งเมื่อนำมารวมกันจะมีทิศทางที่หักล้างกันจึงไม่นำมาคิดและอิมพีแดนซ์ของระบบจะเหลือเฉพาะค่าความต้านทานเท่านั้น ถ้าขาออกของวงจรบริดจ์สวิตช์ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ค่าตัวประกอบของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะทำหน้าที่เป็นวงจรกรอง (Filter) โดยจะส่งเฉพาะความถี่มูลฐาน (Fundamental) และจะบั่นทอนฮาร์มอนิกส์ออกไป ถ้าฮาร์มอนิกส์ที่ 3 และสูงกว่าถูกกำจัดออกไปความถี่ที่คร่อมโหดจะเป็นคลื่นไซน์ (Sinusoidal wave) ที่ความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ขนาดของความถี่มูลฐานของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าเท่ากับบวกลบแรงดันกระแสตรง ($\pm V_d$) คือ

$$V_1 = \frac{4V_d}{\pi} \quad (3.14)$$

อัตราการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองจะสามารถแสดงในเทอมของแบนวิธ ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับค่าควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality factor : Q)

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (3.15)$$

∴ สมการที่ 3.11 สามารถกำหนดใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.3 ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในสวิตช์

จุดเด่นที่สำคัญของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ก็คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสวิตช์จะลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับระบบอื่น ถ้าทำการสับสวิตช์ที่ความถี่เรโซแนนท์และค่าควอดริตีแฟคเตอร์ของวงจรมีค่าสูง สวิตช์จะทำการสับสวิตช์ที่กระแสไหลลัดใกล้ค่าศูนย์ ซึ่งเป็นสิ่งที่สำคัญที่ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียน้อยกว่าระบบอื่น

3.1.2.4 การควบคุมขนาดของกำลังไฟฟ้า

ถ้าความถี่ของโหลดไม่อยู่ในช่วงวิกฤติ ขนาดของกำลังไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานที่ตกคร่อมโหลดความต้านทานจะสามารถควบคุม โดยการเลื่อนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ไปจากความถี่เรโซแนนท์ ดังนั้นการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่โหลดความต้านทานจะทำได้โดยการควบคุมความถี่ของการสับสวิตช์ซึ่งเหมาะแก่การทำเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

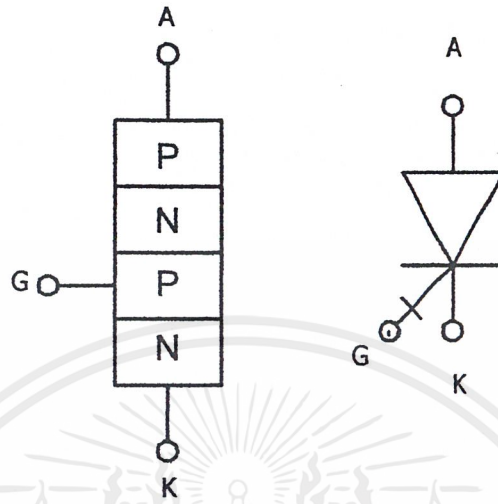
ความถี่ของการสับสวิตช์ควรจะถูกเลื่อนไปทางด้านสูงขึ้นไปทางด้านความถี่ต่ำ เพราะที่ความถี่สูงกว่าจะทำให้อันดับของฮาร์มอนิกส์ของรูปคลื่นที่เหลื่อมถูกเลื่อนไปไกลจากความถี่เรโซแนนท์ทำให้ประสิทธิภาพการกรองความถี่ดีขึ้น ในทางกลับกันถ้าเลื่อนไปทางด้านต่ำ อันดับของฮาร์มอนิกส์ก็จะทำให้เลื่อนเข้าใกล้ความถี่มูลฐานของความถี่เรโซแนนท์ยิ่งขึ้นในส่วนโหลด

3.2 เกท เทอรอน ออฟ ไทริสเตอร์ (G T O Thyristor)

จีทีโอเป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งมีหลักการทำงานเหมือนกับไทรสเตอร์ทั่วไปมีการทำงานเป็นสองสถานะคือ สถานะนำกระแส (ON) และสถานะหยุดนำกระแส (OFF) ซึ่งจะมีการควบคุมแต่ละสถานะโดยผ่านการควบคุมทางขาเกต โดย กระแสขั้วเกตแบบฟอร์เวิร์ด และ กระแสขั้วเกตแบบรีเวิร์สตามลำดับ การทำให้มีสถานะนำกระแส (ON) เหมือนกับของไทรสเตอร์ทั่วไป โดยป้อนกระแสจุดฉนวนที่มีค่าเป็นบวกเข้าที่ขาเกต จุดเด่นที่เพิ่มขึ้นของจีทีโอคือ การควบคุมสถานะหยุดนำกระแส (OFF) ของจีทีโอนั้นสามารถทำได้โดยการป้อนกระแสจุดฉนวนที่มีค่าเป็นลบเข้าที่ขาเกตเช่นเดียวกัน ซึ่งไม่ต้องใช้วงจรหยุดนำกระแส (commutation circuit) จากภายนอก เพื่อลดกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ให้ต่ำกว่ากระแสหยุดนำ (Holding Current) ดังเช่นเอสซีอาร์

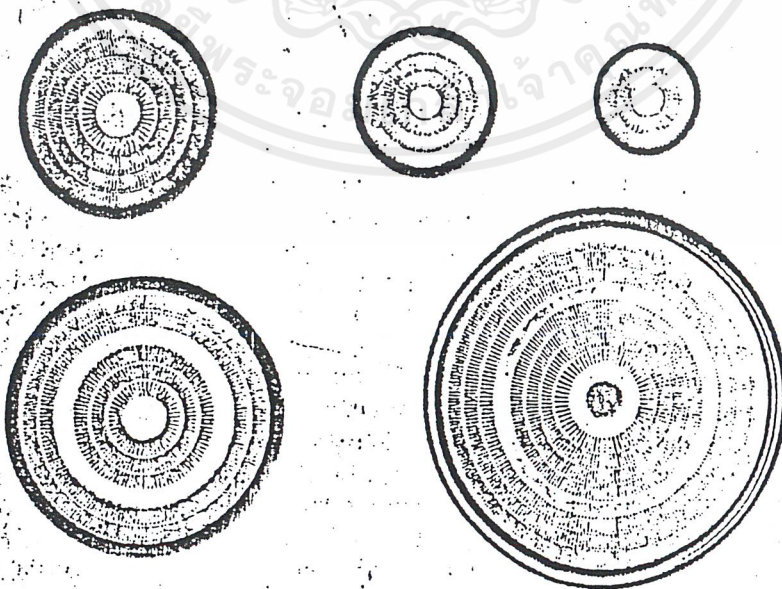
3.2.1 โครงสร้างของจีทีโอ

จีทีโอเป็นอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์แบบ 4 เลเยอร์(layer) 3 รอยต่อ (Junction) และสามารถนำกระแสได้ทิศทางเดียวเช่นเดียวกับไทรสเตอร์ทั่วไป โครงสร้างภายในของจีทีโอแสดงดังรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่ามี 3 ขั้ว คือ อาโนด(Anode), คาโทด(Katode),และเกต(Gate)



รูปที่ 3.6 โครงสร้างจีโอและสัญลักษณ์

โครงสร้างภายในของจีโอตัวหนึ่งๆ จะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ตัวเล็กๆมากมาย ต่อขนานกันแบบเกทร่วม และอาโนดร่วม ส่วนคาโอดจะมีรูปร่างคล้ายชิการ์ชั่นเล็กๆเรียกว่า “คาโอด ไอชแลนด์” (Cathode island) มากมายวางเรียงกันอยู่ดังรูปที่ 3.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผิวคาโอดของจีโอ กับผิวคาโอดของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะของ พื้นผิว คาโอด ของจีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไทรสเตอร์จะมีพื้นที่เกทอยู่ตรงกลาง และพื้นที่ส่วนใหญ่ของคาโอดแอเรียจะอยู่ไกลจากพื้นที่เกท ซึ่งจะเกิดปัญหาในการหยุดนำกระแส โดยการดึงกระแสออกจากเกทหรือการป้อนกระแสลงเข้าที่ขาเกท จะมีเพียงตัวใกล้ๆเท่านั้นที่กระแสจะถูกดึงออกมาได้

ส่วนจี้ทีโอนั้นจะเห็นว่าบริเวณพื้นที่ของ คาโอด ไอซ์แลนด์ จะถูกล้อมรอบด้วยพื้นที่ของเกท ซึ่งจะเป็นผลทำให้การหยุดนำกระแสด้วยวิธีดึงกระแสออกจากเกทได้รับผลทั่วทุกเขตของคาโอด ไอซ์แลนด์ ทำให้การหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างสมบูรณ์และรวดเร็ว

3.2.2 โครงสร้างทางกล

จี้ทีโอจะมีโครงสร้างภายนอกที่เล็กกว่าไทรสเตอร์ทั่วไปที่ขนาดพิกัดเดียวกัน เทคนิคในการลด ความต้านทานทางความร้อน(thermal resistance) ระหว่างแผ่นซิลิคอน(silicon wafer)กับแผ่นระบายความร้อน โดยการประกบแผ่น โมลิบดีนัมเข้ากับแผ่นซิลิคอนทั้งทางอาโนดและคาโอด ดังรูปที่ 3.8

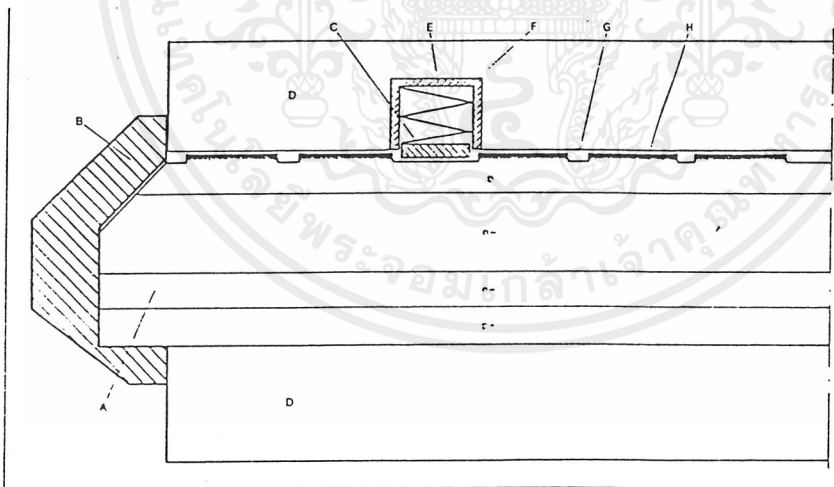


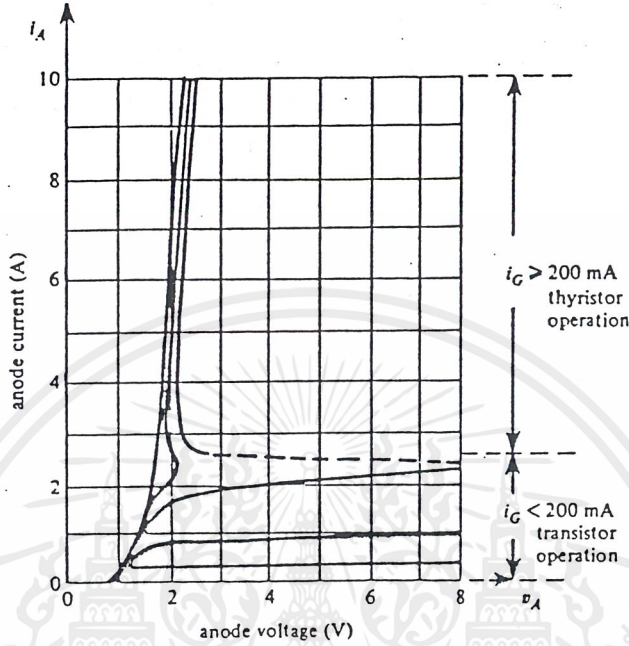
Fig. 4. Basic design of encapsulation for ring gate.

- A Silicon wafer
- B Surface protection
- C Gate connection
- D Molybdenum disc
- E Spring
- F Insulation
- G Gate
- H Cathode emitter

รูปที่ 3.8 การออกแบบโครงสร้างของรอยต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

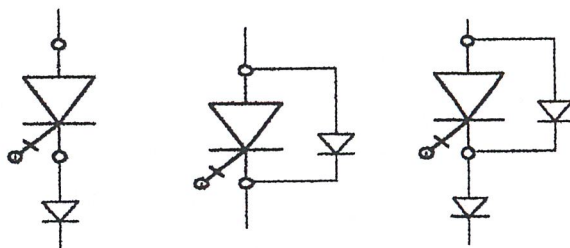
3.2.3 ความสามารถและพิกัดการทนแรงดัน



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสอาโนดกับ โวลต์เตจที่อาโนด

จิติโอมีค่า พิกัดทนแรงดันขณะฟอร์เวอด (forward blocking voltage) สูง และสำหรับ จิติโอบางขนาดพิกัดก็จะมีค่า พิกัดทนแรงดันขณะรีเวิร์ด (reverse blocking voltage) สูงพอๆกัน จิติโอจะสามารถนำกระแสได้ถ้า แรงดันขณะฟอร์เวอด มีค่าสูงมากกว่า หรือเท่ากับ แรงดันพังทลาย เช่นเดียวกับเอสซีอาร์ แต่ด้วยวิธีนี้จะทำให้จิติโอชำรุดเสียหาย โดยไม่สามารถนำกลับมาใช้ได้อีก เพราะกระแสเริ่มต้น(initial current)จะผ่านทาง คาโอด ไอชแลนด์ อย่างหนาแน่นเพียงเซลล์ เซล หนึ่งเท่านั้น

ในบางขนาดพิกัดของจิติโอ จะมีค่า พิกัดทนแรงดันขณะรีเวิร์ด ต่ำ แต่เราสามารถเพิ่มค่านี้ รวมถึงค่าพิกัดทนแรงดันขณะฟอร์เวอด ได้อย่างง่าย โดยการต่อไดโอดขนานหรืออนุกรมเข้ากับ จิติโอ โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีพิกัดทนแรงดันขณะรีเวิร์ด สูงกว่าจิติโอ



รูปที่ 3.10 แสดงการต่อไดโอดเพื่อเพิ่มพิกัดทนแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 3.10 แสดงการต่อไดโอดเพื่อเพิ่มพิกัดทนแรงดัน เมื่อผู้ดูแลให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ จีทีโอยังสามารถที่จะทนค่าอัตราการเพิ่มของโวลต์เตจต่อเวลา (dv/dt) ได้สูงกว่า ไทริสเตอร์ทั่วไป อย่างไรก็ตาม ถ้าค่าอัตราการเพิ่มของโวลต์เตจต่อเวลา (dv/dt) นี้สูงเกินพิกัดของ จีทีโอแล้ว จะทำให้รอยต่อภายในตัวจีทีโอถูกทำลาย เป็นผลให้จีทีโอนำกระแสและเสียหายได้เช่นเดียวกัน

3.2.4 ความสามารถและพิกัดการนำกระแส

เนื่องจากโครงสร้างของจีทีโอ ค่าโวลต์เตจที่ตกคร่อมระหว่างนำกระแสจะมีค่าสูงกว่า ไทริสเตอร์ทั่วไป ค่านี้จะเปลี่ยนแปลงโดยขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและกระแสเอาโนด (I_a) ค่าพิกัดอุณหภูมิ รอยต่อ (Junction temperature) ของจีทีโอก็เหมือนกับเอสซีอาร์ คือถ้าเพิ่มระดับกระแสเอาโนดมาก ก็ยิ่งจำเป็นต้องใช้ระดับการคูลถึงมากตามไปด้วย

จีทีโอยังมีค่าพิกัดกระแสที่สามารถหยุดนำกระแส (turn-off) ได้โดยเกท ถ้าเราพยายามที่จะหยุดนำกระแส (turn-off) จีทีโอ ในขณะที่กระแสเอาโนดมีค่าสูงกว่ากระแสที่ใช้ในการหยุดนำกระแส (turn-off current ; I_t) นี้แล้ว จีทีโอจะเสียหายอย่างถาวร จีทีโอมีความสามารถที่จะทนต่อ กระแสฟอลท์ (fault current) ได้โดยไม่เสียหายเหมือน ไทริสเตอร์ โดยประมาณ 10 เท่าของกระแส บังคับหยุดนำกระแส (turn-off current: I_t)

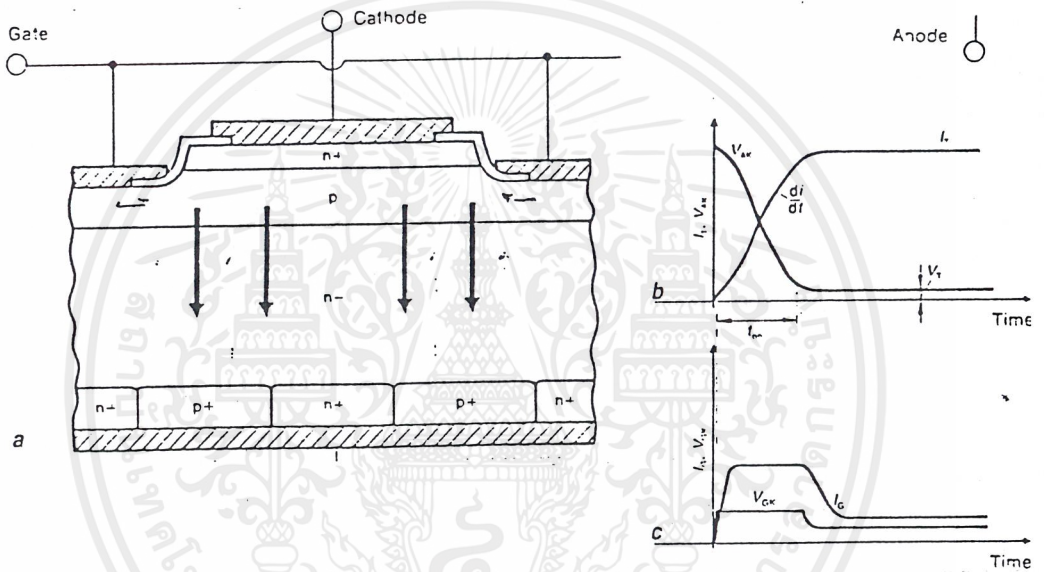
พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือกระแสเอาโนดสูงสุด (maximum anode current) ซึ่งสามารถหยุดการนำกระแสได้โดยป้อนกระแสบังคับหยุดนำกระแส (turn-off current: I_t) เข้าทางขา เกท ภายใต้อุณหภูมิที่รอยต่อต่ำกว่าพิกัด

จีทีโอสามารถที่จะหยุดนำกระแสได้เร็วกว่า ไทริสเตอร์ทั่วไป เพราะ โครงสร้างภายในดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น กระแสจะแพร่กระจายได้ในระยะทางที่สั้นอย่างรวดเร็วจากเกท ก่อนที่จีทีโอจะนำกระแสซึ่งเป็นผลให้จีทีโอมีค่าพิกัดอัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา (di/dt) สูงกว่า ไทริสเตอร์ทั่วไป

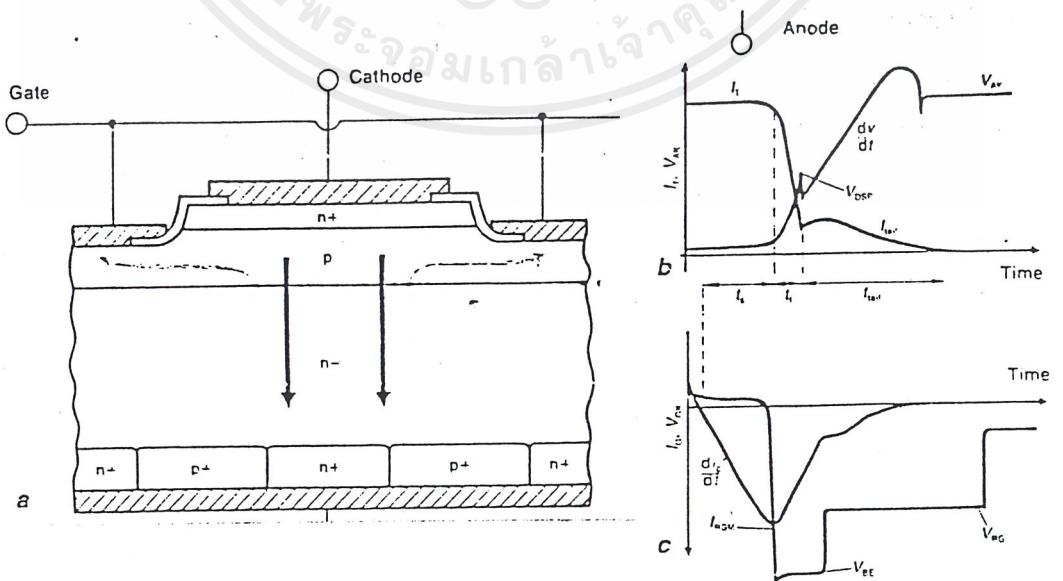
3.2.5 คุณลักษณะในการทำงานสับสวิทช์

จีทีโอจะนำกระแสโดยการป้อนกระแสขั้วเกท เหมือนกับเอสซีอาร์ แต่จีทีโอจะต้องการค่า กระแสเกทสูงกว่า เนื่องจากพื้นที่เกทมีพื้นที่ใหญ่กว่าแต่จะเป็นผลให้จีทีโอทนต่อค่า อัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา (di/dt) ได้สูงกว่าและมีค่าเวลาในการหยุดนำกระแส (turn-off time) สั้นกว่า เพราะกระแสเกทจะกระจายไปสู่ทุกๆ เซลของ คาโอด ไอซแลนด์ได้ในระยะทางที่สั้นกว่าและเร็วกว่า อัตราการเพิ่มของขนาดขดคลื่นกระแส เป็นสิ่งสำคัญในการทำให้จีทีโอนำกระแสได้อย่างรวดเร็วและกระจายกระแสเกทไปสู่ทุก คาโอด ไอซแลนด์ได้อย่างสมบูรณ์และเป็นรูปแบบ ขณะที่

จิติโออยู่ในสภาวะนำกระแสอยู่ได้คงเดิม กรณีที่กระแสอาโนดมีค่าต่ำลง จนทำให้ทรินสเตอร์เล็กๆ ที่ขนานกันอยู่ภายในหุคนำกระแสไป ก็จะไม่มีผลอย่างไรเกิดขึ้นถ้ากระแสอาโนดนั้นคงที่อยู่ ในระดับต่ำนั้น แต่ถ้ากระแสอาโนดเพิ่มขึ้นจากระดับนั้น จะเป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสที่ไหลผ่านทรินสเตอร์เล็กๆที่ยังคงนำกระแสอยู่มีค่าสูงขึ้น และทรินสเตอร์ตัวเล็กๆเหล่านั้นจะเกิดสภาวะความร้อนเกินหรือพังไปเลย เพราะ ทรินสเตอร์ตัวเล็กๆที่หุคนำกระแสไปแล้วไม่ได้ถูกทริกให้นำกระแสอีกครั้งหนึ่ง วิธีแก้ปัญหานี้ก็คือป้อนกระแสขั้วแกท อีกครั้งหนึ่งเพื่อให้แน่ใจได้ว่า ทรินสเตอร์ตัวเล็กๆทุกตัวอยู่ในสภาวะนำกระแส



รูปที่ 3.11 ลักษณะของรูปคลื่นของโวลท์ที่เตง และกระแสในช่วงการนำกระแสของจิติโอ



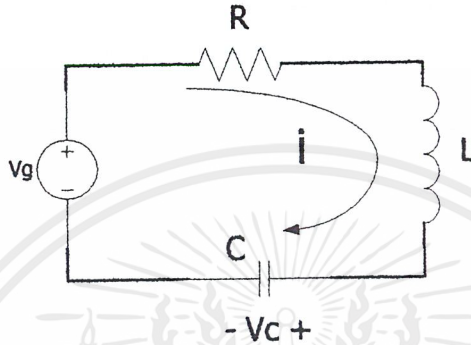
รูปที่ 3.12 ลักษณะของรูปคลื่นของโวลท์ที่เตง และกระแสในช่วงหยุดนำกระแสของจิติโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำให้จีโอหยุดนำกระแสเราต้องป้อนกระแสขั้วเกทแบบลบที่ขั้วเกทในช่วงต้น กระแสเอาโนดจะคงที่อยู่ที่ในช่วงเวลาสะสม (storage time) กระแสจะเริ่มบีบเข้าสู่ศูนย์กลางของ คาโอด ไอชเลนดัจจนกระแสเอาโนดมีค่าน้อยกว่าค่ากระแสหยุดนำ (holding current : I_h) และหยุดนำ กระแสในที่สุด นั่นคือจีโอเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแส กระแสเอาโนดจะลดลงอย่างรวดเร็วในช่วง ขอบขาลง (fall time) ค่าเวลาสะสมจะขึ้นอยู่กับอัตราการเพิ่มของกระแสขั้วเกทแบบลบ (reward - gate current) ยิ่งอัตราการเพิ่มของกระแสขั้วเกทแบบลบ (reward gate current) สูงขึ้น ค่าเวลา สะสมยิ่งสั้นลง และระดับขนาดของกระแสขั้วเกทแบบลบนี้อาจต้องเพียงพอที่จะหยุดนำกระแส ของจีโอ โดยจะเป็นไปตามอัตราส่วนการหยุดนำกระแส (turn-off ratio) ซึ่งเท่ากับกระแส เอาโนดต่อกระแสขั้วเกทแบบลบ ข้อสำคัญอีกประการหนึ่งที่จะช่วยให้จีโอหยุดนำกระแสอย่าง รวดเร็วก็คือ จะต้องมียางที่ให้แก่กระแสเอาโนดเปลี่ยนทิศไปทางอื่นนั่นก็หมายถึงวงจรถนั้บเบอร์ (snubber) นั่นเอง และช่วงเวลาของกระแสขั้วเกทแบบลบ จะต้องมีความมากกว่า เวลาสะสม ของ จีโอ และต้องไม่มากเกินไปจนทำให้รอยต่อระหว่างคาโอดกับเกทถูกทำลายลงหรือพุดอีกนัยหนึ่ง ได้ว่า พลังงานที่จ่ายเข้าไปในการหยุดนำกระแส จะต้องน้อยกว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในรูป ความ ร้อน (power dissipate) ของรอยต่อระหว่างคาโอดกับเกท (P_{gk}) นั่นเอง ในช่วงท้ายของขอบขาลง ในกราฟจะเห็นว่ากระแสส่วนท้าย (tail current) และกระแสส่วนพุ่งเกิน (over shoot -current) เนื่องจากวงจรถนั้บเบอร์จะเรโซแนนซ์ ก่อนจะเข้าสู่สภาวะกั้นแรงดันด้านฟอร์เวด (forward blocking voltage) ค่าอัตราเพิ่มของโวลต์เตจต่อเวลา (dv/dt) ที่เกิดจะถูกกำหนดโดย ค่าตัวเก็บประจุ ในสับเบอร์ คุณสมบัติอีกประการหนึ่งของจีโอก็คือ แต่ละเซลของไทรสเตอร์ เล็กๆจะถูกหยุดนำกระแสโดยพร้อมเพรียงกัน โดยไม่มีเซลใดเซลหนึ่งยังคงสถานะนำกระแสอยู่เลย เพราะถ้ามิจะทำให้เซลนั้นๆรับกระแสเอาโนดทั้งหมด ซึ่งจะทำให้จีโอเสียหายได้

3.3 การออสซิลเลทสัญญาณจับด้วยตนเอง

การออสซิลเลทสัญญาณจับด้วยตนเองเป็นปรากฏการณ์ที่ในสภาวะเริ่มต้น (Transient-state) ของวงจรอนุกรมตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ดังวงจร



รูปที่ 3.13 วงจรอนุกรมตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรดังรูปที่ 3.13 จะประกอบด้วยตัวประกอบสะสมพลังงานอยู่ 2 ตัว คือ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ซึ่งถ้าพิจารณาในสภาวะเริ่มต้นจะพิจารณาได้เป็นวงจรอันดับสอง (Second order equation) ซึ่งการพิจารณาวงจรอนุกรม R L C จะพิจารณาโดยใช้กฎแรงดันของเคอชอฟฟ์ (KVL rule) ดังสมการ

$$Ri + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau + v_c(t_0) + L \frac{di}{dt} = v_g \quad (3.17)$$

แล้วทำการทำอนุพันธ์และหารด้วยค่า L ได้เป็น

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{Rdi}{Ldt} + \frac{1}{LC} i = \frac{dv_g}{dt} \quad (3.18)$$

สมการที่ (3.18) คือสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งการออสซิลเลทเป็นพฤติกรรมของการตอบสนองธรรมชาติของวงจร ที่มีตัวประกอบสะสมพลังงานมากกว่า 2 ตัวขึ้นไป พิจารณาสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งเราอาจกำหนดสมการได้เป็นดังนี้

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \alpha \frac{dx}{dt} + \beta x = 0 \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากในเงื่อนไขของสมการอันดับหนึ่ง สมมติเป็น

$$x_{(t)} = ke^{st} \quad (3.20)$$

ดังนั้นแทนค่าสมการที่(3.19)ด้วยสมการที่(3.20)เป็น

$$s^2 ke^{st} + \alpha ske^{st} + \beta ke^{st} = 0 \quad (3.21)$$

หรือ

$$s^2 + \alpha s + \beta = 0 \quad (3.22)$$

ซึ่งสมการที่(3.22) ถูกเรียกว่าสมการคุณลักษณะหรือสมการช่วย ซึ่งการวิเคราะห์ผลลัพธ์ที่ได้ แบ่งได้ดังนี้ จากการวิเคราะห์ราก S_1, S_2
กรณีที่1

ถ้าราก S_1 และ S_2 เป็นค่าจริงและทั้งคู่ไม่เท่ากัน

$$x_1 = k_1 e^{s_1 t} \text{ และ } x_2 = k_2 e^{s_2 t}$$

ซึ่งเราสามารถเขียนใหม่เป็นสมการที่เป็นฟังก์ชันคาบเวลา โดยการรวมกันของ X_1 และ X_2

$$x_{(t)} = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t} \quad (3.23)$$

ซึ่งค่าอนุพันธ์สามารถหาได้โดย

$$x_{(0)} = k_1 + k_2 \text{ และ } x'_{(0)} = k_1 s_1 + k_2 s_2 \quad (3.24)$$

กรณีที่ 2

ถ้ารากของสมการคุณลักษณะเป็นคอมเพล็กซ์คอนจูเกต หรือ $s_{1,2} = \zeta \pm j\omega$ แล้ว

$$\begin{aligned} x_{(t)} &= k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t} \\ &= e^{\zeta t} \{k_1 e^{j\omega t} + k_2 e^{-j\omega t}\} \\ &= e^{\zeta t} \{k_1 (\cos \omega t + j \sin \omega t) + k_2 (\cos \omega t - j \sin \omega t)\} \end{aligned} \quad (3.25)$$

หรือจะเขียนได้ในรูป

$$x_{(t)} = k_5 e^{\zeta t} \cos(\omega t + \phi) \quad (3.26)$$

กรณีที่ 3

จะพิจารณาในกรณีที่รากของสมการคุณลักษณะเป็นค่าจริงและมีค่าเท่ากัน ($s_1 = s_2$)

$$x_{(t)} = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_1 t} = k_3 e^{s_1 t} \quad (3.27)$$

เมื่อ

$$k_3 = k_1 + k_2$$

การพิจารณาอันดับสองอีกรูปแบบหนึ่ง คือการพิจารณาในเทอมที่เป็นฟังก์ชันของค่าความหน่วงและความถี่เชิงมุม หรือในฟังก์ชันของความถี่ (Frequency domain) โดยนำเอาสมการที่ (3.19) มาเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + 2\xi\omega_n \dot{x} + \omega_n^2 x = 0 \quad (3.28)$$

ซึ่งสมการข้างบนไม่ได้แปลกไปจากสมการที่ (3.19) แต่เป็นการนำมาเขียนใหม่ในตัวประกอบใหม่คือ ξ และ ω_n ซึ่งทั้งสองจะคล้ายกับ α และ β แต่จะต้องเป็นตัวเลขจำนวนจริง ซึ่งสมการคุณลักษณะจะได้เป็น

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (3.29)$$

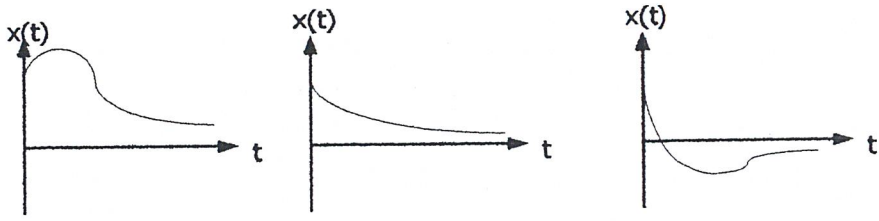
และได้รากคุณลักษณะเป็น

$$s_{1,2} = \omega_n \{-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}\} \quad (3.30)$$

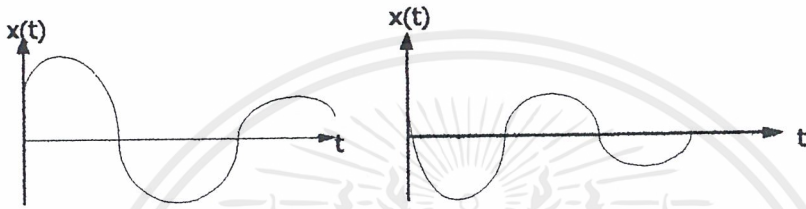
ซึ่งสมการในรูปแบบของ ξ และ ω_n จะไม่ใช่ตัวแปรจำเพาะ เมื่อคำนวณโดยสมการอันดับสองแบบเฉพาะ อย่างไรก็ตามเราสามารถทำผลลัพธ์มาวิเคราะห์จากผลลัพธ์แบบต่างๆ ซึ่งจะพิจารณาที่ตัวประกอบ ξ เป็นหลัก ดังจะแสดงได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1

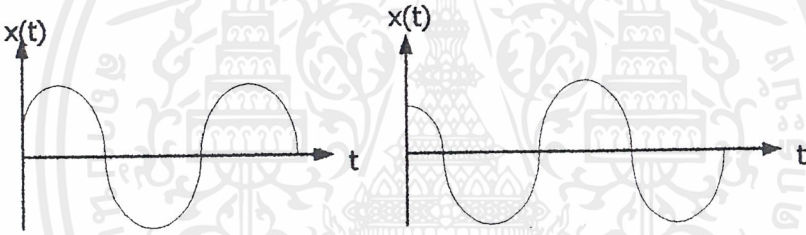
ξ	รากของสมการคุณลักษณะ	อธิบาย	รูปที่
$\xi > 1$	จำนวนจริงลบ, ไม่เท่ากัน	แบบหน่วงเกิน	3.14 ก
$\xi = 1$	จำนวนจริงลบ, เท่ากัน	แบบหน่วงวิกฤต	
$0 < \xi < 1$	จำนวนคอนจูเกตเชิงซ้อน, ส่วนจริงติดลบ	แบบหน่วงน้อย	3.14 ข
$\xi = 0$	จำนวนคอนจูเกตจินตภาพ	แบบไม่หน่วง	3.14 ค
$-1 < \xi < 0$	จำนวนคอนจูเกตเชิงซ้อน, ส่วนจริงเป็นบวก	แบบแกว่งไม่เสถียรภาพ	3.14 ง
$\xi = -1$	จำนวนจริงบวก, เท่ากัน	แบบไม่มีเสถียรภาพ	3.14 จ
$\xi < -1$	จำนวนจริงบวก, ไม่เท่ากัน	แบบไม่มีเสถียรภาพ	



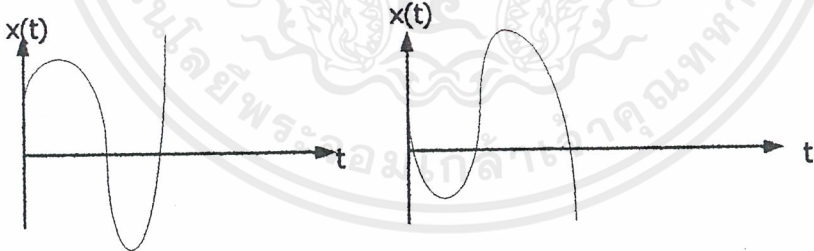
(ก)



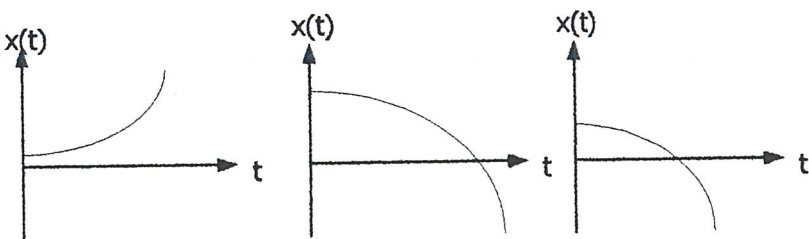
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

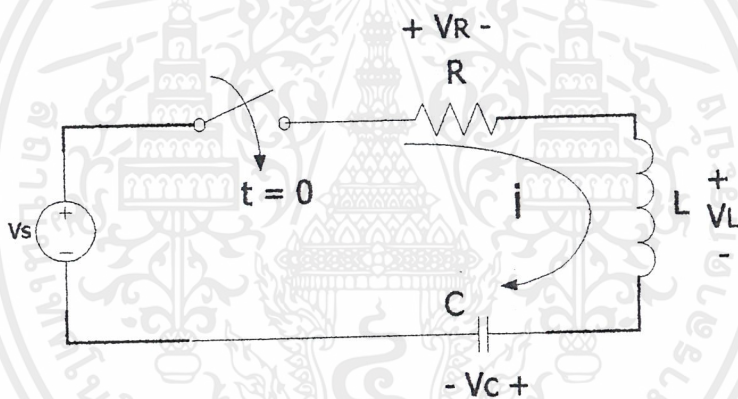
รูปที่ 3.14 แสดงผลของกรณีต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำการตอบสนองของวงจรอันดับสองมาใช้กับโครงงานนี้จะทำในกรณีการตอบสนองแบบหน่วงน้อยเกิน(Under damp) และกรณีการตอบสนองแบบไม่มีการหน่วง(Undamp response) ซึ่งจะใช้ในแต่ละสถานะ โดยที่ สถานะเริ่มต้นเดินเครื่อง จะใช้แบบการหน่วงน้อยและที่สถานะทำงานปกติจะใช้แบบไม่มีการหน่วง

3.3.1 การพิจารณาในสถานะเริ่มต้นเดินเครื่อง

ในสถานะเริ่มต้นเดินเครื่องต้องทำการกระตุ้นให้ส่วนโหนด R-L-C อนุกรม ออกสิจเลขสัญญาณด้วยความถี่ธรรมชาติหรือความถี่เรโซแนนซ์นั่นเอง โดยให้หลักการตอบสนองธรรมชาติต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง(DC response) โดยพิจารณาได้ดังวงจร

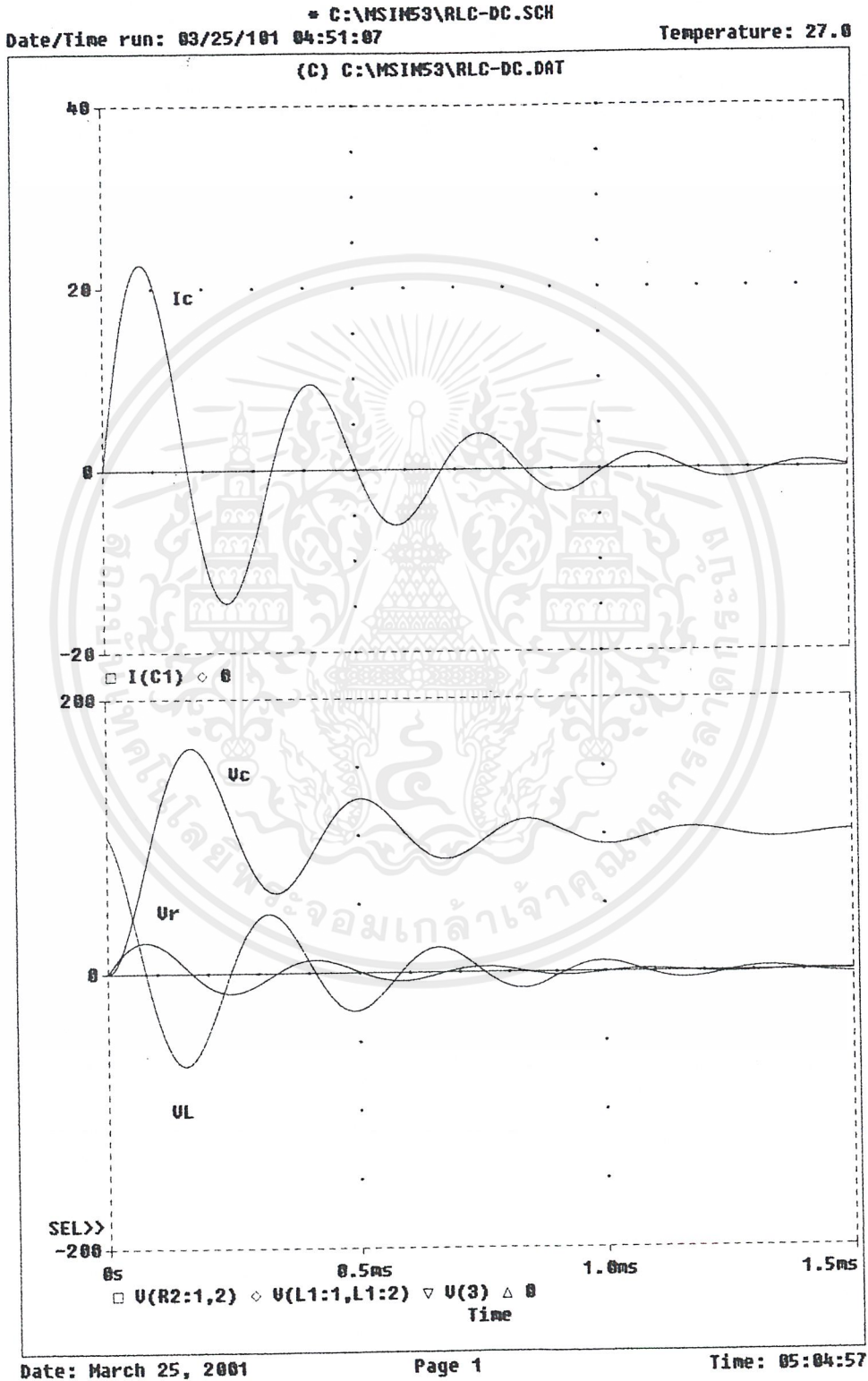


รูปที่ 3.15 แสดงวงจรตอบสนองต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

จะพบว่าเมื่อสับสวิตซ์ที่ $t=0$ วงจรจะเกิดการตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของแรงดัน V_s ดังรูปที่ 3.16

ผลจากการสับสวิตซ์ที่ $t=0$ จะเกิดการเก็บพลังงานและคายพลังงานซึ่งกันและกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เกิดการถ่ายเทพลังงานไปมาทำให้เกิดการแกว่ง(Oscillation)ของกระแสที่ไหลในวงจร ซึ่งจะแกว่งในกรณีของ Under damped response และความถี่ในการแกว่งจะเท่ากับความถี่ธรรมชาติของการเรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ หรือเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์(f_0)นั่นเอง

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.31)$$

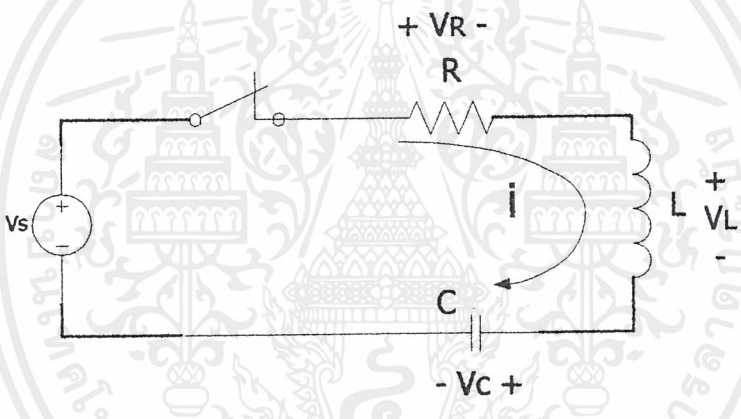


รูปที่ 3.16 แสดงการเขียนแบบผลตอบสนองของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเว็บไซต์พบข้อความการคัดลอกโดยไม่ได้รับอนุญาต กรุณาแจ้งให้ทราบเพื่อที่จะดำเนินการตามกฎหมายต่อไป

ซึ่งในสภาวะเริ่มต้นเดินเครื่องเราจะต้องตรวจจับเอาสัญญาณที่แกว่งของกระแสในช่วงนี้ให้ได้ แล้วนำไปสร้างสัญญาณนำจับ ซึ่งการที่จะกระตุ้นให้เกิดการแกว่งของกระแสสามารถทำได้โดยเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันกระแสตรง (V_s) ที่ป้อนให้อย่างรวดเร็ว โดยอาจวิเคราะห์จากสมการ

$$i_{C(t)} = C \frac{dv_{C(t)}}{dt} \quad (3.32)$$

ซึ่ง $i_{C(t)}$ คือกระแสในวงจรและเป็นตัวเดียวกันกับกระแสในตัวเก็บประจุ ซึ่งขั้นตอนในการเริ่มเดินเครื่องเราอาจทำได้โดยจ่ายแรงดันกระแสตรงให้กับวงจรก่อนดังรูปที่ 3.17

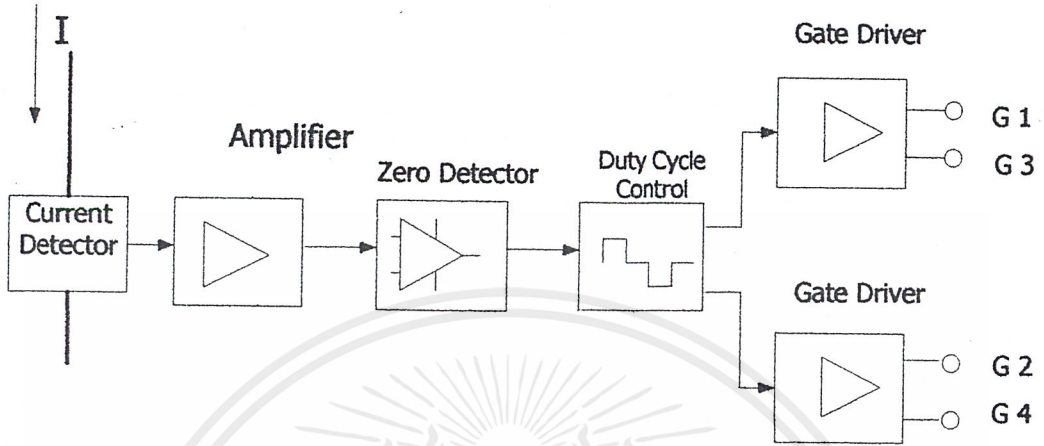


รูปที่ 3.17

จากรูปที่ 3.17 จะพบว่าขณะนี้แรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำและแรงดันคร่อมโหนดความต้านทานเป็นศูนย์ เนื่องจากกระแสไม่ไหลเพราะตัวเก็บประจุไม่นำกระแสในวงจรไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นพบว่าแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุจะเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย แล้วทำการเปิดวงจรสวิตช์ออกแล้วสับสวิตช์เข้าใหม่เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ เพื่อให้เกิด $\frac{dv_{C(t)}}{dt}$ ทำให้กระแสไหลในวงจรได้และเกิดการแกว่งของกระแสต่อไป หรืออีกวิธีก็คือ อาจจะทำให้การสับสวิตช์เข้าเพียงจังหวะเดียวให้กระแสไหลในช่วงแรกทำให้เกิดแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุเกิดการเปลี่ยนแปลงตามคุณสมบัติการเก็บประจุของตัวเก็บประจุ ทำให้เกิดกระแสเก็บประจุนั้นก็คือ กระแสที่ไหลในวงจรมันเองดังรูปที่ 3.16

บล็อกไดอะแกรมในการจับการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่เกิดการแกว่ง เพื่อนำสัญญาณที่ตรวจจับได้ไปสร้างเป็นสัญญาณนำจับ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.18

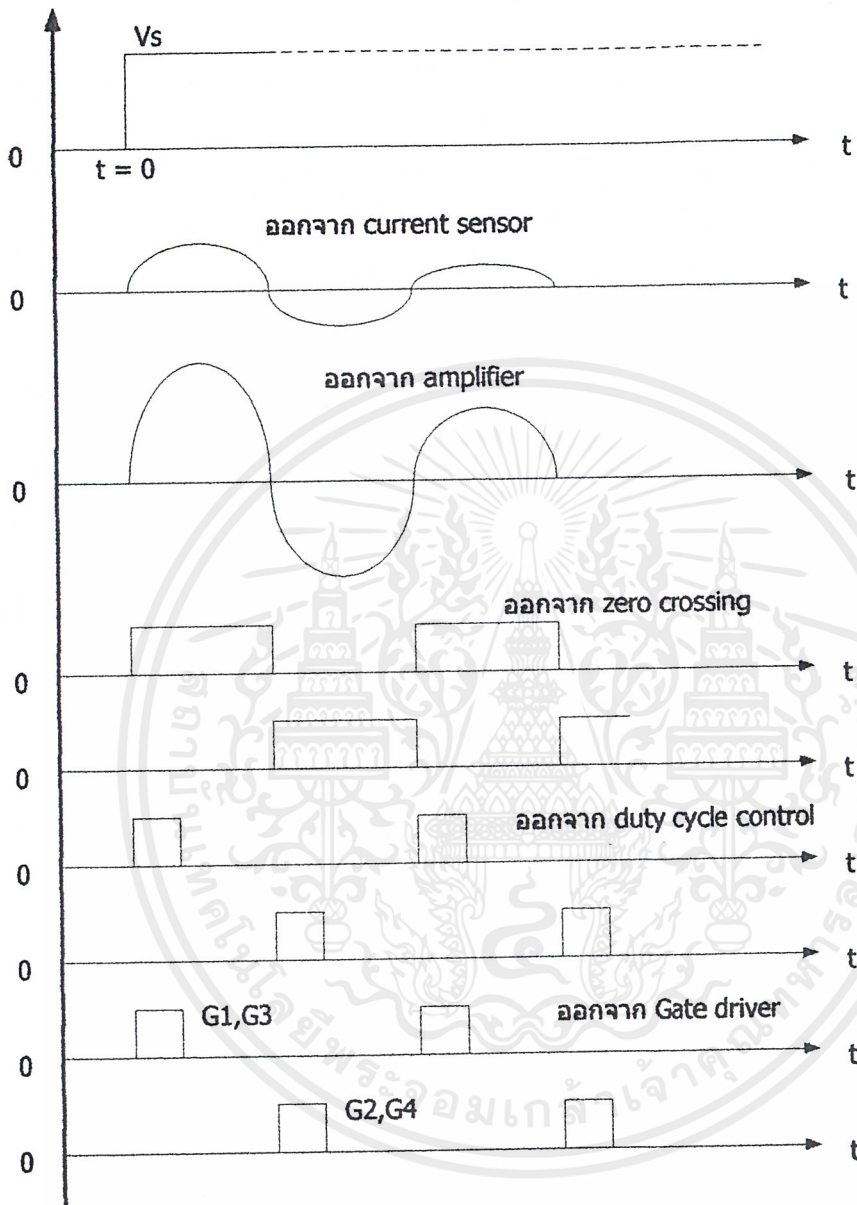
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการตรวจจับกระแส

จากรูปที่ 3.18 เมื่อเกิดกระแส (I) ที่เกิดจากการเก็บและคายพลังงานของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำสัญญาณกระแสจะถูกตรวจจับได้ด้วยตัวตรวจจับกระแส (Current detector) แล้วส่งสัญญาณที่ได้ไปขยายที่ตัวขยาย (Amplifier) เพื่อขยายสัญญาณให้มากพอที่ชุดตรวจจับจุดตัดศูนย์จะทำงานได้เมื่อสัญญาณออกจากชุดตรวจจับจุดตัดศูนย์ (Zero detector) ซึ่งที่จุดนี้สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณพัลส์ 2 เฟส ที่ถูกสร้างขึ้นจากสัญญาณกระแส แล้วถูกส่งไปที่ชุดควบคุมความกว้างพัลส์ (Duty cycle control) ที่จะนำไปขับหลังจากที่ออกจากชุดควบคุมความกว้างพัลส์จะต้องผ่านชุดนำขับเพื่อจะได้มีกำลังพอที่จะขับอุปกรณ์สวิตซ์ได้

และจากบล็อกสามารถเขียนไดอะแกรมฐานเวลาเพื่อช่วยในการทำความเข้าใจได้ดังนี้



รูปที่ 3.19 แสดงไคอะแกรมฐานเวลาในสภาวะเริ่มต้นเดินเครื่อง

3.3.2 พิจารณาในสภาวะทำงานปกติ

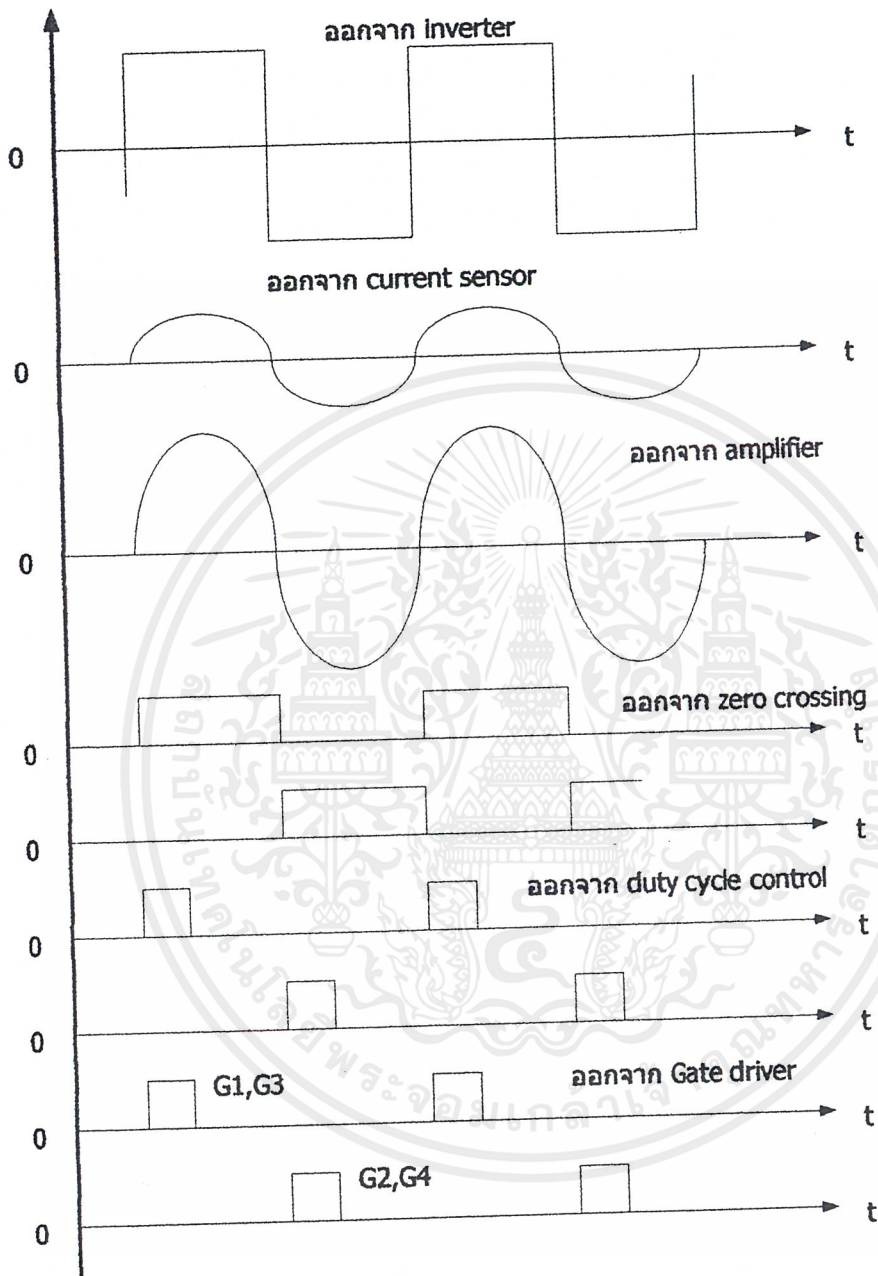
สภาวะนี้จะเป็นสภาวะที่ต่อจากการเริ่มเดินเครื่องซึ่งเป็นช่วงที่วงจรทำงานอย่างปกติคือ มีสัญญาณนำขั้วที่ได้รับการป้อนกลับจากการแกว่งของกระแสไหลลคที่อยู่ในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state) ซึ่งตอนนี้ถูกคลื่นทางขาออกของอินเวอร์เตอร์ก็เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับ

กับความถี่ที่มีการแกว่งของกระแสไหลลคตามธรรมชาติหรือความถี่ที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อผู้ยัดเยียดไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรโซแนนท์กันนั่นเอง ซึ่งพบว่าระบบนี้อินเวอร์เตอร์จะถูกคุมโดยโหลด ซึ่งไม่สามารถควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์จากวงจรภายนอกได้เหมือนทั่วไป และถ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงที่โหลดจากผลกระทบใดๆก็ตามที่ทำให้ความถี่การเรโซแนนท์กันระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลง ก็จะทำให้ความถี่ของลูกคลื่นสี่เหลี่ยมที่เกิดจากการสับสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงตาม จะพบว่าระบบนี้ความถี่ของการเรโซแนนท์ของโหลดจะเท่ากันกับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ตลอดเวลา และยังเป็นผลให้มุมเฟสของแรงดันลูกคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสรูปคลื่นไซน์ซอซอด้ของโหลดมีเฟสเดียวกัน(imphase)เสมอตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนท์ของโหลด ซึ่งพบว่าแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จะนำไปสร้างกระแสโหลด และสัญญาณกระแสโหลดที่ได้จากการป้อนกลับเพื่อมาสร้างสัญญาณนำขับของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้อินเวอร์เตอร์สับสวิทช์สร้างแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมออกมาเพื่อไปสร้างกระแส จะพบว่ากลายเป็นการป้อนกลับวนลูปกันตลอดของการทำงาน

บล็อกไดอะแกรมของวงจรตรวจจับและป้อนกลับสัญญาณกระแส ก็จะเป็นอันเดียวกันกับบล็อกการเริ่มต้นเดินเครื่อง และขบวนการสร้างสัญญาณนำขับของบล็อกก็จะเหมือนกัน แต่ไดอะแกรมฐานเวลาสามารถเขียนได้ใหม่เป็น



รูปที่ 3.20 แสดงไคอะแกรมฐานเวลาในสถานะทำงานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร

4.1 หลักการของระบบ

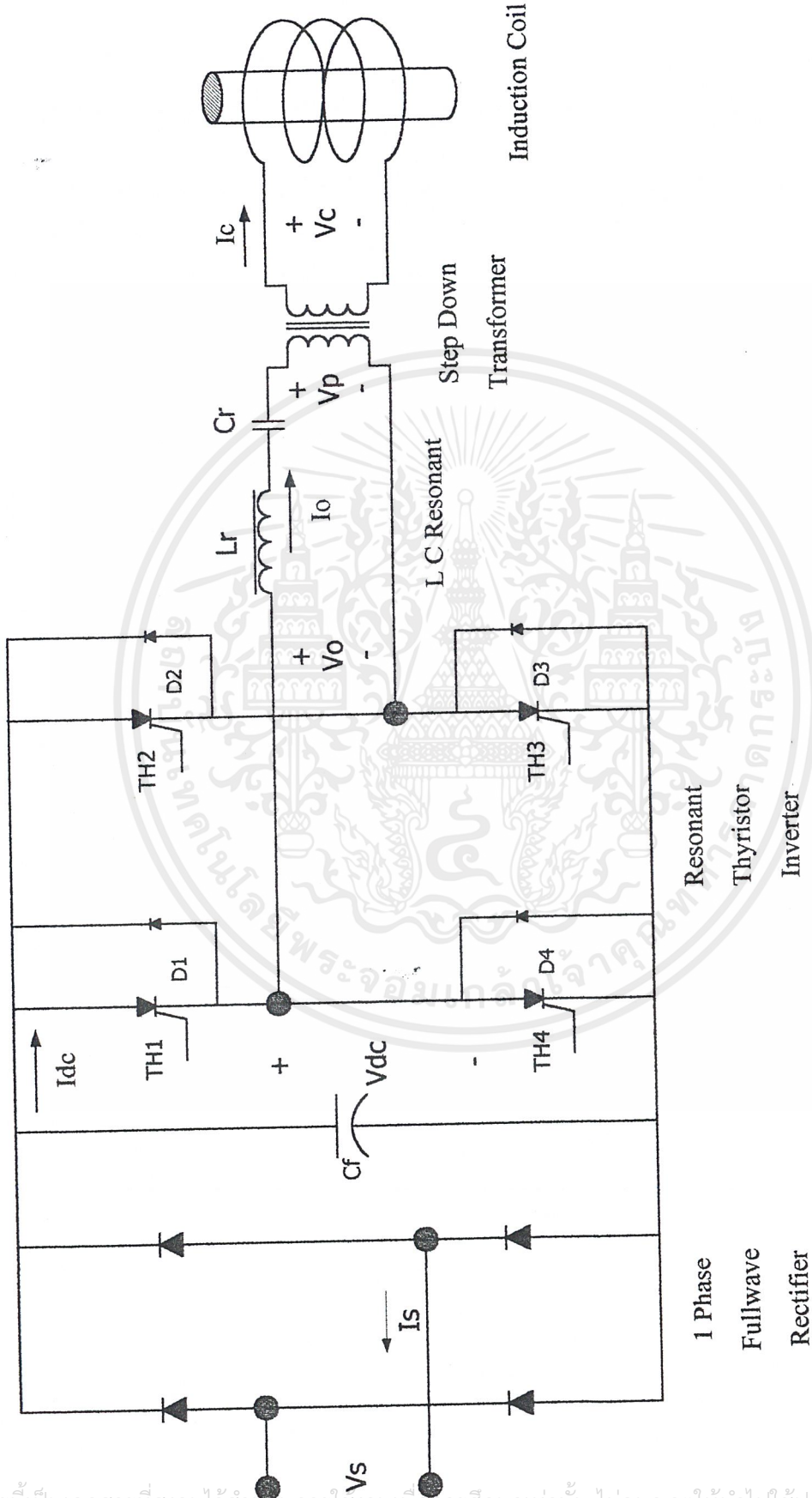
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเองสามารถทำได้โดยแปลงไฟฟ้ากระแสสลับจากระบบความถี่การไฟฟ้าให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟและหลังจากนั้นนำไปสลับแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่สูงที่จุดเรโซแนนซ์ที่ได้รับสัญญาณขับที่ป้อนกลับมาจากโหลดซึ่งเป็นหัวใจของระบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเองและสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่สูงที่จุดเรโซแนนซ์ก็จะขับโหลดที่ต่อร่วมกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์และถูกลดแรงดันลงเพื่อให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่เป็นตัวส่งผ่านกำลังไฟฟ้าให้แก่ชิ้นงาน

4.2 วงจรกำลัง

ระบบที่ใช้ในเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง แสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- 4.2.1 วงจรเรียงกระแสแบบ 1 เฟส ฟูลเวฟ เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 295 โวลต์ ที่แรงดันกระแสเพิ่ม 5 เปอร์เซ็นต์ ใช้ไดโอดกำลังพิคัด 60 แอมป์ 600 โวลต์ และใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันขนาด 14200 ไมโครฟารัด 350 โวลต์
- 4.2.2 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่สูงโดยใช้หลักการของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส โดยมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์คือ เกท เทรอน ออฟ ไทริสเตอร์ (GTO)
- 4.2.3 ชุดองค์ประกอบเรโซแนนซ์ เป็นส่วนที่ทำให้ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำการสับสวิตช์เป็นวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ซึ่งจะเป็นแบบสับสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ซึ่งจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุขนาด 2.024 ไมโครฟารัด 2000 โวลต์ และตัวเหนี่ยวนำขนาด 5 มิลลิเฮนรี 20 แอมป์
- 4.2.4 หม้อแปลงลดแรงดันที่ความถี่สูง เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์และผ่านองค์ประกอบเรโซแนนซ์แล้ว มาลดแรงดันลงเพื่อให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมีอัตราส่วน 40 : 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรถูกกำลังของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.2.5 ขดลวดเหนี่ยวนำ จะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กเพื่อเหนี่ยวนำแรงดันขึ้นในขดลวดและจะเกิดกระแสไหลขึ้นในขดลวดทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเผาผลาญขึ้นที่ขดลวดกับค่าความต้านทานของขดลวดเอง

4.3 สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์

สมการที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง ที่แสดงดังรูปที่ 4.1 มีดังนี้ คือ

4.3.1 ส่วนของวงจรเรียงกระแส

คลื่นแรงดันการไฟฟ้า (v_s)

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (4.1)$$

แรงดันกระแสที่เพิ่มจากยอดถึงยอด (ΔV_o)

$$\Delta V_o = \frac{\sqrt{2} V_s}{2fRC} \quad (4.2)$$

$$\text{Ripple} = \frac{\Delta V_o}{\sqrt{2} V_s} \quad (4.3)$$

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC})

$$V_{DC} = \sqrt{2} V_s - \frac{\Delta V_o}{2} \quad (4.4)$$

กระแสไฟฟ้ากระแสตรง (I_{DC})

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R} \quad (4.5)$$

กำลังไฟฟ้ากระแสสลับขาเข้า (P_s)

$$P_s = V_s I_{s1} \cos \theta_s \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้ากระแสตรงขาออก (P_{DC})

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (4.7)$$

เมื่อ V_s คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันจากการไฟฟ้า

$I_{s,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของกระแสจากการไฟฟ้า

4.3.2 ส่วนของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของแรงดันขาออก ($V_{O,1}$)

$$V_{O,1} = \frac{4(V_{DC} - 2V_{AK})}{\sqrt{2}\pi} \quad (4.8)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าจริงขาออก (P_O)

$$P_O = V_{O,1} I_{O,1} \quad (4.9)$$

เมื่อ $I_{O,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของกระแสขาออก

4.3.3 ส่วนของวงจรองค์ประกอบเรโซแนนซ์

ความถี่การเรโซแนนซ์ (f_o)

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L'_T)C_r}} \quad (4.10)$$

กำลังไฟฟ้าขาออก (P_p) หรือกำลังไฟฟ้าขาเข้าของหม้อแปลง

$$P_p = V_{p,1} I_{O,1} \cos \theta_p \quad (4.11)$$

เมื่อ L_r คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

L'_T คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกโอนค่ามาทางด้าน

ปฐมภูมิของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_r คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์

$V_{P,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของแรงดันปฐมภูมิของหม้อแปลง

$I_{O,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของกระแสขาออก

4.3.4 ส่วนของหม้อแปลงความถี่สูง

กำลังไฟฟ้าขาออก (P_C) หรือกำลังไฟฟ้าขาเข้าของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$P_C = V_{C,1} I_{C,1} \cos \theta_C \quad (4.12)$$

กำลังไฟฟ้าขาเข้า (P_P)

$$P_P = V_{P,1} I_{O,1} \cos \theta_P \quad (4.13)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{Loss})

$$P_{Loss} = P_P - P_C \quad (4.14)$$

เมื่อ $V_{C,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของแรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง

$I_{C,1}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของค่ามูลฐานของกระแสขาออก

4.3.4 ส่วนของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังไฟฟ้าขาเข้า (P_C)

$$P_C = V_{C,1} I_{C,1} \cos \theta_C \quad (4.15)$$

กำลังไฟฟ้าขาออก (P_w) หรือกำลังไฟฟ้าที่ขึ้นงาน

$$P_w = I_w^2 R_w \quad (4.16)$$

ความลึกผิวชั้นงาน (δ)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_m}{\mu_r \mu_0 \omega}} \quad (4.17)$$

ค่าพารามิเตอร์ทางอิมพีแดนซ์

$$R_{WH} = \frac{N_c^2 \rho_w 2\pi R}{I_w \delta_w} \quad (4.18)$$

$$R_c = \frac{\rho_c * \pi d_c * N_c}{2\pi r * \delta_c} \quad (4.19)$$

$$X_w = \frac{\omega N_c^2 \mu_r \mu_0 \pi d_w^2}{4I_w} \quad (4.20)$$

$$X_g = \frac{\omega N_c^2 \mu_0 \pi (d_c^2 - d_w^2)}{4I_w} \quad (4.21)$$

$$X_c = \frac{\rho_c * \pi d_c * N_c}{2\pi r * \delta_c} \quad (4.22)$$

เมื่อ

ρ_m : ความต้านทานจำเพาะของโลหะ (ohm-metre)

μ_r : ค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์ของโลหะ

μ_0 : ค่าความซึมซาบได้ในอวกาศ (H/m)

ω : ความถี่เชิงมุมของการเหนี่ยวนำ

δ_c : คือค่าความลึกผิวที่ตัวนำทองแดงจากผลของความลึกผิว (m)

R_{WH} : ค่าความต้านทานชั้นงานที่ถูกย้ายขึ้นมาคำนวณมุมของหม้อแปลง (ohm)

R_c : ค่าความต้านทานของตัวนำขดลวดเหนี่ยวนำ (ohm)

X_w : ค่ารีแอกแตนซ์ความเหนี่ยวนำของชั้นงาน (ohm)

X_g : ค่า รีแอกแตนซ์ความเหนี่ยวนำของช่องอากาศ (ohm)

X_c : ค่ารีแอกแตนซ์ความเหนี่ยวนำของตัวนำทองแดง (ohm)

R : รัศมีของชั้นงาน (m)

l_w : ความยาวของชั้นงาน (m)

r : รัศมีของตัวนำขดลวดเหนี่ยวนำ (m)

N_c : จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ (turn)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- D_w : เส้นผ่านศูนย์กลางชิ้นงาน (m)
 D_c : เส้นผ่านศูนย์กลางขดลวดเหนี่ยวนำ (m)

4.4 การทำงานของระบบ

จากรูปที่ 4.1 การทำงานของระบบจะเริ่มขึ้นที่วงจรเรียงกระแส 1 เฟส พูลเวฟต่อเข้ากับระบบไฟการไฟฟ้า (V_s) ขณะนี้วงจรเรียงกระแสได้ทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 โวลต์เป็นไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC}) ประมาณ 300 โวลต์ แล้วผ่านไปยังวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์และชุดตัวประกอบ เรโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทำให้ทำงานเป็นเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ เพื่อให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (V_p) ซึ่งขณะนี้ออกคลื่นกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ประมาณ 37 แอมป์ที่มีความถี่สูงประมาณ 1 กิโลเฮิรต์แล้วลดแรงดันลงเป็น (V_c) ประมาณ 5 โวลต์อาร์เอ็มเอส และมีกระแสประมาณ 600 แอมป์ แล้วจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำและขณะนี้ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีจำนวนรอบ 5 รอบจะสร้างเส้นแรงแม่เหล็กและเกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าขึ้นในชิ้นงานทำให้เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานและเกิดกำลังไฟฟ้าเผาผลาญกลายเป็นความร้อนที่อุณหภูมิสูงประมาณ 1000 องศาเซลเซียส

4.5 วงจรควบคุม

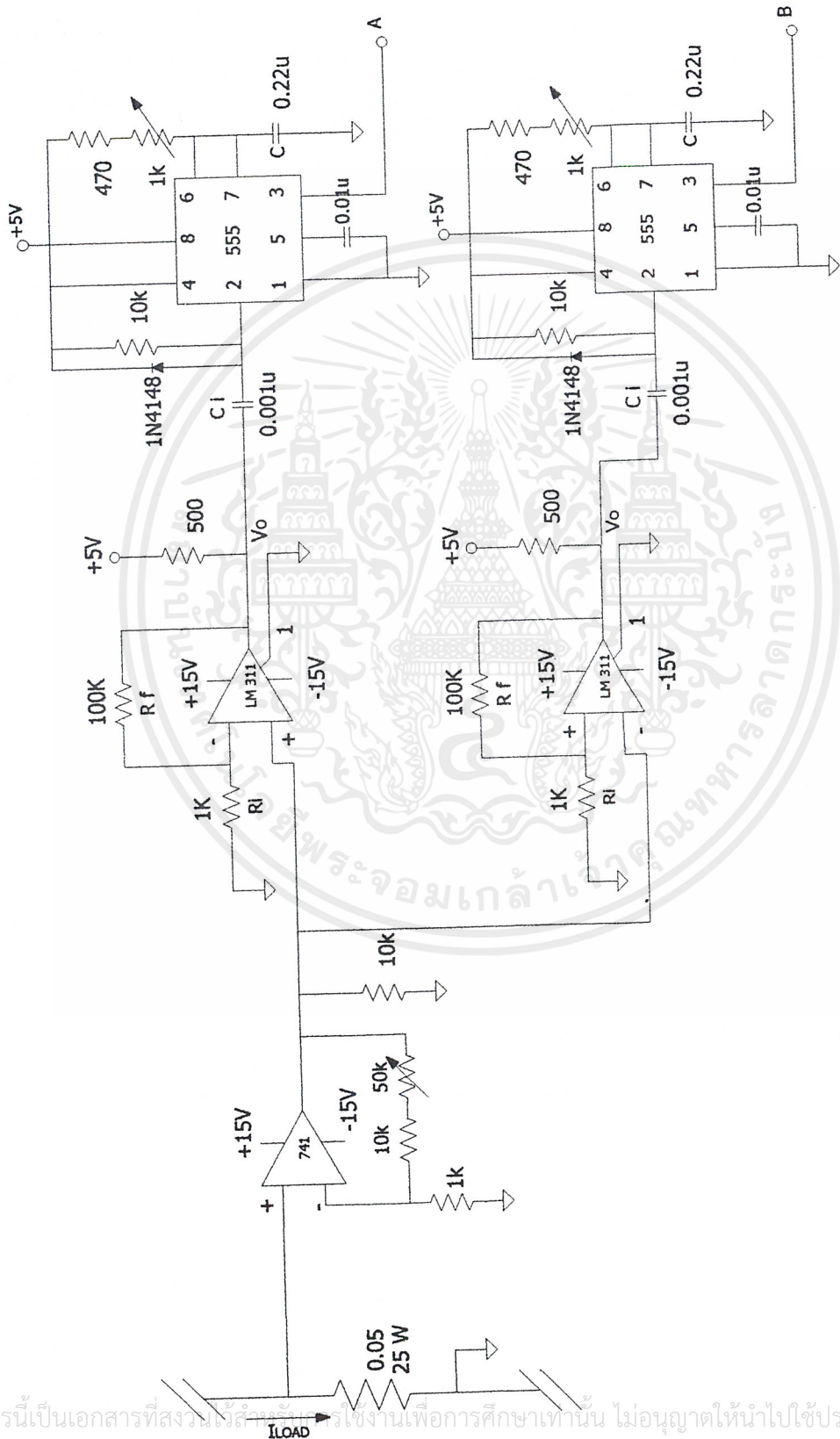
ส่วนของวงจรควบคุมมีเพียงส่วนเดียวคือวงจรสร้างสัญญาณขับที่ได้รับการป้อนสัญญาณเปรียบเทียบกับจากสัญญาณของกระแสไหลคของอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปขับ จีทีโอ ของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

วงจรนี้จะใช้ตัวต้านทานวัดค่าเท่ากับ 0.05 โอห์ม 25 วัตต์ เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณกระแสที่ไหลคของอินเวอร์เตอร์เป็นแรงดันขนาดต่ำๆระดับมิลลิโวลต์ แล้วสัญญาณแรงดันที่ได้จะถูกขยายขึ้นประมาณ 50 เท่า ด้วยวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ ไอซีออปแอมป์เบอร์ 741 ต่อในลักษณะขยายแบบไม่กลับสัญญาณ(non-inverting amplifier) แล้วสัญญาณที่ถูกขยายเป็นประมาณ 1-3 โวลต์นี้จะถูกส่งไปให้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน(Voltage comparator) ซึ่งประกอบด้วยไอซีออปแอมป์เบอร์ LM311 ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันที่เข้ามากับค่าศูนย์ ซึ่งอาจเรียกว่าเป็นการตรวจสอบหาจุดตัดศูนย์ของสัญญาณที่เข้ามาได้ ซึ่งส่วนที่จะแบ่งเป็นสองวงจรก็คือ วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบบวกที่รับแปลงคลื่นสัญญาณชาน์ซิกบวกลงไปเป็นสัญญาณพัลซ์ และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบลบจะแปลงคลื่นสัญญาณชาน์ซิกกลับไปเป็นสัญญาณพัลซ์ ซึ่งสัญญาณพัลซ์ที่ได้จะ

เป็นชนิดที่มีความกว้างพัลซ์เท่ากับความกว้างของคลื่นสัญญาณชาน์ซิกที่รับเข้า ดังนั้นต้องส่งต่อไป
 เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

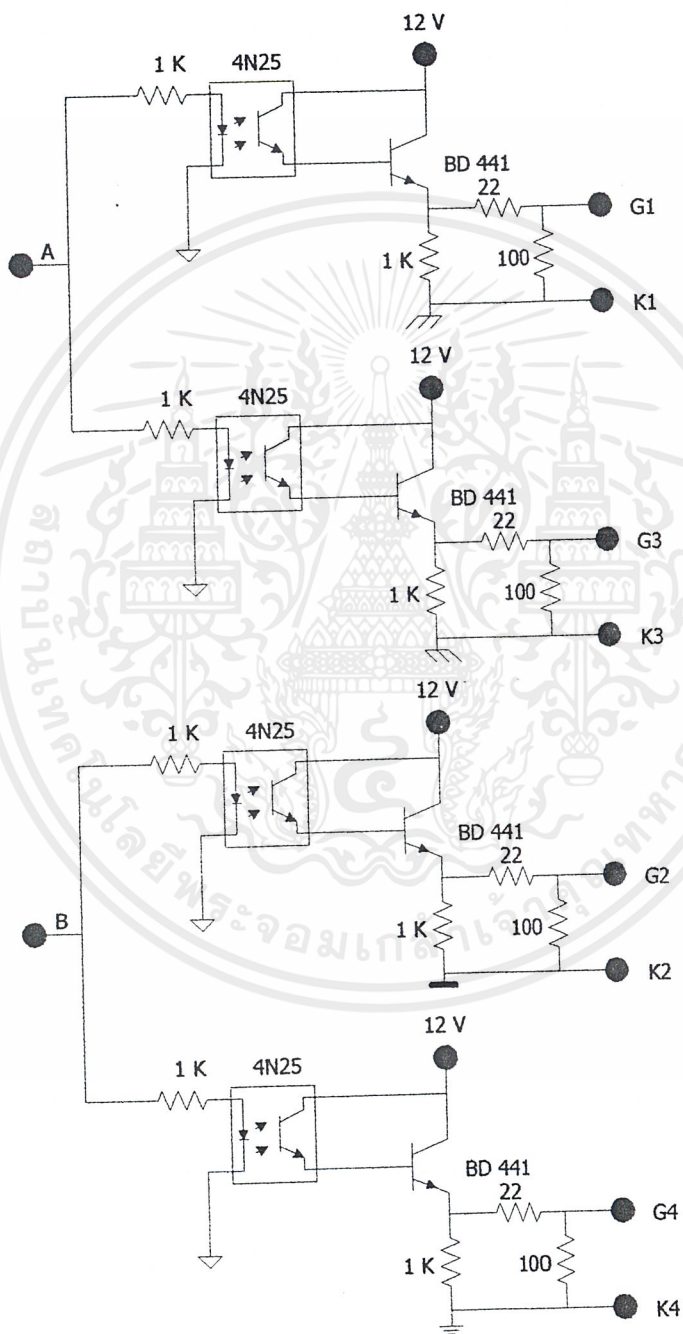
ยังวงจรกำหนดความกว้างพัลส์(Duty cycle control) ซึ่งจะใช้อิซีไทเมอร์เบอร์ 555 ค่เป็นวงจร โมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งสามารถที่จะปรับความกว้างของคลื่นพัลส์นี้ได้จากแคปที่สุคไป ถึงกว้างที่สุดเท่ากับความกว้างของคลื่นไซน์ หลังจากนั้นจะทำสัญญาณพัลส์ที่ได้ ซึ่งมีเฟสที่ถูก ต้องต่อการขับแล้วไปขยายกำลังให้สูงขึ้นด้วยวงจรมอเตอร์(Driver) ซึ่งจะใช้อิซีออปโตคัปเบิล เบอร์4N25 เป็นตัวแยกกราวด์แล้วต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์กำลังเบอร์ BD441 ในลักษณะคาร์ลิงตัน เพื่อขยายกระแสแล้วนำสัญญาณนำขับที่ได้ไปขับจีทีโอของอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรทั้งหมดจะมี แสดงในรูปที่ 4.2 และ 4.3





รูปที่ 4.2 แสดงวงจรควบคุมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงวิชาการเท่านั้น กรุณาใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.3 แสดงวงจรมอเตอร์ขับเคลื่อนของ จีทีโอ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การคำนวณและการออกแบบ

ในการออกแบบการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานด้วยการเหนี่ยวนำแบบออสซิลเลทสัณฐานด้วยตนเอง จะแบ่งส่วนต่างๆในการออกแบบดังนี้

1. การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ
2. การออกแบบหม้อแปลงลดแรงดัน
3. การออกแบบเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์
4. การออกแบบวงจรเรียงกระแส

5.1 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ 2.27 ถึง 2.31

$$R_{WH} = \frac{N_C^2 \rho_W 2\pi R}{l_W \delta_W}$$

$$R_C = \frac{\rho_C \pi d_C N_C}{2\pi r \delta_C}$$

$$X_W = \frac{\omega N_C^2 \mu_r \mu_0 \pi d_W^2}{4l_W}$$

$$X_g = \frac{\omega N_C^2 \mu_0 \pi (d_C^2 - d_W^2)}{4l_W}$$

$$X_C = \frac{\rho_C \pi d_C N_C}{2\pi r \delta_C}$$

สิ่งที่ต้องกำหนด

$d_W = 6$	มิลลิเมตร
$l_W = 5$	เซนติเมตร
$d_C = 1.3$	เซนติเมตร
$\delta_C = 0.5$	มิลลิเมตร
$r = 3.25$	มิลลิเมตร
$N_C = 5$	รอบ
$\mu_r = 9.5$	

$$\mu_{r2} = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\rho_C = 1.72 * 10^{-8} \Omega - m$$

$$\rho_{20} = 0.16 * 10^{-6} \Omega - m$$

$$\rho_{760} = 1.025 * 10^{-6} \Omega - m$$

$$\rho_{1200} = 1.22 * 10^{-6} \Omega - m$$

$$C\gamma_{760} = 5000000 \text{ J K}^{-1} \text{ m}^{-3}$$

$$C\gamma_{1200} = 5100000 \text{ J K}^{-1} \text{ m}^{-3}$$

$$T_r = 20^\circ C$$

$$T_1 = 760^\circ C$$

$$T_2 = 1200^\circ C$$

$$f = 1 \text{ kHz}$$

$$V_C = 3 V_{rms}$$

ในการคำนวณจะมีสภาวะเกิดขึ้น 2 ช่วง คือช่วงที่อุณหภูมิต่ำกว่าจุด Currie point ให้ตัวห้อยที่ตัวแปรเป็น “1” และช่วงที่อุณหภูมิสูงกว่าจุด Currie point ให้ตัวห้อยที่ตัวแปรเป็น “2”

$$\omega = 2\pi f$$

$$\omega = 2\pi * 1000$$

$$\omega = 6280 \text{ rad/s}$$

หาค่าเฉลี่ยของความต้านทานจำเพาะระหว่างช่วง

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_{20}} + \sqrt{\rho_{760}})^2}{4} \quad (5.1)$$

$$\rho_{m1} = \frac{(\sqrt{0.16 * 10^{-6}} + \sqrt{1.025 * 10^{-6}})^2}{4}$$

$$\rho_{m1} = 4.99 * 10^{-7}$$

$$\rho_{m2} = \frac{(\sqrt{0.1025 * 10^{-6}} + \sqrt{1.22 * 10^{-6}})^2}{4}$$

$$\rho_{m2} = 1.12 * 10^{-6}$$

$$\delta_W = \sqrt{\frac{2\rho_m}{\mu_r \mu_0 2\pi f}} \quad (5.2)$$

$$\delta_{W1} = \sqrt{\frac{2 * 4.99 * 10^{-7}}{9.5 * 4\pi * 10^{-7} * 2\pi * 1000}}$$

$$\delta_{W1} = 0.0036 \text{ m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta_{W2} = \sqrt{\frac{2 * 1.12 * 10^{-6}}{1 * 4 \pi * 10^{-7} * 2\pi * 1000}}$$

$$\delta_{W2} = 0.0168 \text{ m}$$

$$R = \frac{d_W}{2} = 3 \text{ mm}$$

$$R_{WH1} = \frac{5^2 * 4.99 * 10^{-7} * 2\pi * 3 * 10^{-3}}{5 * 10^{-2} * 0.0036}$$

$$R_{WH1} = 0.0013 \Omega$$

$$R_{WH2} = \frac{5^2 * 1.12 * 10^{-6} * 2\pi * 3 * 10^{-3}}{5 * 10^{-2} * 0.0168}$$

$$R_{WH2} = 6.269 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{W1} = \frac{2\pi * 1000 * 5^2 * 9.5 * 4\pi * 10^{-7} * \pi * (6 * 10^{-3})^2}{4 * 5 * 10^{-2}}$$

$$X_{W1} = 0.0011 \Omega$$

$$X_{W2} = \frac{2\pi * 1000 * 5^2 * 1 * 4\pi * 10^{-7} * \pi * (6 * 10^{-3})^2}{4 * 5 * 10^{-2}}$$

$$X_{W2} = 1.116 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{g1} = \frac{2\pi * 1000 * 5^2 * 4\pi * 10^{-7} * \pi * [(1.3 * 10^{-2})^2 - (6 * 10^{-3})^2]}{4 * 5 * 10^{-2}}$$

$$X_{g1} = 4.123 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{g2} = \frac{2\pi * 1000 * 5^2 * 4\pi * 10^{-7} * \pi * [(1.3 * 10^{-2})^2 - (6 * 10^{-3})^2]}{4 * 5 * 10^{-2}}$$

$$X_{g2} = 4.1238 * 10^{-4} \Omega$$

$$R_{C1} = \frac{1.72 * 10^{-8} * \pi * 1.3 * 10^{-2} * 5}{2\pi * 3.25 * 10^{-3} * 5 * 10^{-3}}$$

$$R_{C1} = 3.44 * 10^{-4} \Omega$$

$$R_{C2} = \frac{1.72 * 10^{-8} * \pi * 1.3 * 10^{-2} * 5}{2\pi * 3.25 * 10^{-3} * 5 * 10^{-3}}$$

$$R_{C2} = 3.44 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{C1} = \frac{1.72 * 10^{-8} * \pi * 1.3 * 10^{-2} * 5}{2\pi * 3.25 * 10^{-3} * 5 * 10^{-3}}$$

$$X_{C1} = 3.44 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{C2} = \frac{1.72 * 10^{-8} * \pi * 1.3 * 10^{-2} * 5}{2\pi * 3.25 * 10^{-3} * 5 * 10^{-3}}$$

$$X_{C2} = 3.44 * 10^{-4} \Omega$$

$$R_{t1} = R_{W1} + R_{C1}$$

(5.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{t1} = 0.0016 \Omega$$

$$R_{t2} = R_{W2} + R_{C2} \quad (5.4)$$

$$R_{t2} = (6.269 * 10^{-4}) + (3.44 * 10^{-4})$$

$$R_{t2} = 9.709 * 10^{-4} \Omega$$

$$X_{t1} = X_{W1} + X_{C1} + X_{g1} \quad (5.5)$$

$$X_{t1} = 0.001 + (3.44 * 10^{-4}) + (4.123 * 10^{-4})$$

$$X_{t1} = 0.0018 \Omega$$

$$X_{t2} = X_{W2} + X_{C2} + X_{g2} \quad (5.6)$$

$$X_{t2} = (1.116 * 10^{-4}) + (3.44 * 10^{-4}) + (4.123 * 10^{-4})$$

$$X_{t2} = 8.680 * 10^{-4} \Omega$$

$$Z_{t1} = \sqrt{0.0018^2 + (8.680 * 10^{-4})^2}$$

$$Z_{t1} = 0.0024 \Omega$$

$$Z_{t2} = \sqrt{(9.709 * 10^{-4})^2 + (8.680 * 10^{-4})^2}$$

$$Z_{t2} = 0.0013 \Omega$$

$$I_{C1} = \frac{V_C}{Z_{t1}} \quad (5.7)$$

$$I_{C1} = \frac{3}{0.0024}$$

$$I_{C1} = 1.228 * 10^3 \text{ A}$$

$$I_{C2} = \frac{3}{0.0013}$$

$$I_{C2} = 2.3 * 10^3 \text{ A}$$

$$P_{W1} = \frac{R_{WH1} * (N_C * I_{C1})^2}{N_C^2} \quad (5.8)$$

$$P_{W1} = \frac{0.0013 * 5 * 1.228 * 10^3}{5^2}$$

$$P_{W1} = 1.94 * 10^3 \text{ W}$$

$$P_{W2} = \frac{6.269 * 10^{-4} * 5 * 2.3 * 10^3}{5^2}$$

$$P_{W2} = 3.3266 * 10^3 \text{ W}$$

$$A_W = 2\pi R * I_W \quad (5.9)$$

$$A_W = 2\pi * 3 * 10^{-3} * 5 * 10^{-2}$$

$$A_W = 9.424 * 10^{-4} \text{ m}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{D1} = \frac{P_{W1}}{A_W} \quad (5.10)$$

$$P_{D1} = \frac{1.94 * 10^3}{9.424 * 10^{-4}}$$

$$P_{D1} = 2.06 * 10^6 \text{ W/m}^2$$

$$P_{D2} = \frac{3.3266 * 10^3}{9.424 * 10^{-4}}$$

$$P_{D2} = 3.5296 * 10^6 \text{ W/m}^2$$

$$T_{emp1} = T_1 - T_r \quad (5.11)$$

$$T_{emp1} = 760 - 20$$

$$T_{emp1} = 740^\circ \text{C}$$

$$T_{emp2} = T_2 - T_1 \quad (5.12)$$

$$T_{emp2} = 1200 - 760$$

$$T_{emp2} = 440^\circ \text{C}$$

$$th_1 = \frac{C_{y760} * R * T_{emp1}}{2 * P_D} \quad (5.13)$$

$$th_1 = \frac{5000000 * 3 * 10^{-3} * 740}{2 * 2.06 * 10^6}$$

$$th_1 = 2.69 \text{ sec}$$

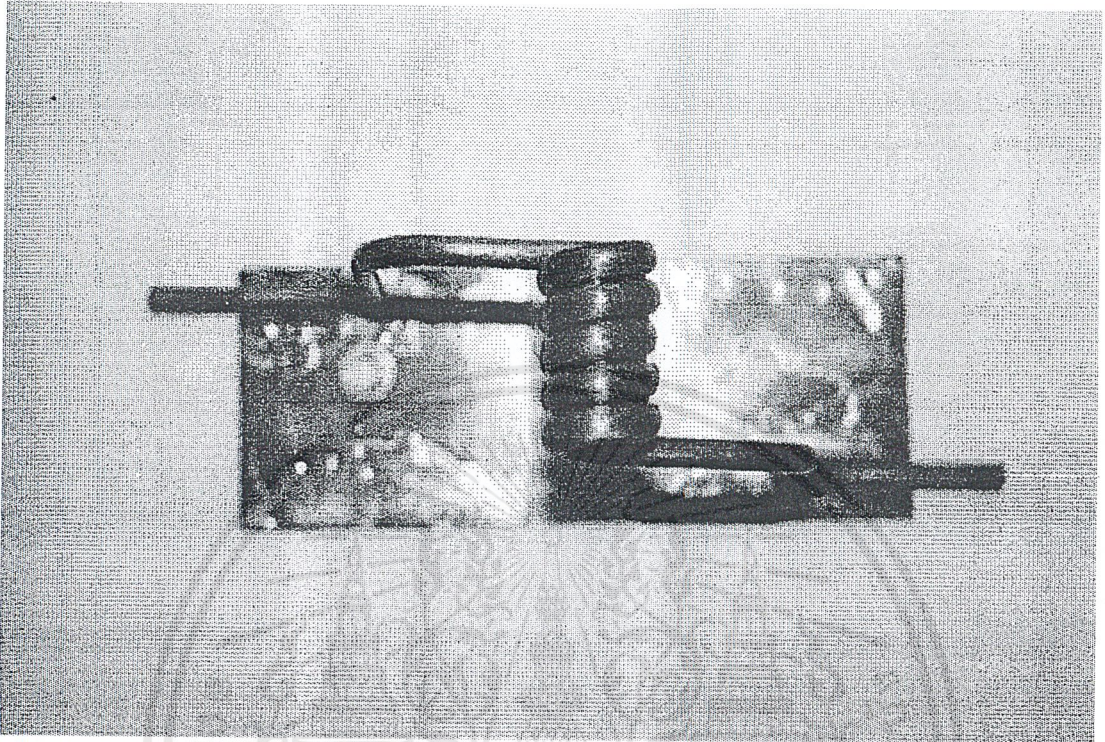
$$th_2 = \frac{5100000 * 3 * 10^{-3} * 740}{2 * 2.06 * 10^6}$$

$$th_2 = 0.95 \text{ sec}$$

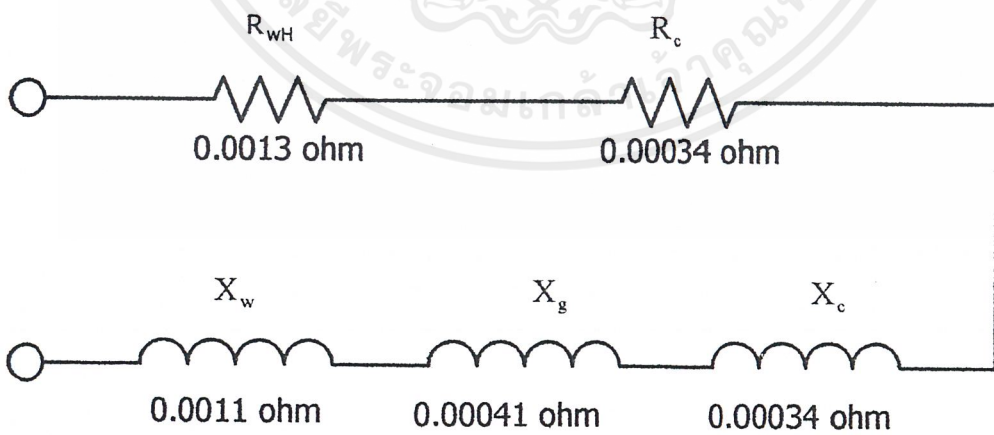
สรุปผลที่ได้จากการออกแบบขดลวด

ความโตเหล็ก	6	มิลลิเมตร
ความยาวเหล็ก	5	เซนติเมตร
ความโตคอยล์	1.3	เซนติเมตร
จำนวนรอบขดลวด	5	รอบ
แรงดันที่ใช้	3	โวลท์
กระแสที่ใช้	$2.3 * 10^3$	แอมป์
อุณหภูมิสูงสุด	1200^0	เซลเซียส
เวลาในการให้ความร้อน	3.6	วินาที
ความโตตัวนำขดลวด	$\frac{1}{4}$	นิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

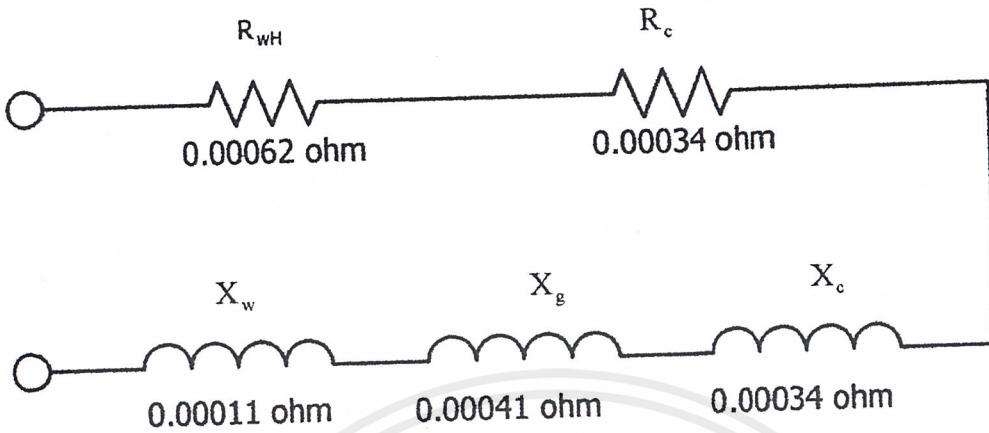


รูปที่ 5.1 แสดงรูปขดลวดที่ออกแบบได้
และได้พารามิเตอร์ของวงจรสมมูลดังรูป 5.2 และ 5.3



รูปที่ 5.2 แสดงวงจรสมมูลขดลวดเหนี่ยวนำในช่วงต่ำกว่าจุด Currie point

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงวงจรสมมูลย์ขดลวดเหนี่ยวนำที่ช่วงสูงกว่าจุด Currie point

5.2 การออกแบบหม้อแปลงลดแรงดัน

การออกแบบหม้อแปลงลดแรงดัน จะพิจารณาจากอัตราส่วนของกระแสที่ใช้ดูจากค่ากระแสที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะต้องมีค่าที่อยู่ในระดับที่ จีทีโอ ที่อินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างปลอดภัย ซึ่งจะทำให้การเลือกกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เท่ากับ $20 A_{rms}$ เพราะฉะนั้นจึงได้อัตราส่วนเบื้องต้นที่จะใช้ในการออกแบบหม้อแปลงเป็น 115 เท่า ดังนั้นเราต้อง โอนค่าอินพีแดนซ์จากขดลวดเหนี่ยวนำมาทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

$$Z_p = a^2 * Z_t \quad (5.14)$$

$$Z_p = 115^2 * 0.0013$$

$$Z_p = 17.19 \Omega$$

และ จะ ได้ได้แรงดันปฐมภูมิเป็น

$$V_p = I_p Z_p \quad (5.15)$$

$$V_p = 20 * 17.19$$

$$V_p = 343.8 \text{ Volts}$$

ต่อไปเป็นการหาจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ

จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E = 4.44 * f * N * B_{\max} * A_c \quad (5.16)$$

โดยกำหนด

$$B_{\max} = 0.12 \text{ Tesla}$$

แกนใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบแท่งจำนวน 25 แท่งแต่ละแท่งมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1 เซนติเมตร

$$A_c = \frac{\pi * 25 * (1 * 10^{-2})^2}{4}$$

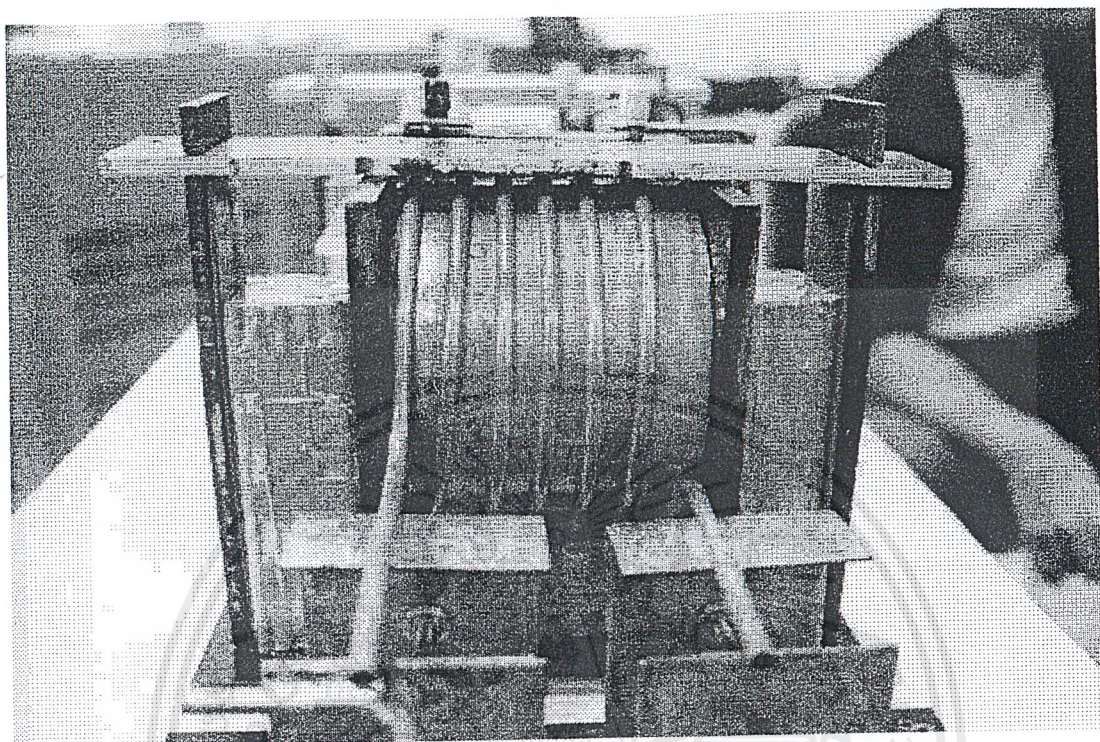
$$A_c = 1.963 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

ในการออกแบบจะใช้ความถี่ 1.5 kHz เนื่องจากระบบมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ ซึ่งจะกำหนดไม่ให้สูงเกิน 1.5 kHz ซึ่งจะกำหนดที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในการเรโซแนนท์

$$N_p = \frac{343}{4.44 * 1500 * 0.12 * 1.963 * 10^{-3}}$$

$$N_p = 218.6 \text{ รอบ}$$

ใช้ 240 รอบ เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก แต่ในการทดลองจะใช้อัตราส่วนจำนวนรอบเป็น 240 ต่อ 6 รอบ เนื่องจากขดเคเบิลการสูญเสียของเส้นแรงแม่เหล็กที่ปรากฏเมื่อทำการพันจริง ดังนั้นจึงใช้จำนวนรอบทางทฤษฎีเป็น 6 รอบ ถวดตัวนำขดลวดปฐมภูมิจะต้องทนกระแสได้มากกว่าหรือเท่ากับ 20 แอมป์จึงเลือกใช้ลวดตัวนำแบบแบนขนาด 5×3 มิลลิเมตร และขดลวดตัวนำขดทฤษฎีต้องมีขนาดโตมากถ้าใช้เป็นลวดตัน จึงใช้ท่อทองแดงขนาด $\frac{1}{4}$ นิ้ว และใช้น้ำไหลในท่อเป็นการระบายความร้อนจากการสูญเสียในความต้านทานที่สูงเนื่องจากใช้พื้นที่น้อยกว่าปกติ



รูปที่ 5.4 แสดงรูปหม้อแปลงลดแรงดัน

5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในส่วนเรโซแนนท์

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่จะใช้ในการกำหนดความถี่การเรโซแนนท์นั้นจะต้องคิดค่าความเหนี่ยวนำที่โอนย้ายจากโหลดที่ขดลวดเหนี่ยวนำ รวมทั้งความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงเอง คิดค่าความเหนี่ยวนำที่โอนย้ายมาจากขดลวด

$$X_t' = \left(\frac{240}{6}\right)^2 * 8.68 * 10^{-4}$$

$$X_t' = 1.38 \Omega$$

$$L_t' = \frac{1.388}{2\pi * 1.5k}$$

$$L_t' = 0.147 \text{ mH}$$

จะทำการไม่คิดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงเนื่องจากทำการวัดได้ยากมาก จึงไม่นำมาคำนวณในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ จะกำหนดค่าต่างๆดังนี้

แกนเฟอร์ไรท์แท่งเส้นผ่านศูนย์กลาง 1 เซนติเมตร จำนวน 50 แท่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_c = \frac{\pi * 50 * (1 * 10^{-2})}{4}$$

$$A_c = 3.926 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

gap 10 mm

ใช้ B = 0.25 เทสลา

ต้องการจำนวนรอบที่จะไม่ทำให้ค่า B เกิดการอิ่มตัว

$$\text{จาก } B = \frac{\mu_0 * N * I}{\text{gap}} \quad (5.17)$$

ต้องใช้ค่ากระแสสูงสุด

$$N = \frac{0.25 * 10 * 10^{-3}}{4\pi * 10^{-7} * \sqrt{2} * 20}$$

$$N = 70.3 \text{ รอบ}$$

ใช้ 70 รอบ

$$L = \frac{N^2}{\text{ห}}$$

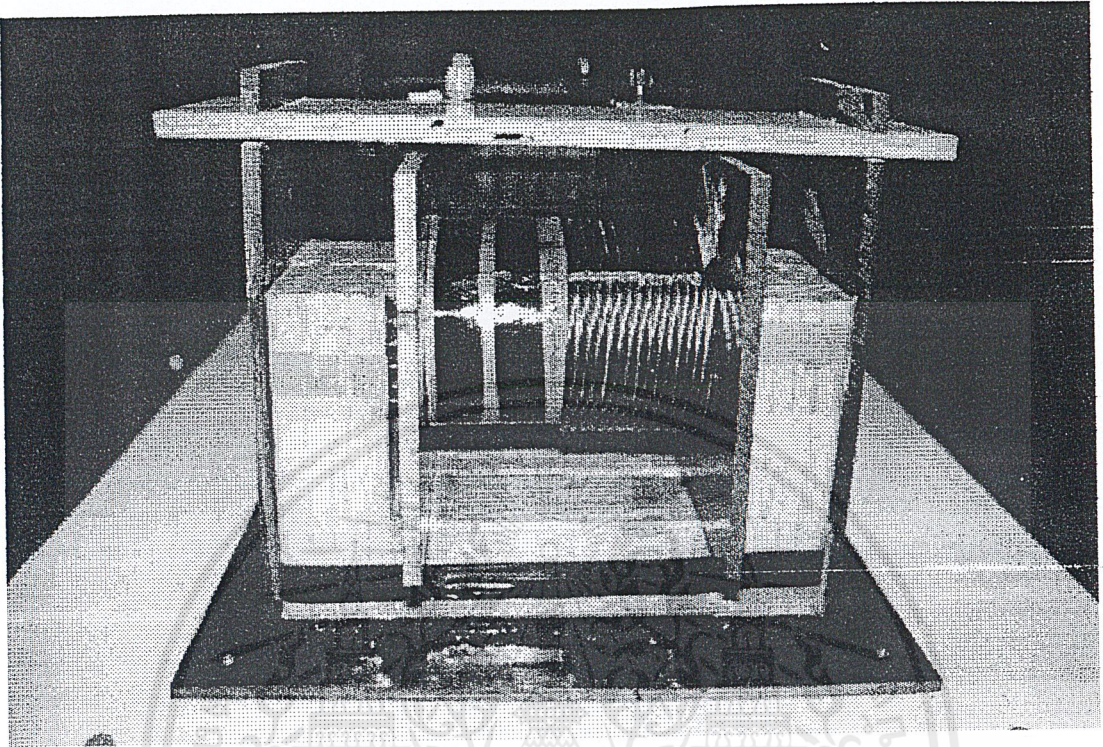
$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{\text{gap}} \quad (5.19)$$

$$L = \frac{4\pi * 10^{-7} * 70^2 * 3.926 * 10^{-3}}{10 * 10^{-3}}$$

$$L = 2.417 * 10^{-3} \text{ H}$$

แต่พันจริงได้ 5 mH เนื่องจากได้เก็บน้อยกว่าเดิม ดังนั้นจึงใช้ค่า 5 mH เพราะเก็บเหลือประมาณ 2 mm และกระแสจริงได้ลดลงจึงทำให้ไม่เกิดการอิ่มตัวทางเส้นแรงแม่เหล็ก คำนวณที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำจะต้องรองรับกระแสได้ 20 แอมป์ จึงใช้ลวดอาบฉนวนเบอร์ 22 SWG ตีเกลียว 14 เส้นเพื่อจ่ายต่อการพันกว่าการใช้ลวดเส้นใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



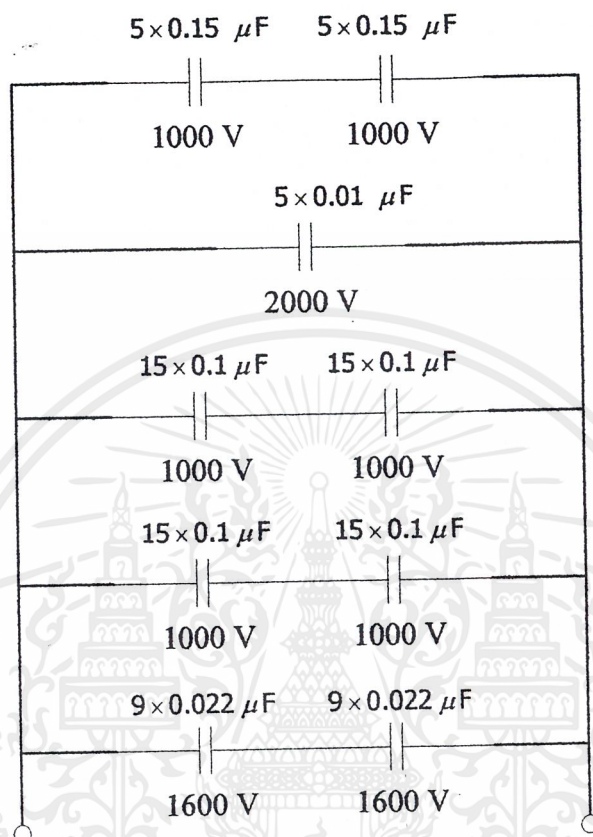
รูปที่ 5.5 แสดงรูปตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่ออกแบบได้ การเลือกค่าตัวเก็บประจุจะถูกกำหนดด้วยสมการความถี่เรโซแนนซ์

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.20)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi * 1500)^2 * (0.147 + 5) * 10^{-3}}$$

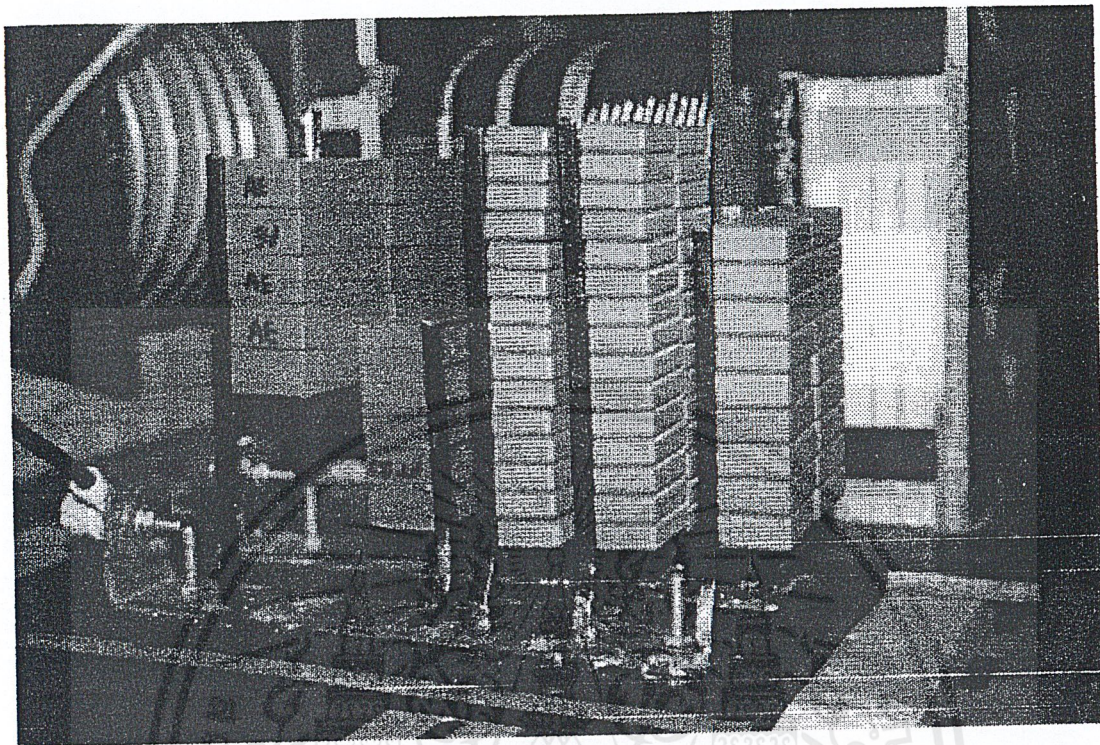
$$C = 2.18 \mu\text{F}$$

ในการใช้จริงทำการเลือกค่าได้เป็น $2.024 \mu\text{F}$ โดยการต่อตัวประจุนั้น้อยรวมกันเพื่อให้สามารถถ่ายเทกระแสค่าสูงๆ ได้จากการขนานกันดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 แสดงการประกอบตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 แสดงรูปตัวเก็บประจุที่ออกแบบได้

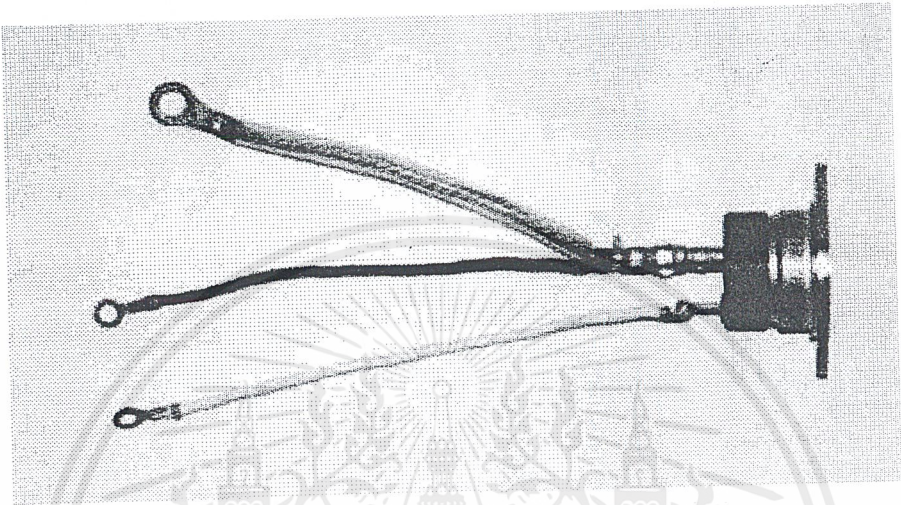
5.4 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.1 อินเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้ เลือกใช้แบบฟูลบริดจ์ เนื่องจากต้องการกำลังไฟฟ้าขาออกสูง และลดพิດกัการทนกระแสและแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์เมื่อเทียบกับชนิดอื่น เช่นแบบกึ่งบริดจ์ ซึ่งต้องทนพิคักได้สูงกว่ารวมทั้งต้องมีตัวเก็บประจุขนาดเพียงพอที่จะมาทำการแบ่งแรงดันและ โอนย้ายหรือถ่ายเทพลังงานได้ จึงต้องใช้ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ไม่ต้องมีตัวเก็บประจุแบ่งแรงดัน

อุปกรณ์ที่เป็นตัวสวิตช์ใน โรงงานเลือกใช้ เกท เทรอน ออฟ ไทริสเตอร์เบอร์ GFF 200 E 12 ของบริษัทอิตาชิ เหตุที่เลือกใช้ไทริสเตอร์เพราะต้องการศึกษาวิธีการทำงานของ ไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากในอุตสาหกรรมขนาดใหญ่จะใช้ไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์ในการทำเป็นแหล่งจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ เนื่องจากมีพิคักกำลังสูงมากที่สุดในบรรดาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ และยังทำงานได้ดีในควมถี่ที่ใช้ในการให้ความร้อนแบบทั่วถึง(Through Heating) และเหตุที่เลือกใช้ชนิดเกท เทรอน ออฟ เพราะชนิดนี้เป็น ไทริสเตอร์ที่มีเวลาหยุดนำกระแส (turn off time) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ SCR ในพิคักเดียวกัน เนื่องจากใน เกท เทรอน ออฟ ไทริสเตอร์มีลักษณะโครงสร้างแบบเซลต์ คาโอด ไอซ์แลนค์ เปรียบเสมือนมี ไทริสเตอร์ ตัวเล็กๆจำนวนมากขนานอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้างใน ซึ่งทำให้มีความเร็วสูงกว่าค่า ไทริสเตอร์แบบ เอส ซี อาร์ ซึ่ง เกท เทรอน ออฟ ที่เลือกใช้มี พิกัดแรงดัน 1200 โวลต์ 70 แอมป์ เวลาหยุดนำกระแส 10 มิลลิวินาที ในวงจรดังรูป 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงรูปของ จีทีโอ ที่ใช้

จากรูปไดโอดอินเวอร์สกระแสที่ต่ออยู่กับ จีทีโอ ต่อไว้เป็นทางไหลกลับของกระแสใน ขณะที่อยู่ในช่วงของช่วงเวลาหยุดนำ (turn off time) หรือในช่วงเขตที่ไทม์ (Death time) ซึ่งต้อง เป็นชนิด ฟาสท์ รีเวอร์สรีคัฟเวอรี เนื่องจากใช้ในความถี่สูงประมาณในช่วง 1 กิโลเฮิรท์ ซึ่งเลือกใช้ ไดโอดเบอร์ SKN 60 F 12 ซึ่งทนแรงดันได้ 1200 โวลท์ กระแส 60 แอมป์

ในการเลือกแผ่นระบายความร้อนจะเลือกโดยวิธีการทดลอง โดยจะนำเอาตัวต้านทานวัตต์ สูงมาต่อขนานกัน ให้ได้ขนาดวัตต์ตามจำนวนวัตต์ที่จะเกิดกับ จีทีโอ เช่นในอินเวอร์เตอร์นี้ จีทีโอ มี แรงดันขณะนำกระแส 1.25 โวลท์ ($V_{AK,on}$) และมีกระแสนำ 20 แอมป์ ให้ P_D คือกำลังสูญเสียใน จีทีโอ

$$P_D = V_{AK,on} * I_{AK,on} \quad (5.21)$$

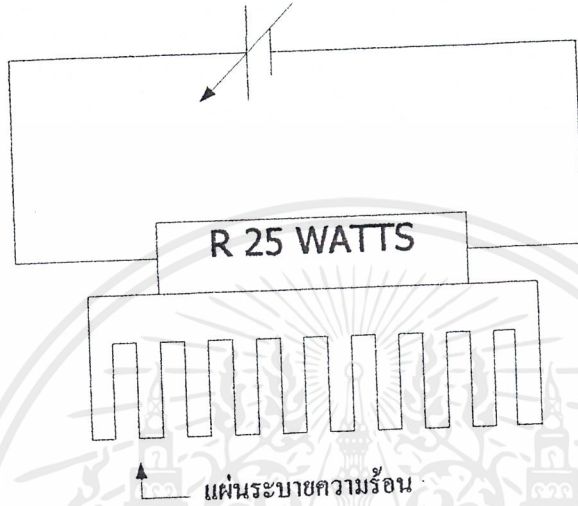
$$P_D = 1.25 * 20$$

$$P_D = 25 \text{ W}$$

ซึ่งแผ่นระบายความร้อนต้องสามารถระบายความร้อนได้อย่างน้อยที่ 25 วัตต์ โดยที่ อุณหภูมิไม่สูงนักและในขณะที่เปลี่ยนสถานะของแรงดันและกระแส หรือในขณะที่สับสวิทช์ ก็จะมี กำลังสูญเสียที่ต้องคิดเพิ่มอีก แต่ในระบบทำงานที่จุดเรโซแนนท์จริงๆ ก็อาจจะไม่คิดได้เนื่องจาก เป็นการนำกระแส หรือ สับสวิทช์ที่กระแสเป็นศูนย์ ดังนั้นต้องทดสอบของอุณหภูมิของแผ่นระบาย

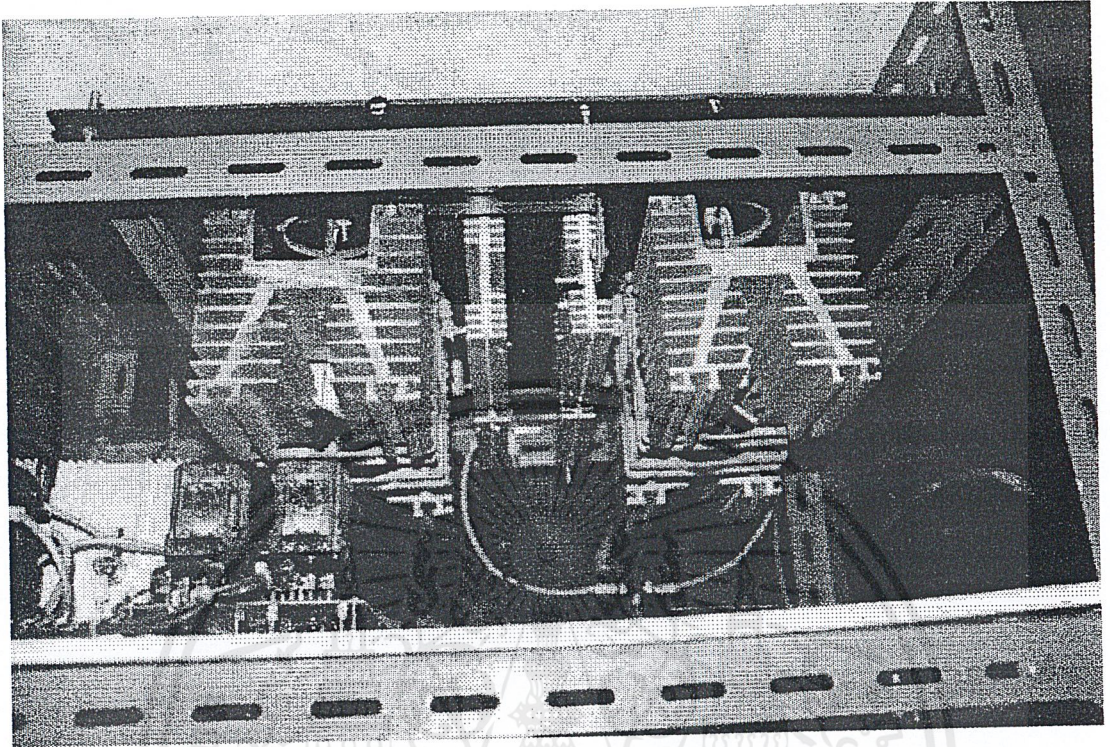
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความร้อนที่จะใช้ว่ามีอุณหภูมิสูงหรือเปล่า ด้วยการสัมผัสด้วยมือเปล่า วงจรที่ใช้ในการเลือกแสดง
ได้ดังรูป 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรในการทดสอบอุณหภูมิแผ่นระบายความร้อน

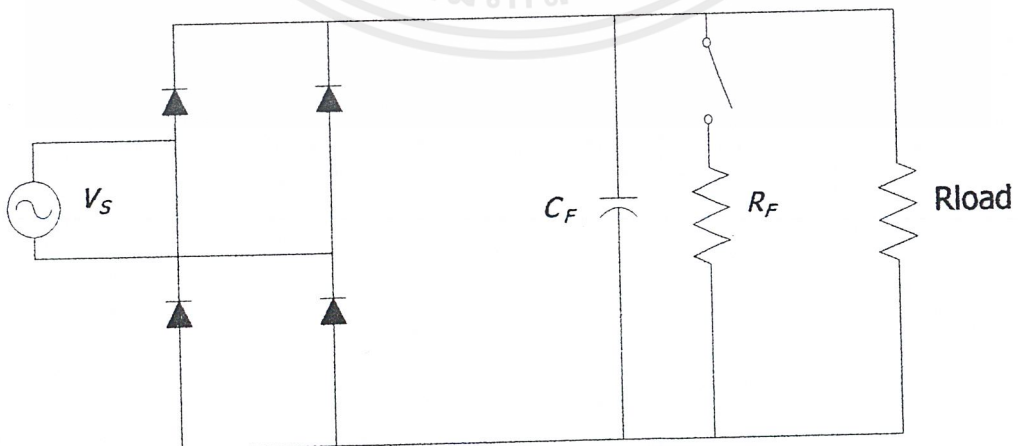
จากอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบไว้จะสามารถทำงานในย่านความถี่ที่ไม่เกิน ≈ 10 กิโลเฮิรต์
เนื่องจากถูกจำกัดด้วยความไวและเวลาหยุดนำของ จีทีโอ นั่นเอง และรูปอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ
ได้แสดงด้วยรูป 5.10



รูปที่ 5.10 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

5.5 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าประมาณ 300 โวลต์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.11 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรที่ 2 เป็นวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบบริดจ์ โดยมีตัวเก็บประจุ C_F เพื่อกรองแรงดันและมีความต้านทาน R_F ทำหน้าที่คายประจุให้กับคาปาซิเตอร์เมื่อวงจรหยุดทำงานเพื่อป้องกันอันตรายจากประจุตกค้าง โดยเป็นหน้าสัมผัสของแมกเนติก(magnetic contactor)ปกติปิดคือเมื่อเริ่มการทำงานแมกเนติกจะเปิดวงจร R_F ไม่ครบวงจรและเมื่อหยุดการทำงานแมกเนติกจะต่อครบวงจรเพื่อจะคายประจุของคาปาซิเตอร์ออก

5.5.1 คำนวณค่าของตัวเก็บประจุ C_F

$$\text{ค่ายอดของแรงดันไฟสลับ} = 220 * \sqrt{2} = 311$$

กำหนดให้แรงดันตัวเก็บประจุมีการกระเพื่อมจากยอดถึงยอด เท่ากับ 5 % ของแรงดัน

$$DV = 311 * .05 = 15.5$$

โดย I คือกระแสตัวเก็บประจุจ่ายในช่วงเวลาที่ไดโอดไม่นำกระแส

$$\text{แรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุมีค่า} = \text{ค่ายอด} - \frac{DV}{2} \quad \text{V} \quad (5.22)$$

$$= 311 - \frac{15.5}{2} = 303.25 \quad \text{V}$$

$$\text{คำนวณค่าตัวเก็บประจุจากสมการ} \quad C = \frac{IDT}{DV} \quad \text{ฟารัด} \quad (5.23)$$

DT ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแส

DV ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

ให้วงจรเรียงกระแสจ่ายกระแสได้ 15 A เป็นวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 1 เฟส ไดโอดไม่นำกระแส 1 ใน 2 คาบ ดังนั้น $DT = 10$ มิลลิวินาที

$$C = \frac{15 * 10 * 1E-3}{15.5} = 9677 \quad \text{ไมโครฟารัด}$$

ดังนั้น เราเลือกตัวเก็บประจุที่หาได้ มีขนาด 8200 ไมโครฟารัด และ 6000 ไมโครฟารัดทนแรงดันไฟตรง 350 โวลต์ โดยนำคาปาซิเตอร์ทั้ง 2 ตัวมาขนานกัน มีค่าเท่ากับ 14200 ไมโครฟารัด ซึ่งจะได้ค่ามากกว่าที่คำนวณไว้ทำให้ค่าแรงดันกระเพื่อมน้อยกว่าที่กำหนดไว้ ซึ่งค่าแรงดันกระเพื่อมเท่ากับ 3.4 %

5.5.2 เลือกฟิวส์ไดโอด

เนื่องจากโหลดต้องการกระแสประมาณ 15 A ดังนั้น ไดโอดต้องทนกระแสอาร์เอ็มเอสได้ (I_{rms}) = 10.6 A ในการเลือกฟิวส์ไดโอดให้เผื่อฟิวส์ของไดโอดเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ ฟิวส์กระแสลดลง 0.8 เท่าของฟิวส์ ณ อุณหภูมิ 25°C ที่ตัวถัง เท่ากับ 13.25 A และเมื่อคำนึงถึงการจ่ายเกินภาระ (overload) ประมาณ 1.5 เท่า และค่าตัวประกอบความปลอดภัย (safety factor) ประมาณ 2 เท่า จะต้องใช้ฟิวส์ไดโอดที่มีฟิวส์ของกระแสที่ 25°C เท่ากับ 39.75 A ดังนั้น เลือกไดโอด ฟิวส์ของกระแส 60 A เบอร์ 60MQ120 เนื่องจากฟิวส์ 39.75 A ไม่มีขายตามท้องตลาด

5.5.3 การหาค่าความต้านทานคายประจุ

เพื่อต้องการคายประจุคาปาซิเตอร์ลงให้เหลือ 10% ภายใน 1 วินาที

จากสมการ

$$V_C = V_{C0} \exp\left[-\frac{t}{RC}\right] \quad (5.24)$$

เมื่อ	$V_{\infty} = 303.25$	โวลต์
	$V_c = 30.3$	โวลต์
	$C = 14200$	ไมโครฟารัด
	$t = 1$	วินาที

ดังนั้น จะได้ความต้านทานมีค่าเท่ากับ 30.36 โอห์ม

กำลังงานที่เกิด

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \quad \text{จูล} \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} * 14200 * 10^{-6} * (303.25 - 30)^2 \\
 &= 530.1 \text{ จูล} \\
 \text{power} &= \frac{530.1}{1} = 530.1 \text{ วัตต์}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น เลือกใช้ตัวต้านทาน 30 โอห์ม 50 วัตต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

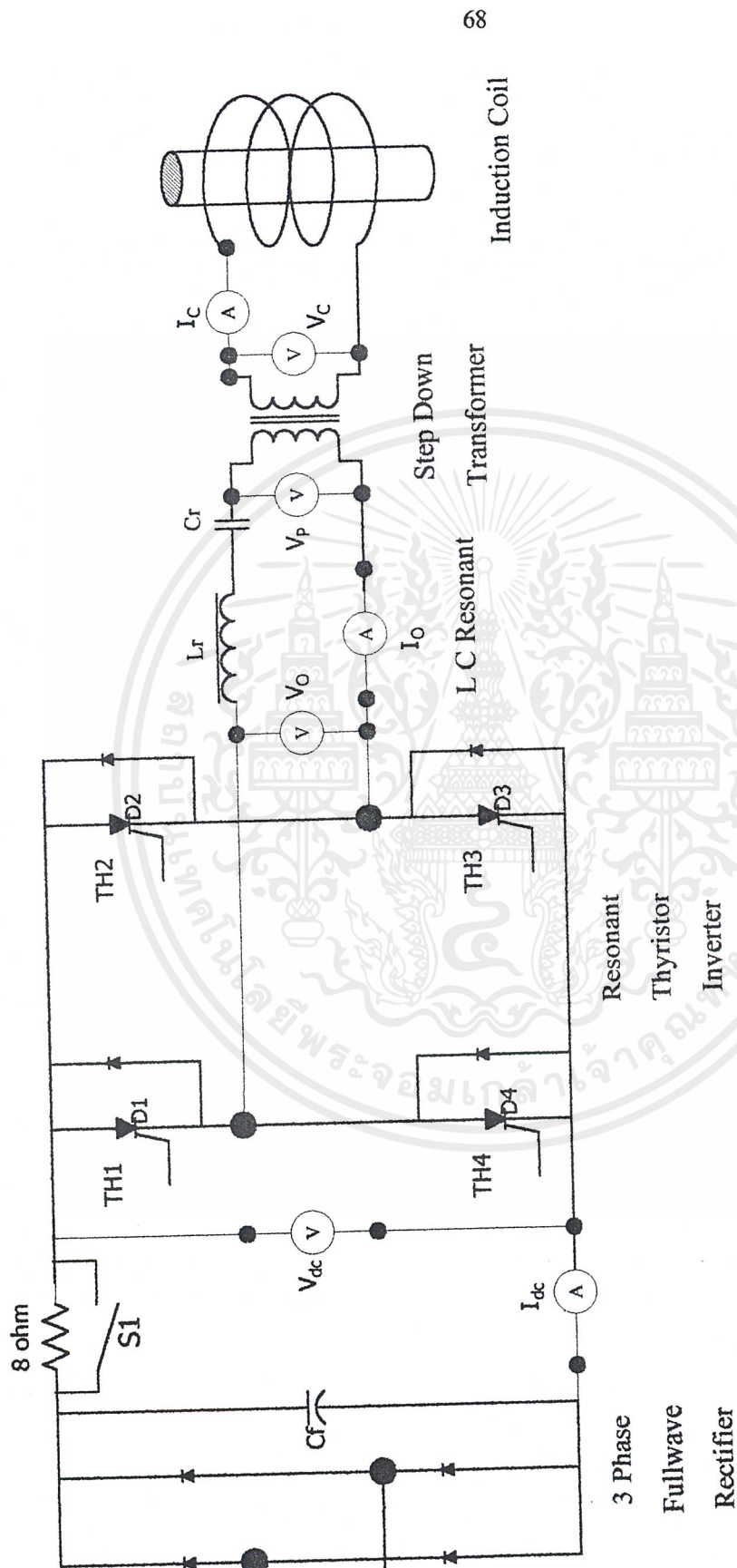
ระบบของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบออสซิลเลทสัญญาณขับเคลื่อนด้วยตัวเอง ที่ ออกแบบไว้เป็นการออกแบบใช้กับแรงดัน 1 เฟส 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต แต่ในขั้นการทดลองได้ต่อ ชุดตัวต้านทานค่า 8 โอห์ม เข้าที่ระหว่างวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อป้องกันใน สภาวะลัดวงจรของอินเวอร์เตอร์เนื่องจากระบบการออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเองจะไวต่อการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นที่ด้านโหลดมาก โดยเฉพาะเกิดการรบกวนจากภายนอกจะทำให้การจัดลำดับการ สวิตซ์ของ อินเวอร์เตอร์ผิดพลาดทำให้ลัดวงจรได้ ดังนั้นจึงได้ใช้แหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส ฟูลบริดจ์ ปรับค่าได้ด้วยวารีแอก จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งจะทำการพิจารณาจากขาเข้าของอินเวอร์- เตอร์เป็นต้นไป ในการทดลองจะเป็นการทดลองการทำงานของวงจรที่แรงดันค่าต่างๆ ซึ่งจะมี ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นจาก จีทีโอ ที่มีคุณสมบัติในการนำกระแสค้างและมีระดับค่ากระแสหยุดนำที่สูง กว่า ไทริสเตอร์ ทั่วไป ทำให้ จีทีโอ มีการนำกระแสไม่ต่อเนื่อง และต่อเนื่องตามสภาวะอิมพี- แคนซ์ของโหลด

6.1 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

1. สตอเรจ ออสซิลโลสโคป Hewlett Packard รุ่น 54520A 500Msa/s 500 MHz ในการ บันทึกรูปคลื่นสัญญาณผลการทดลอง
2. มิเตอร์แบบเข็ม Yokogawa Type 2131 ในการบันทึกค่ากระแสไฟฟ้ากระแสตรง
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ Amprobe รุ่น ACDC-610 ในการบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
4. ออสซิลโลสโคปแบบอนาล็อก IWATSU รุ่น SS-5720 DC - 20MHz จำนวนสอง เครื่องในการแสดงสัญญาณ รูปคลื่นลำดับเฟสของสัญญาณนำขับ และแสดงสัญญาณ รูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์
5. FLUCK 39 Power meter บันทึกค่ากำลังไฟฟ้าของระบบ

6.2 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน โดยหลักการเหนี่ยวนำแบบออสซิลเลทสัญญาณขับเคลื่อนด้วยตัวเอง จะทำการทดลองให้ความร้อนแก่เหล็กขนาดโต 6 มิลลิเมตร ยาว 5 เซนติเมตร มีค่าความ ชิมขาบสัมพัทธ์แม่เหล็กประมาณ 9 - 11 ดังวงจรทดลองในรูปที่ 6.1 และผลการทดลองดังต่อไปนี้



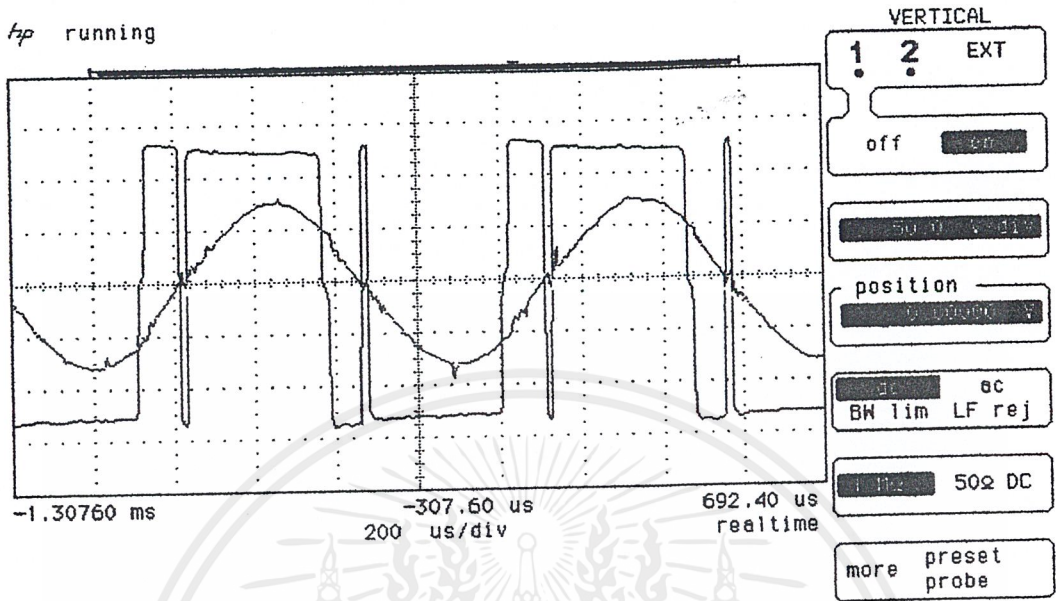
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสติเลทสัญญาณด้วยตัวเอง

ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทด้วยตัวเอง กับชิ้นงาน โดยขนาด 6 มิลลิเมตร 5 เซนติเมตร ค่า
ตั้งขาแม่เหล็ก 9.7

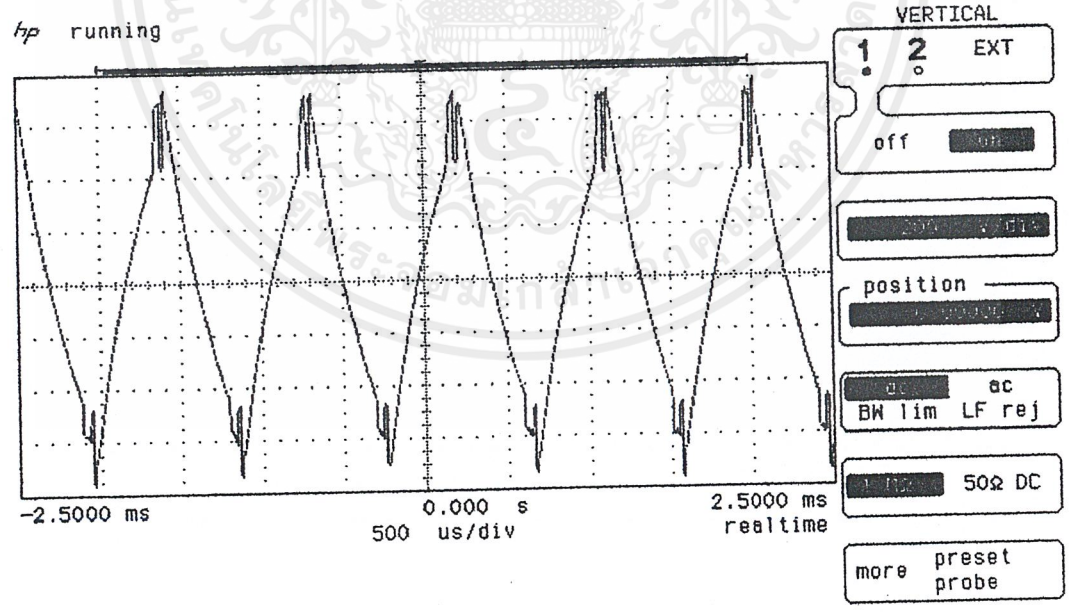
V_{dc} (Volt)	I_{dc} (Amp)	V_o (Volt)	I_o (Amp)	$V_{L,r}$ (Volt)	$V_{C,r}$ (Volt)	V_p (Volt)	V_c (Volt)	I_c (Amp)
100	2.2	63.7	2.12	122.4	172	100	0.8	90.2
125	3.3	86.1	3.35	169	256	138.7	1	130
150	6	118.2	6.11	264	480	229	1.4	241
175	7.3	130.2	6.83	290	560	259	1.5	286
200	8.5	144	7.8	312	593	291	1.7	315
225	9.8	157	10	324	617	318	2	418
250	11	168	11	327	621	365	2.3	483

ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองให้ความร้อนแบบหนึ่งวินาทีโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทสัญญาณด้วยตัวเอง กับรีจันงานโद्यขนาด 6 มิกลิเมตร 5 เซนติเมตร ค่าที่ขยบายแม่เหล็ก 9.7 (ต่อ)

V_{DC}	P_{DC}	P_o	S_o	pf_o	P_p	S_p	Pf_p	P_c	S_c	pf_c
100	220	100	149	0.68	49	235	0.21	33	68	0.49
125	412.5	211	283	0.75	104	463	0.22	70	130	0.54
150	900	585	618	0.94	268	1.16k	0.24	150	310	0.49
175	1.27k	863	885	0.97	394	1.73k	0.23	180	419	0.43
200	1.7k	1.12k	1.13k	0.98	514	2.24k	0.23	263	524	0.46



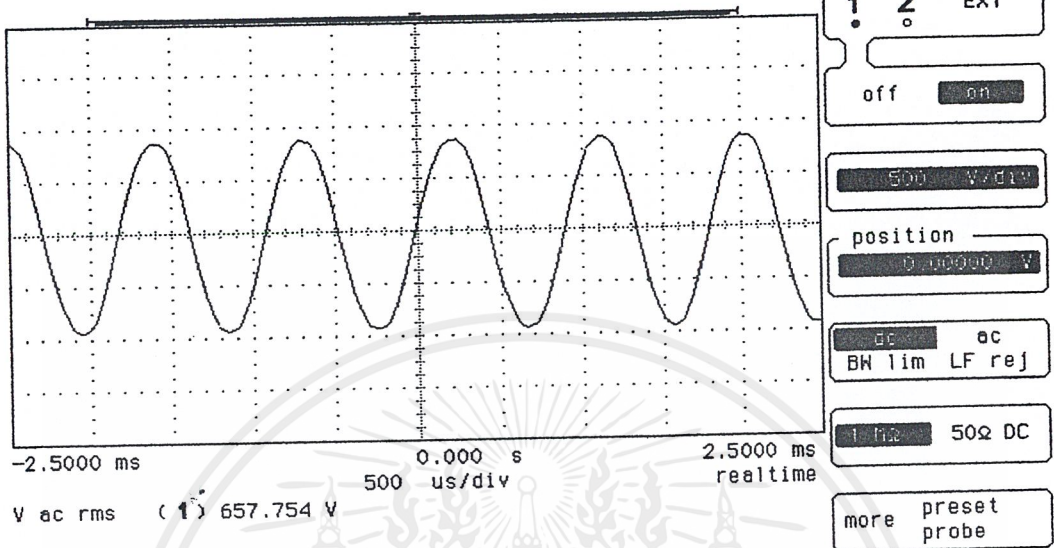
รูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o)



รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันควมเหนี่ยวนำเรโซแนนท์

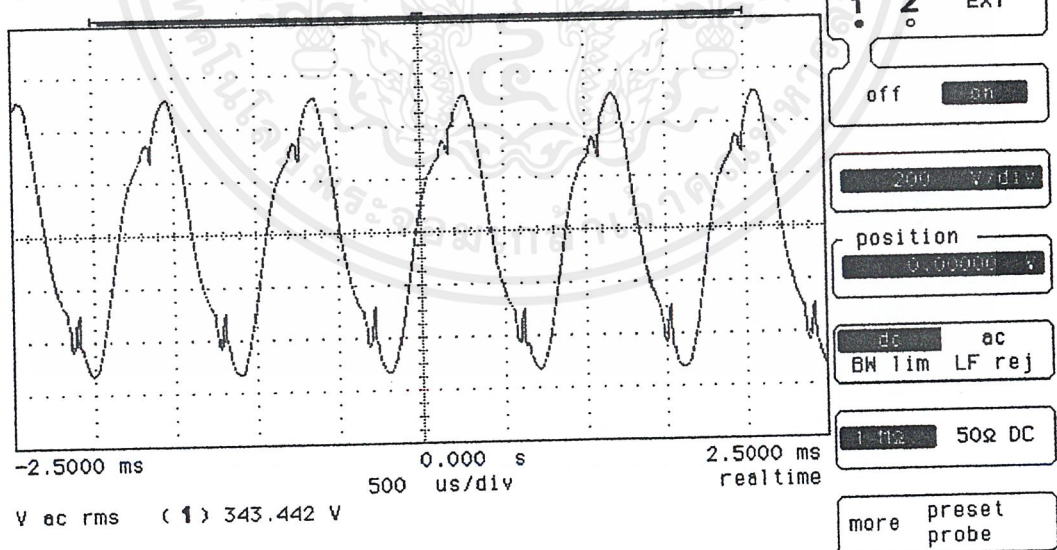
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

hp running



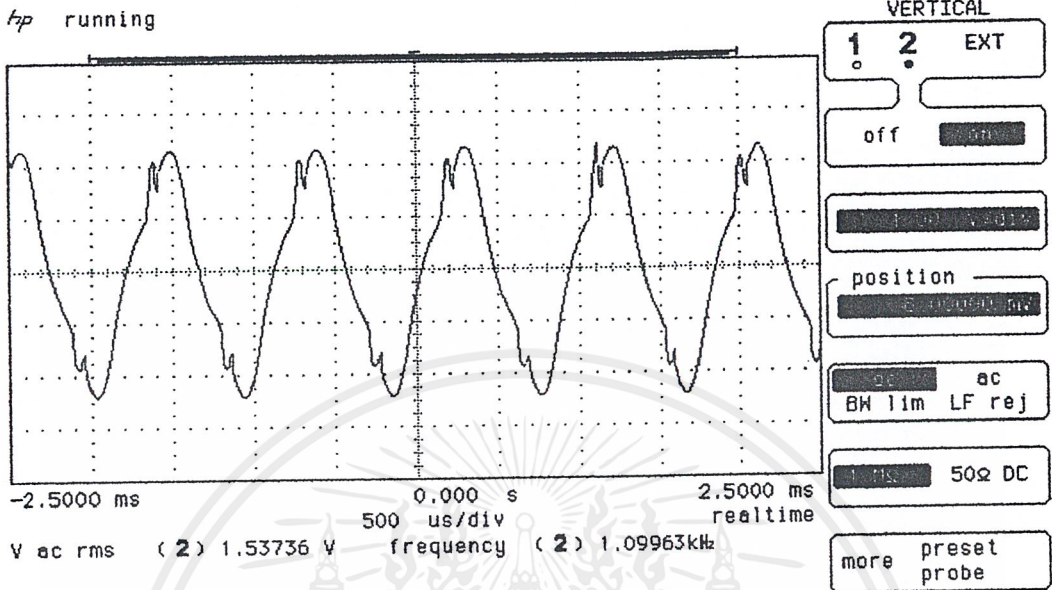
รูปที่ 6.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันตัวเก็บประจุรโซแนนท์

hp running

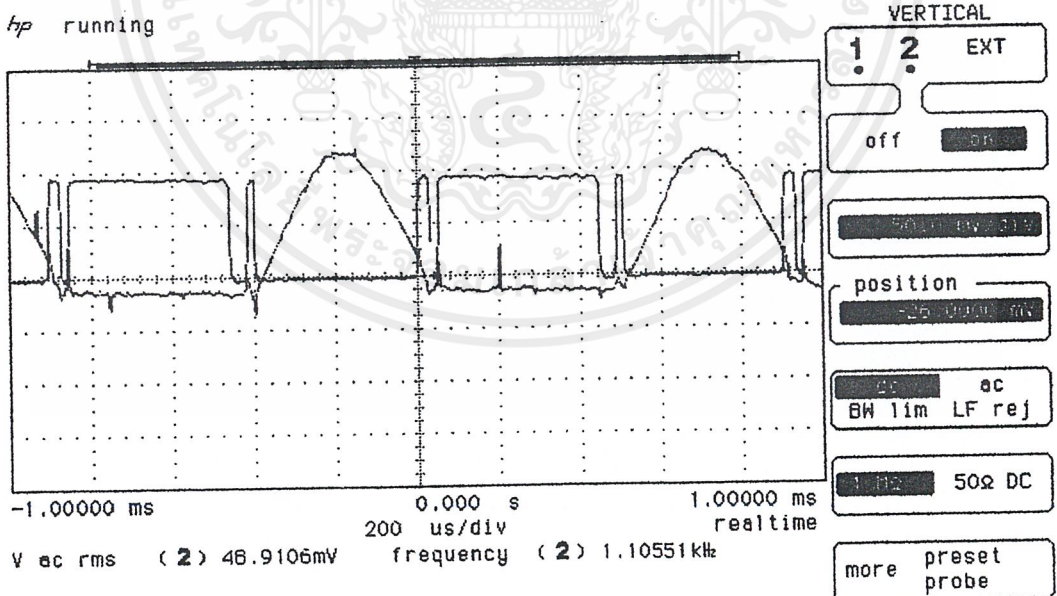


รูปที่ 6.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงลดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



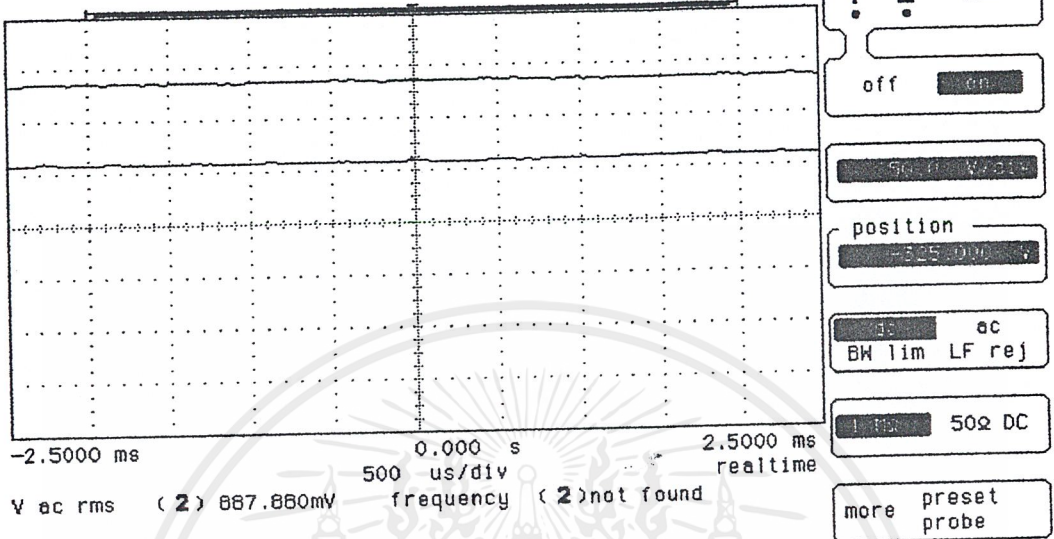
รูปที่ 6.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงลดแรงดัน



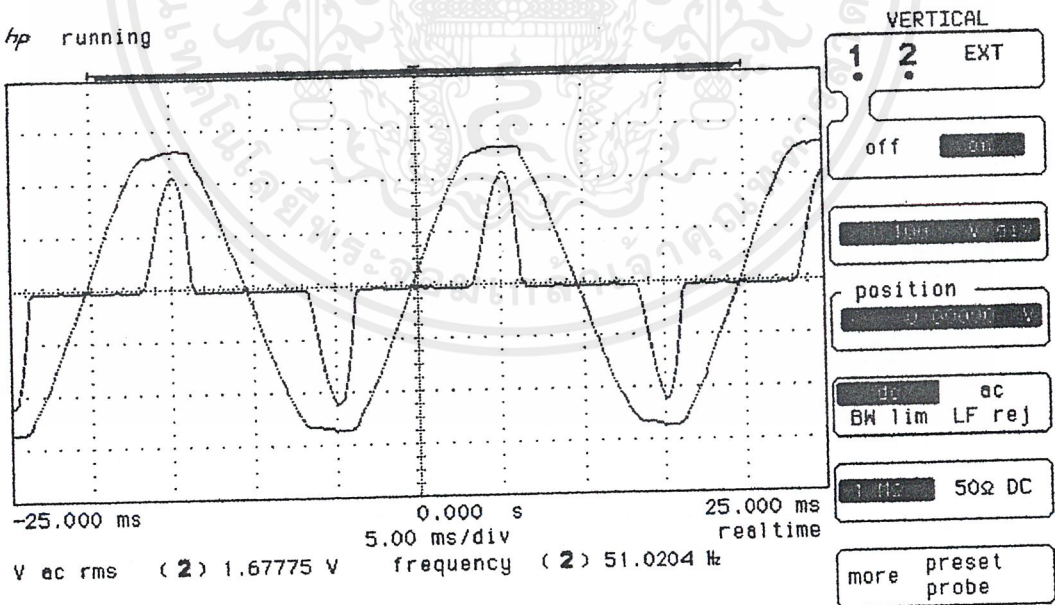
รูปที่ 6.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม จีทีโอ (V_{AK}) และกระแสใน จีทีโอ (I_{AK})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

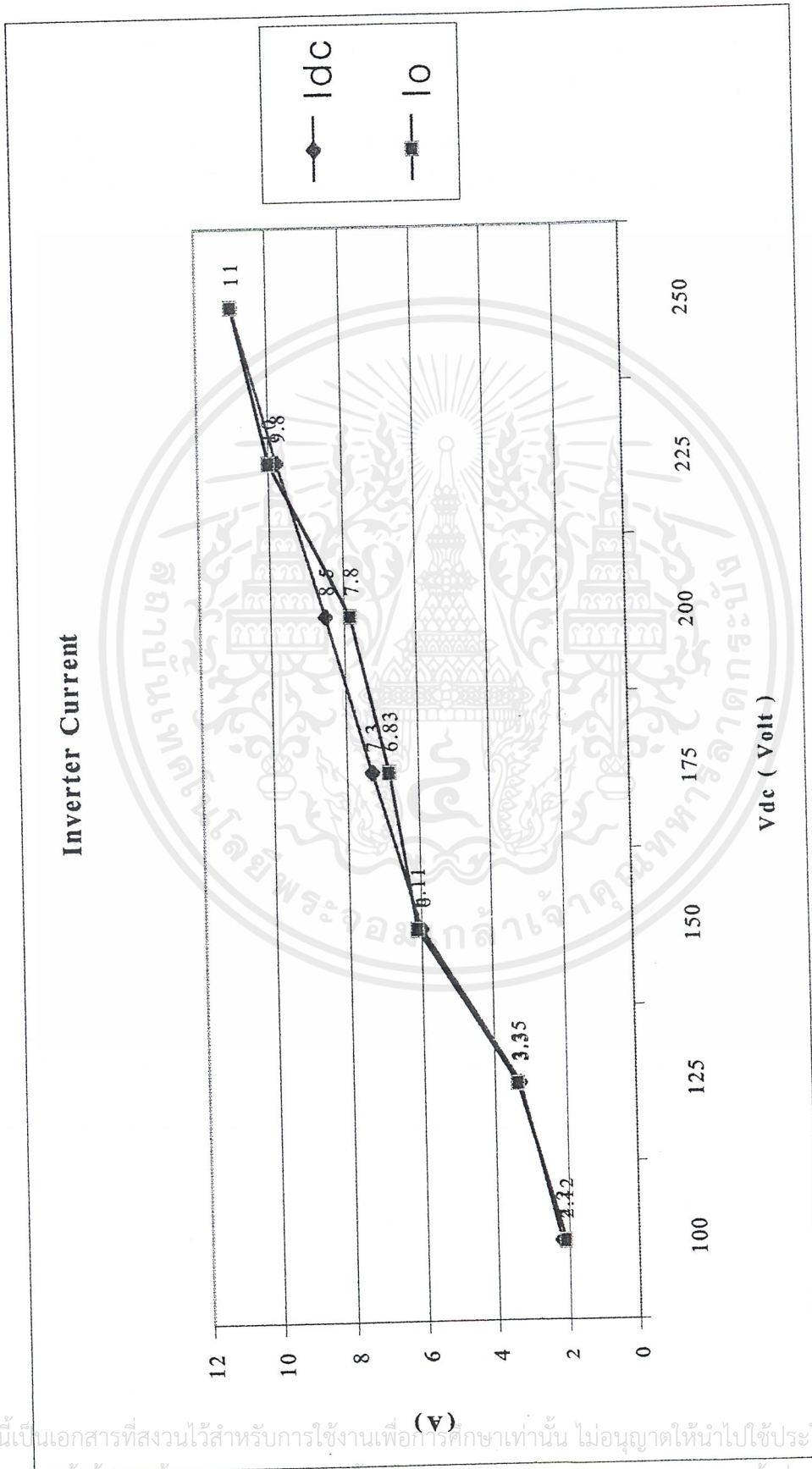
hp running-auto triggering

รูปที่ 6.8 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (V_{DC}) และกระแส (I_{DC}) ที่แรงดัน V_{DC} 200 โวลต์

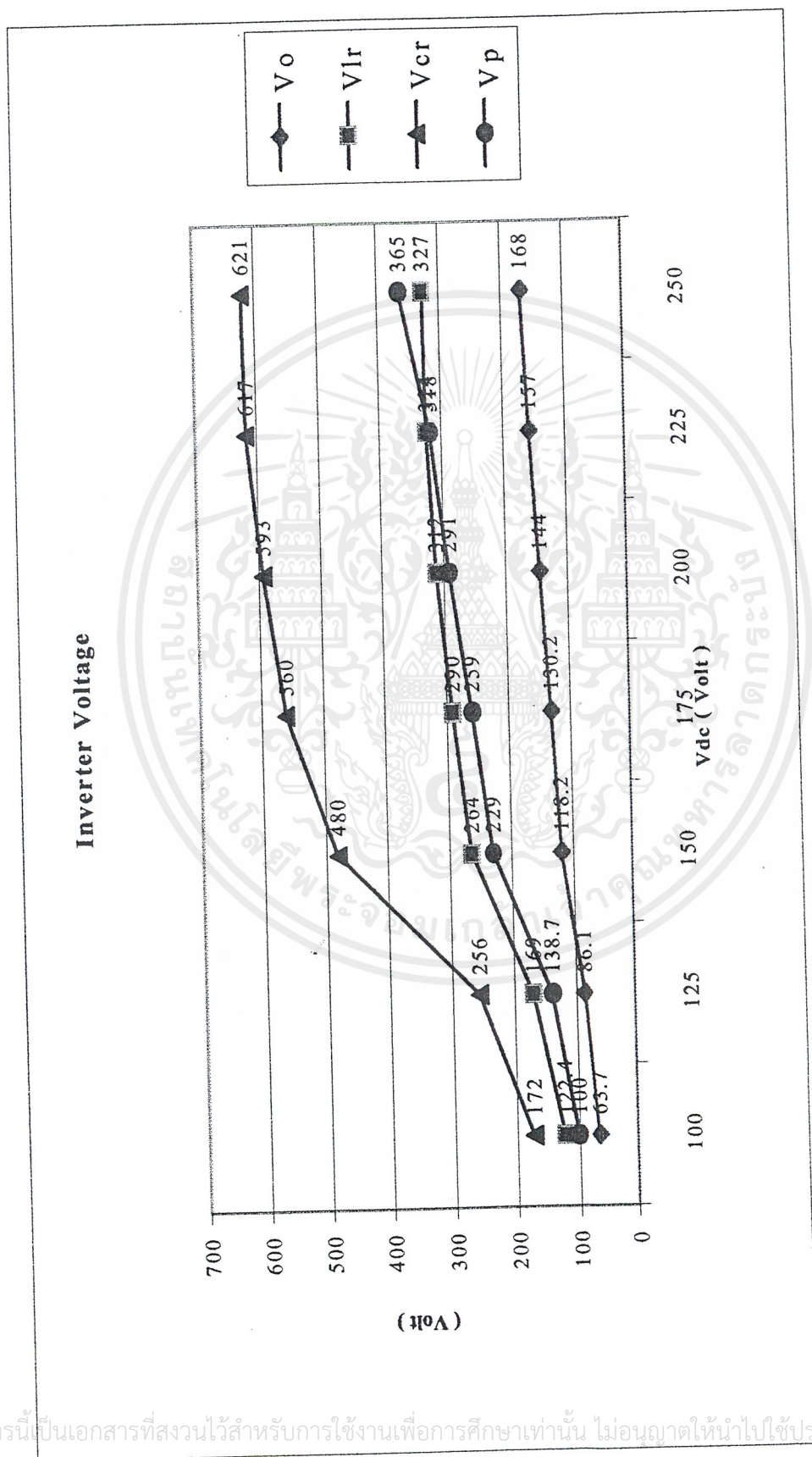
hp running

รูปที่ 6.9 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ที่แรงดัน V_{DC} 200 โวลต์

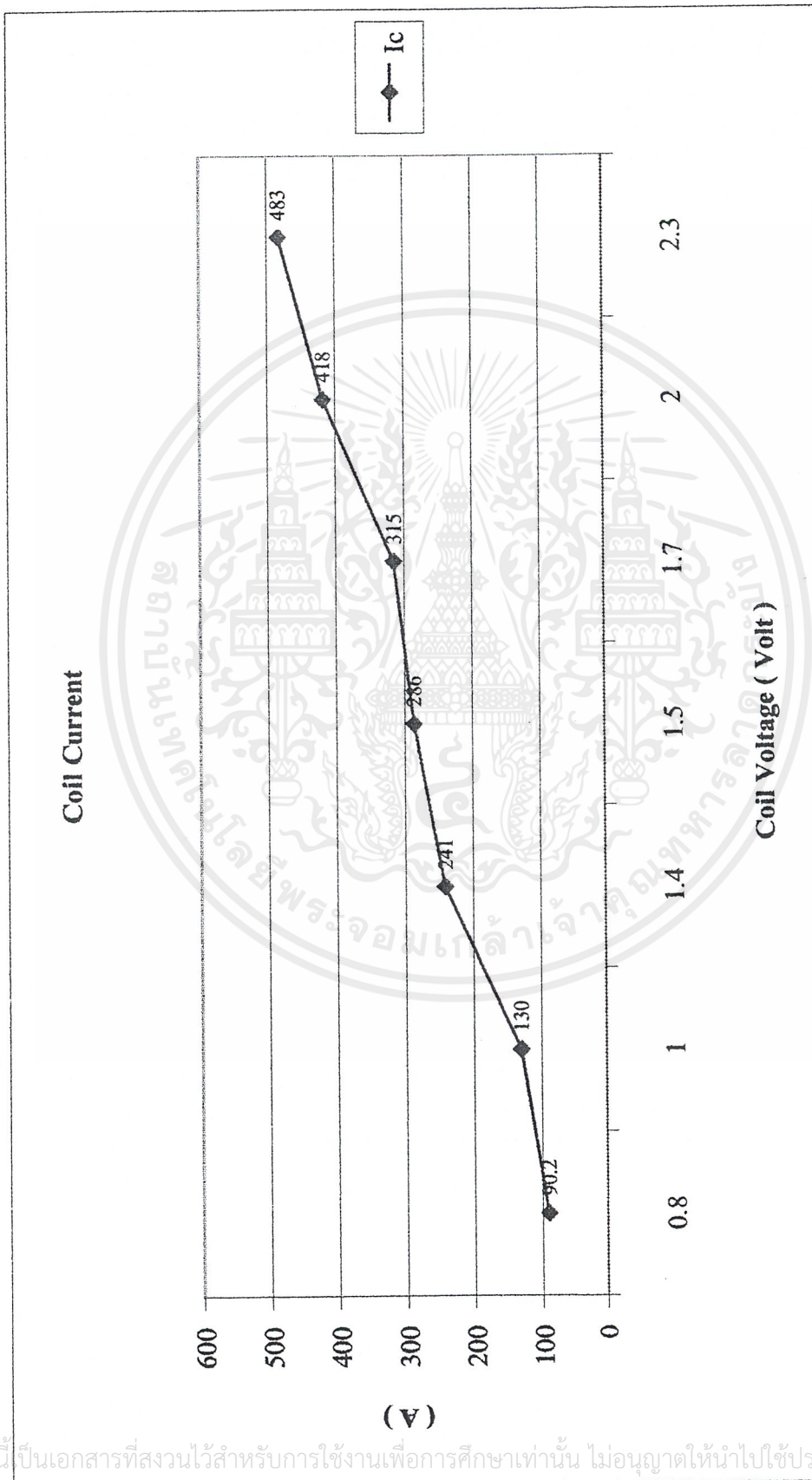
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



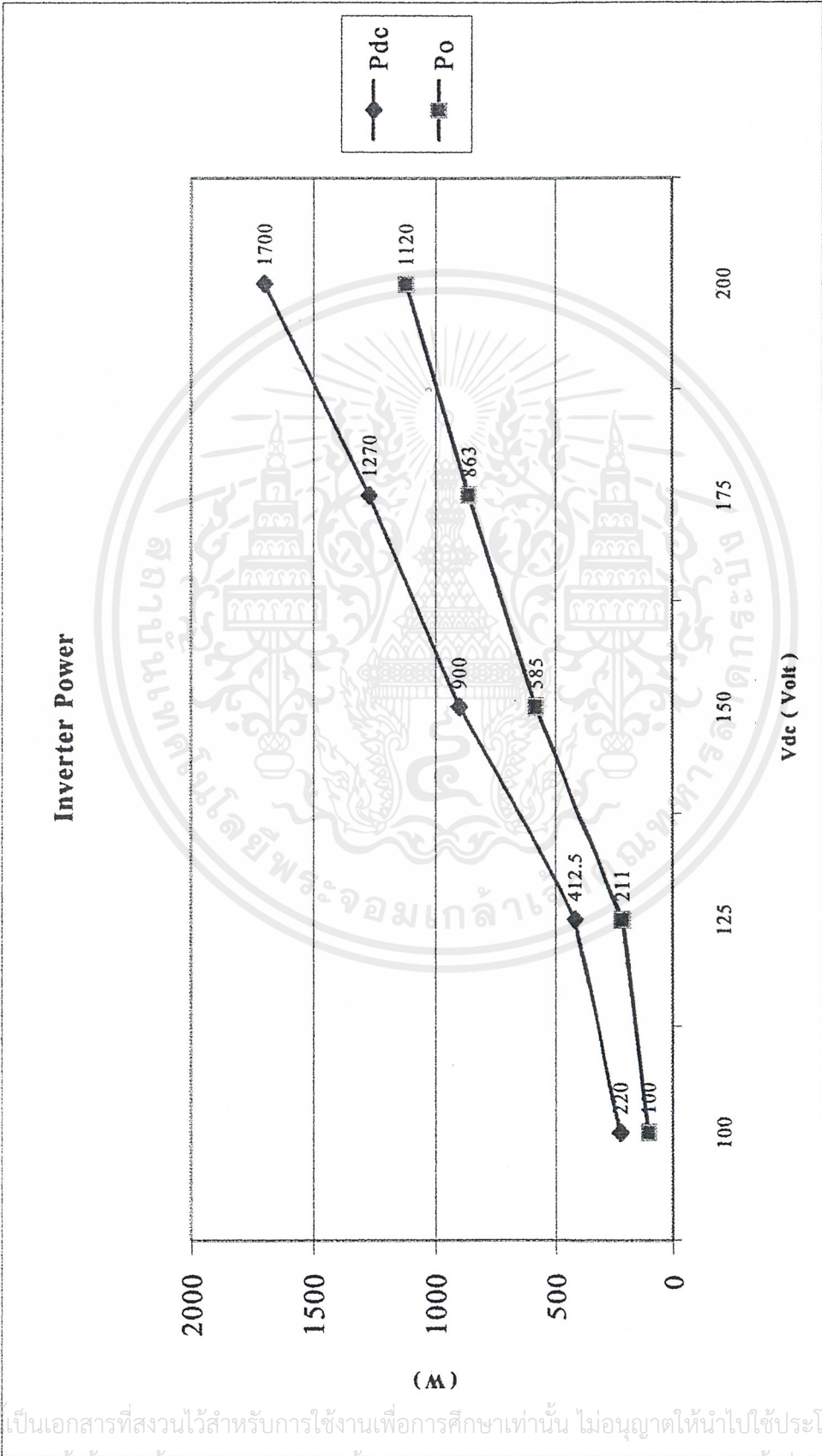
รูปที่ 6.10 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ I_{dc} และ I_o



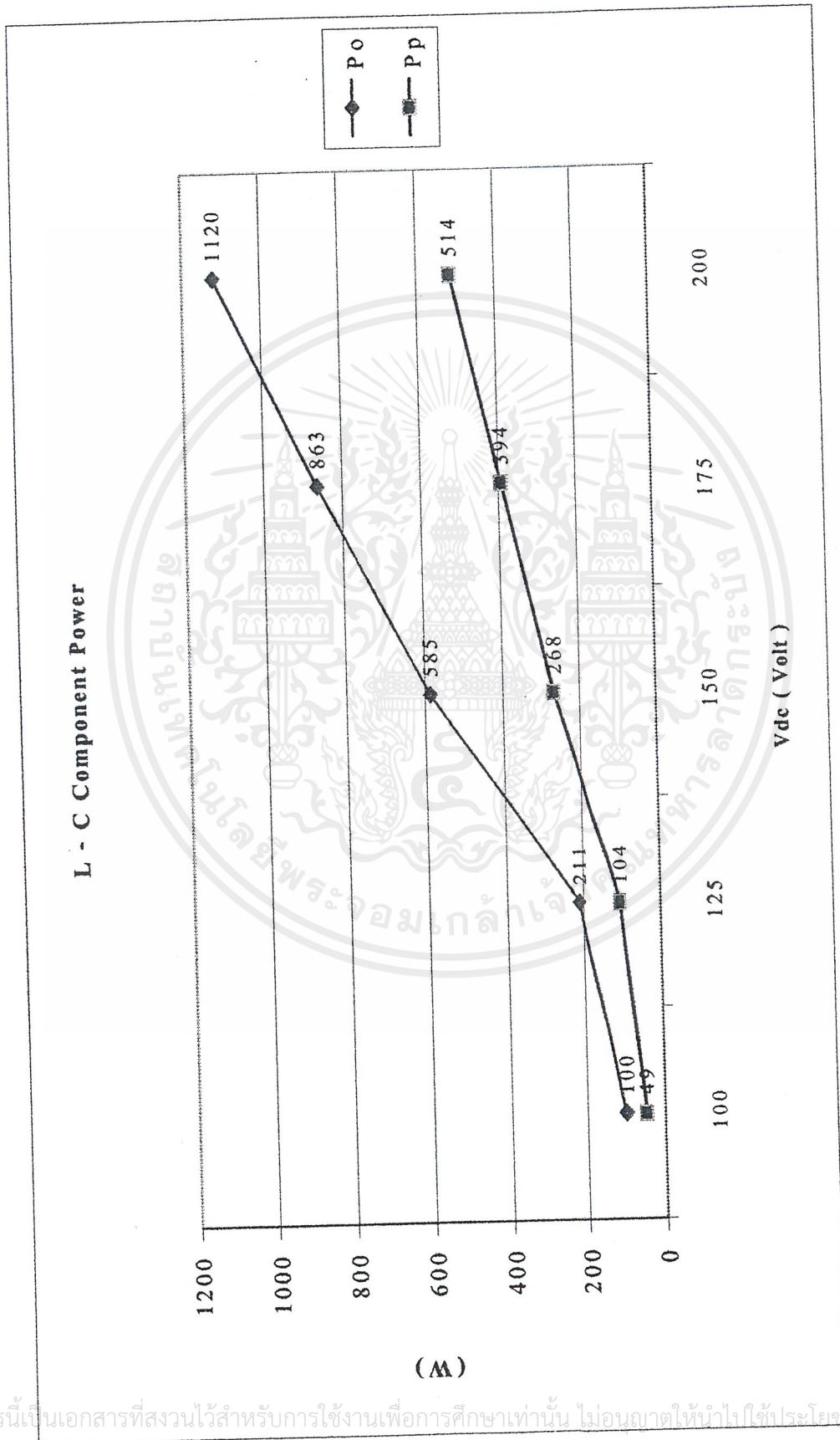
รูปที่ 6.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ V_o , V_{cr} , V_{lr} และ V_p



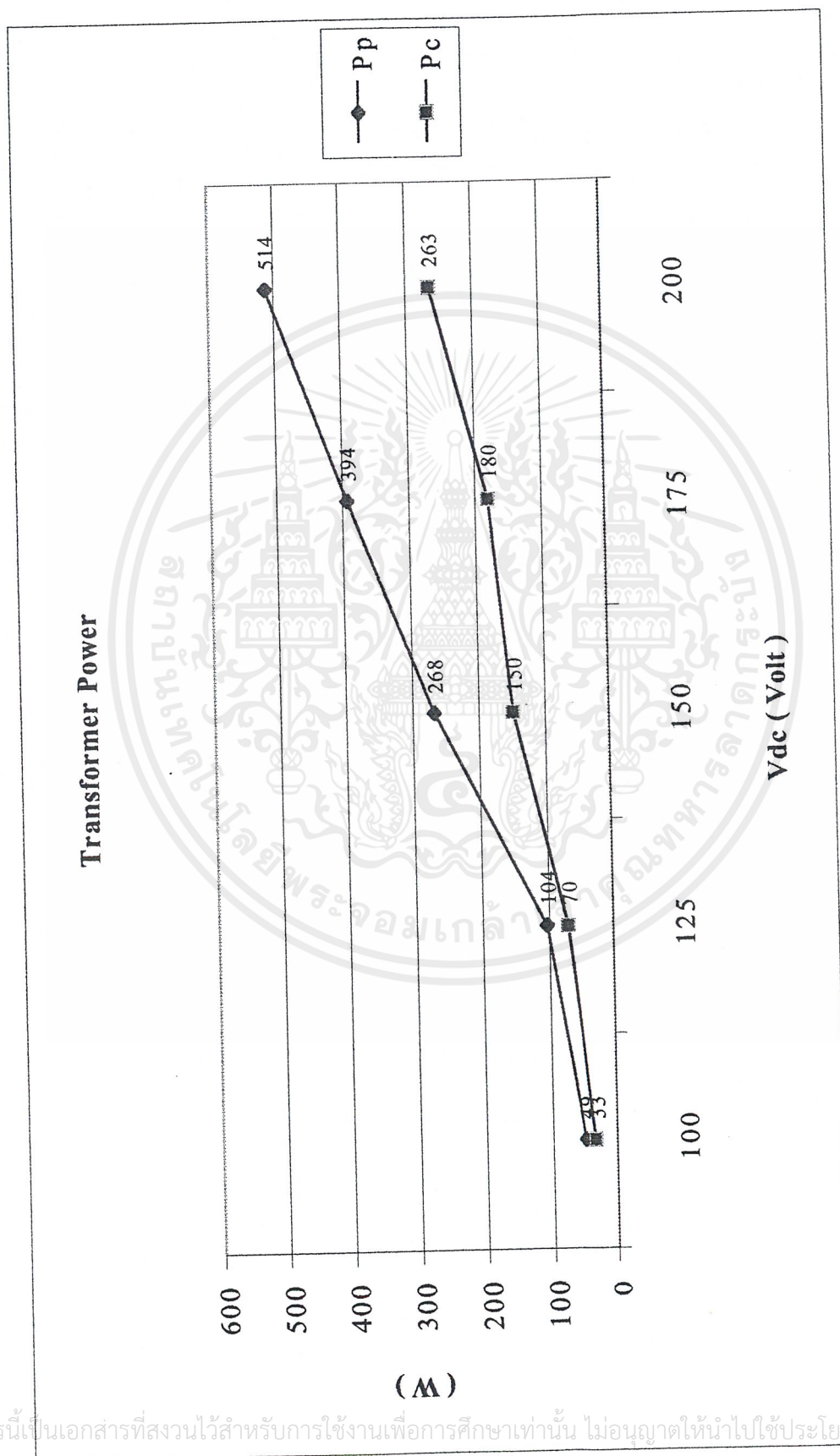
รูปที่ 6.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_c กับ I_c



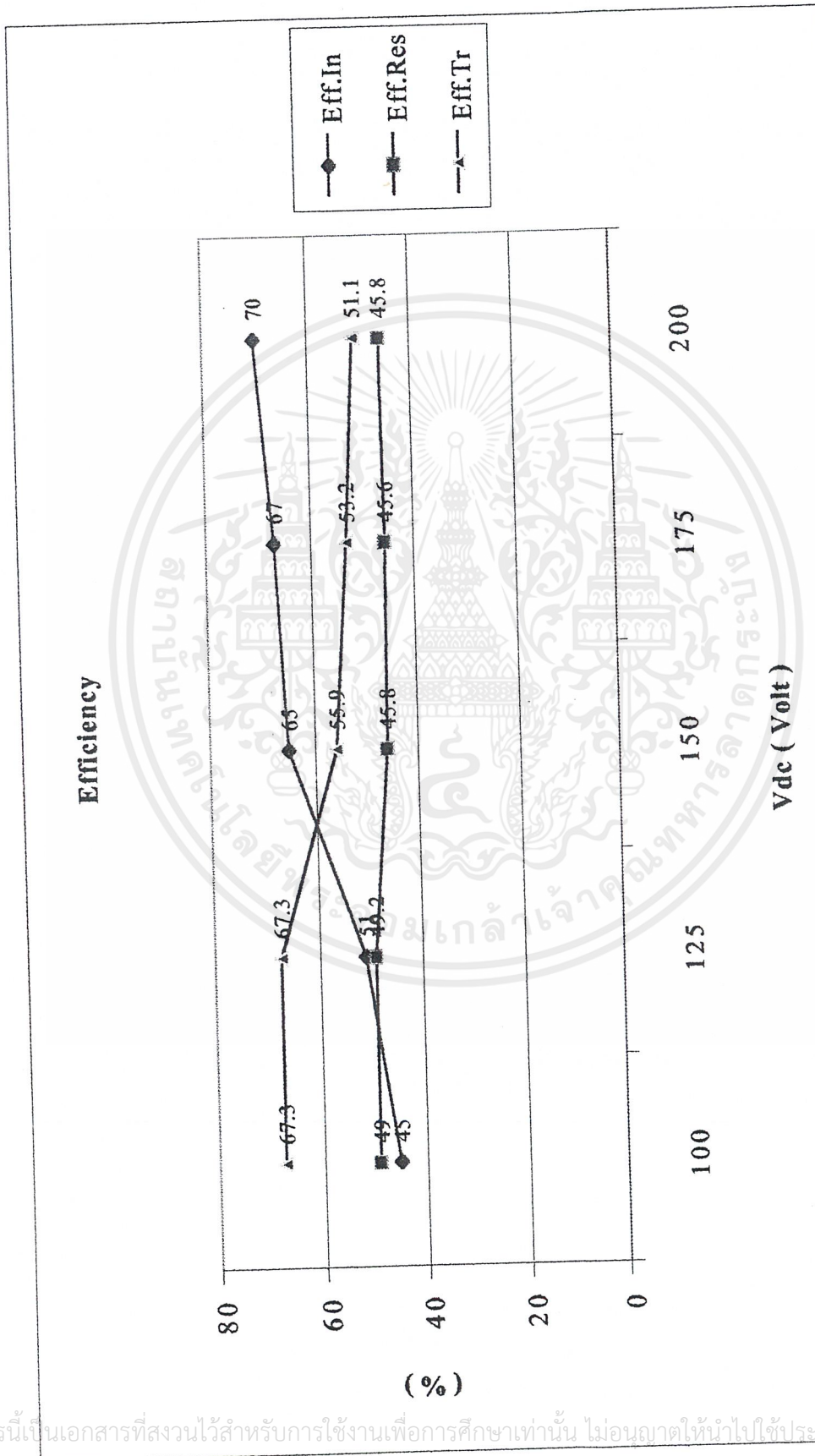
รูปที่ 6.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ P_{dc} และ P_o



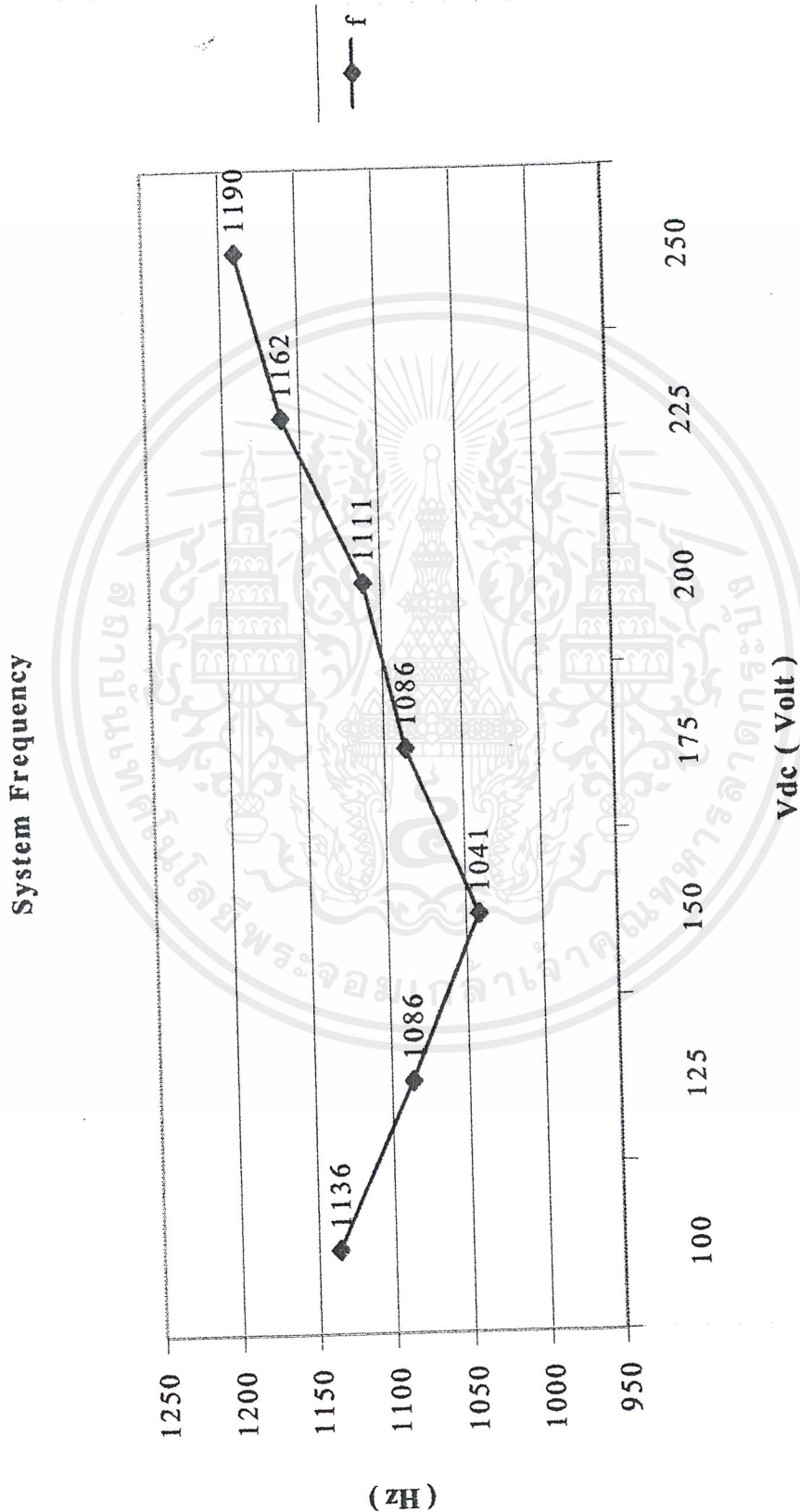
รูปที่ 6.14 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ P_o และ P_p



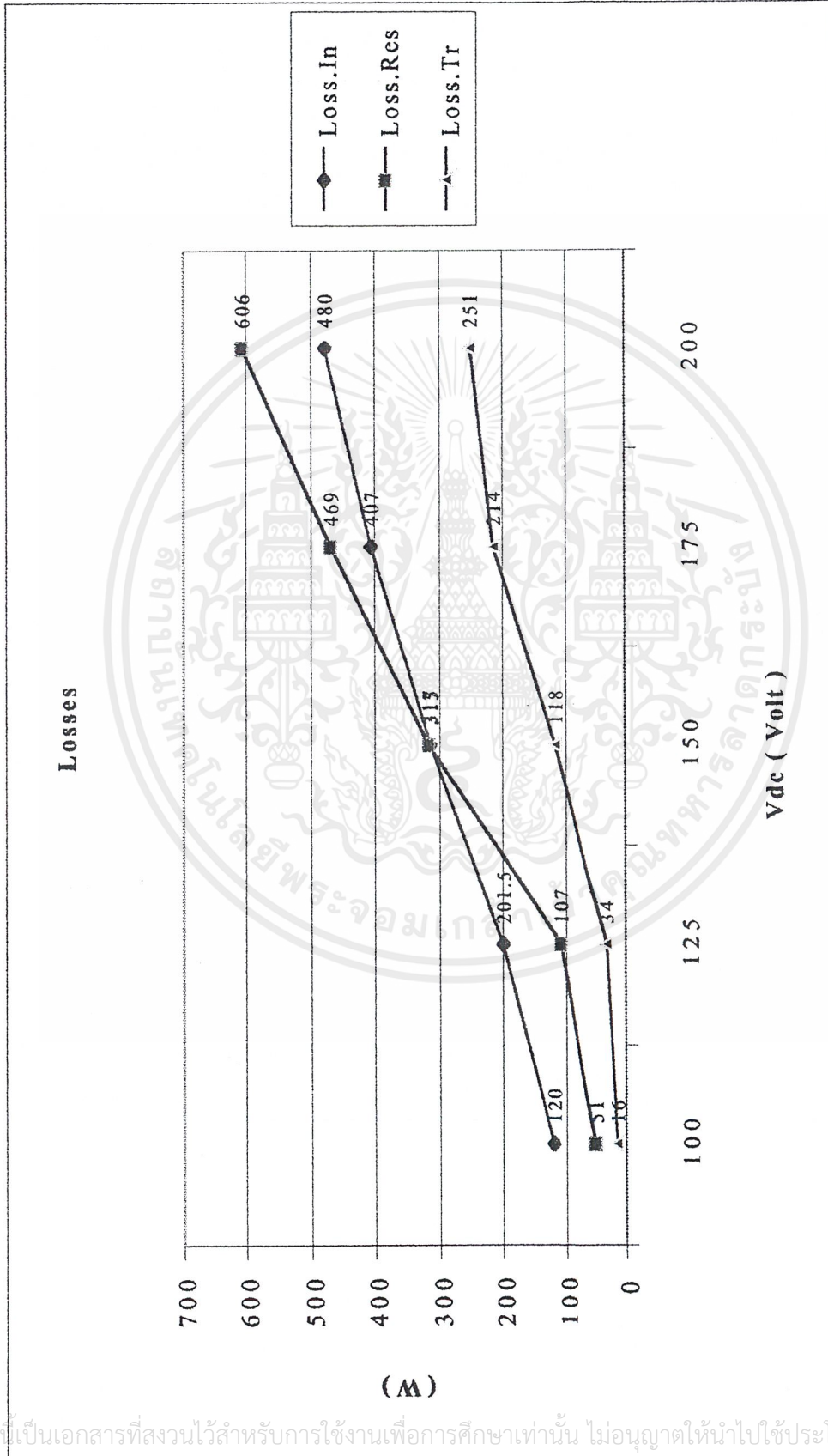
รูปที่ 6.15 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับ P_p และ P_c



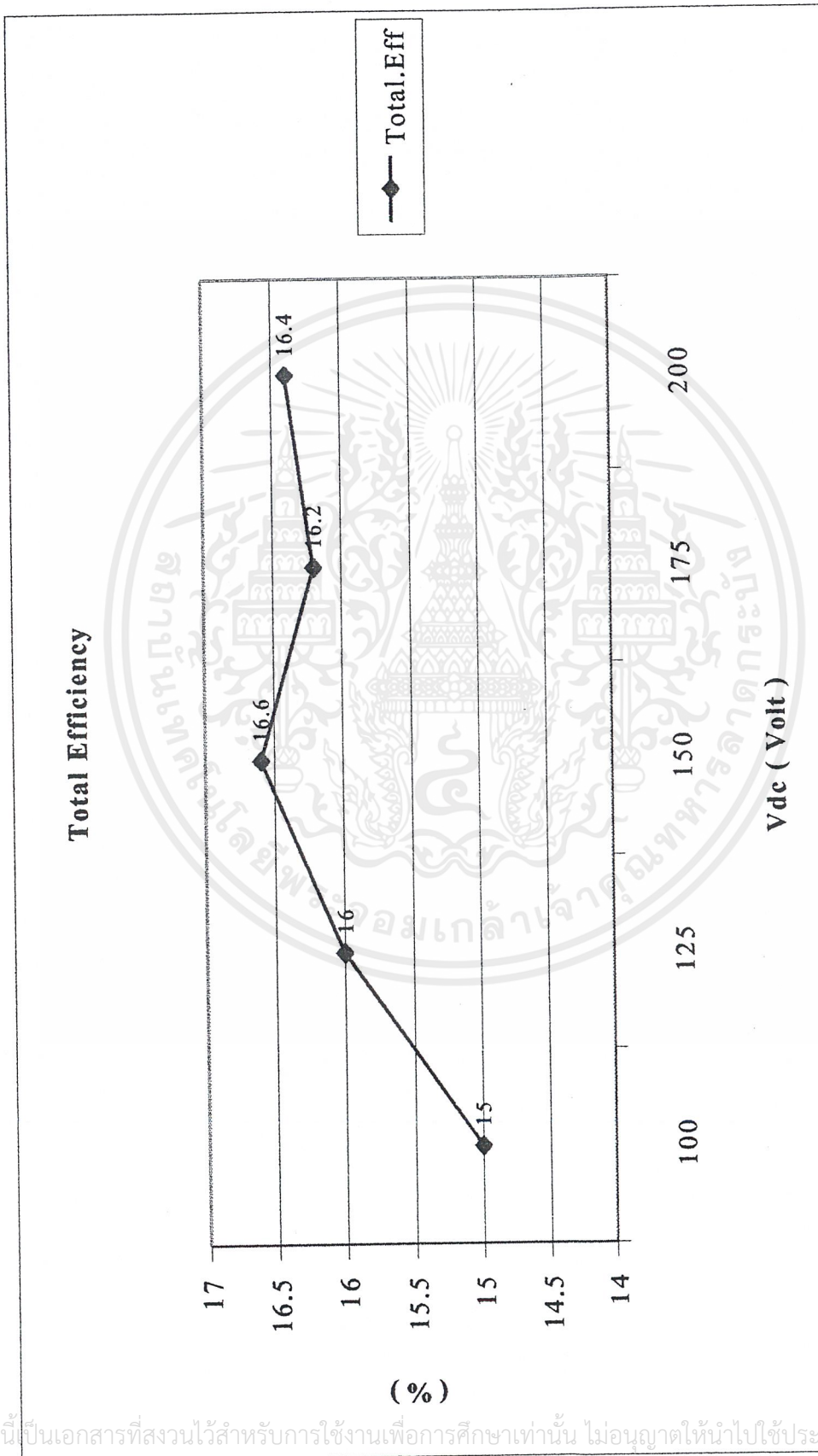
รูปที่ 6.16 แสดงกราฟความถี่กับประสิทธิภาพที่จุดต่างๆ



รูปที่ 6.17 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DC} กับความถี่ของระบบ



รูปที่ 6.18 แสดงกราฟความถี่สัมพัทธ์ระหว่าง V_{DC} กับกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่จุดต่างๆ



รูปที่ 6.19 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{dc} กับประสิทธิภาพของระบบ

บทที่ 7

บทวิจารณ์และสรุป

จากวัตถุประสงค์เบื้องต้นได้ทำการออกแบบระบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยการ ออสซิลเลทสัจญญานด้วยตัวเอง และได้ทดลองแล้วพบว่าสามารถให้ความร้อนแก่ชิ้นงานได้ที่ อุณหภูมิสูง และพบว่าระบบ โหลดแบบวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมสามารถตอบสนองต่อการ กระตุ้นของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแล้วเกิดการแกว่ง หรือออสซิลเลทของกระแสที่ไหลในระบบ โหลด ทำให้สัญญาณของกระแสที่แกว่งนี้มาสร้างเป็นสัญญาณนำจับให้แก่ จีทีโอ ในวงจรอินเวอร์- เตอร์ได้จริง

7.1 ข้อระบบที่ใช้ดีของ

1. ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียย่อย เนื่องจากสับสวิทซ์ขณะกระแส เป็นศูนย์ และทำให้ไม่ต้องมีวงจรสับเบอร์เนื่องจากการสับสวิทซ์แบบ ซอฟท์สวิทซ์
2. เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมทำให้ง่ายต่อการศึกษาและกระตุ้นการตอบสนองต่อ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจนทำให้เกิดกระแสที่แกว่งด้วยความถี่ธรรมชาติ และเพราะว่าอุปกรณ์ที่ทำให้ เกิดการเรโซแนนซ์ถูกต่อกันแบบอนุกรม ทำให้พารามิเตอร์สามารถแยกกันคิดเฉพาะแรงดัน โดย มีกระแสอ้างอิงตัวเดียวกัน ซึ่งจะพิจารณาง่ายกว่าวงจรเรโซแนนซ์ขนานซึ่งมีทั้งการอนุกรมและการ ขนานกันของพารามิเตอร์เป็นวงจรผสมทำให้การวิเคราะห์ซับซ้อนขึ้น
3. การใช้ระบบออสซิลเลทสัจญญานจับด้วยตัวเอง จะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ เรโซแนนซ์ของโหลดตลอดการเปลี่ยนแปลงที่เกิดที่โหลดหรือขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานสับสวิทซ์ที่กระแสเกือบเป็นศูนย์ตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลง เป็นผลให้กระแส และแรงดันที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์มีเฟสเดียวกัน (in phase) ตลอดเวลา ทำให้กำลังไฟฟ้าที่เกิด ขึ้นเป็นกำลังจริงเสียส่วนใหญ่ และไม่ต้องคอยปรับให้ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ตรงกับ ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด
4. เนื่องจากมีหม้อแปลง ทำให้มีการแยกกราวด์ด้าน โหลดออกจากวงจรหลัก ทำให้มีความ ปลอดภัยจากการใช้งานมากยิ่งขึ้น
5. เนื่องจากในองค์ประกอบของชุดเรโซแนนซ์ มีตัวเหนี่ยวนำที่ใหญ่พอสมควร ทำให้ ความถี่ของระบบมีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก ขณะชิ้นงานมีอุณหภูมิสูงขึ้น

7.2 ข้อเสียของระบบที่ใช้

1. เนื่องจากเป็นระบบใช้สัญญาณป้อนกลับแบบกระแสที่เกิดจากการแกว่งด้วยหลักการเรโซแนนซ์ที่โหลด จะทำให้ระบบไวต่อการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นที่ระบบ โหลดเป็นอย่างมาก ทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ล้มเหลว (Fail) ง่ายมาก โดยเฉพาะการรบกวนจากภายนอกที่กระทำต่อโหลดของระบบที่ไม่ใช่จากการเปลี่ยนแปลงสถานะของโหลดเอง

2. ในระดับความถี่ซึ่งเป็นระดับประมาณ 1kHz ซึ่งเหมาะสมกับระดับความถี่ของการให้ความร้อน ในงานการให้ความร้อนแบบทั่วถึง (Through heating) นี้จะทำให้การออกแบบอุปกรณ์จำพวกสนามแม่เหล็ก เช่น หม้อแปลงลดแรงดันและตัวเหนี่ยวนำทำได้ยากและไม่เหมาะสม เนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่าหรือเท่ากับ 1kHz นี้ ถ้านำมาใช้กับแกนเหล็กก็จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่แกนเหล็กเยอะมาก ถ้าใช้แกนเฟอร์ไรท์จะทำให้ใช้แกนที่ใหญ่มาก เพราะมีค่าพิกัดความหนาแน่นสนามแม่เหล็กต่ำ (ประมาณ 0.3 เทสลา) ซึ่งแกนเฟอร์ไรท์ก็ยังมีคุณสมบัติการถ่ายเทพลังงานไม่ดีอยู่แล้ว ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าส่วนโหลดมีค่าสูง เนื่องจากแกนที่ใช้จะประกอบขึ้นเองจากแกนเฟอร์ไรท์แท่งเล็กๆ ยิ่งทำให้การส่งผ่านของพลังงานแม่เหล็กแยกลงอีก จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรที่เป็นสนามแม่เหล็กต่ำมาก ทำให้ประสิทธิภาพรวมของระบบต่ำลง

7.3 ปัญหาในระหว่างโครงการนี้

1. เนื่องจากเป็นระบบที่มีพิกัดกระแสสูง ทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีพิกัดกระแสสูงตามด้วย เช่น จีทีโอ ซึ่งมีจำนวนอยู่จำกัด ไม่สามารถหาซื้อได้ จึงทำให้ต้องใช้ความรอบคอบและปลอดภัยเป็นอย่างมาก
2. เนื่องจากสถานที่ที่ใช้ทำโครงการเป็นสถานที่ราชการ ทำได้เฉพาะในเวลาราชการ (ในวันจันทร์-วันศุกร์) ทำให้เวลาทำงานน้อย ขาดความต่อเนื่องของงาน
3. เครื่องมือไม่พร้อม เพราะไกลจากแหล่งเบิก-จ่ายเครื่องมือ
4. เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์เป็นไทรสเตอร์ ซึ่งจะนำกระแสค้างจนกว่ากระแสจะหยุดไหล หรือมีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง รวมทั้งยังมีช่วงกระแส รีเวอร์สรีเฟกเตอร์ ทำให้ไม่สามารถเริ่มต้นเดินเครื่องที่แรงดันสูงหรือที่พิกัด ซึ่งได้ตั้งสมมุติฐานว่าช่วงเริ่มต้นเดินเครื่องจะมีค่ากระแสเริ่มต้นที่สูงกว่ากระแสค้าง (Latching Current) และค่ากระแสหยุดนำ (Holding Current) ทำให้ยังจับจุดสิ้นสุดการนำกระแสของ จีทีโอ ในสาขาเดียวกันก่อนที่จะส่งขั้ว จีทีโอ อีกตัวในสาขาเดียวกันไม่ได้ เหตุที่เริ่มเดินเครื่องที่แรงดันต่ำได้ ก็เพราะที่แรงดันต่ำค่ากระแสเริ่มต้นยังมีค่ากระแสไม่สูงเกินค่ากระแสค้างและค่ากระแสหยุดนำ จึงทำให้สวิตช์ทำงานในลักษณะอุปกรณ์ประเภทที่สามารถ

เอกสารนี้ควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ด้วยขานเกทหรือขานเบส เช่น มอสเฟตหรือทรานซิสเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต้องใช้แรงดันเริ่มต้นเครื่องที่ต่ำๆ ด้วย วามิเอค แล้วค่อยปรับแรงดัน ไปสู่พิกัด แต่ที่จริงแล้วระบบออสซิลเลทสัญญาณขับได้ด้วยตนเองนี้ ต้องมีแหล่งจ่ายแรงดันที่ปรับค่าได้อยู่แล้ว เพราะเป็นระบบที่ไม่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้ด้วยการปรับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์เหมือนระบบที่ใช้ไอซีผลิตสัญญาณจึงต้องปรับกำลังที่แหล่งจ่ายขาเข้านั่นเอง

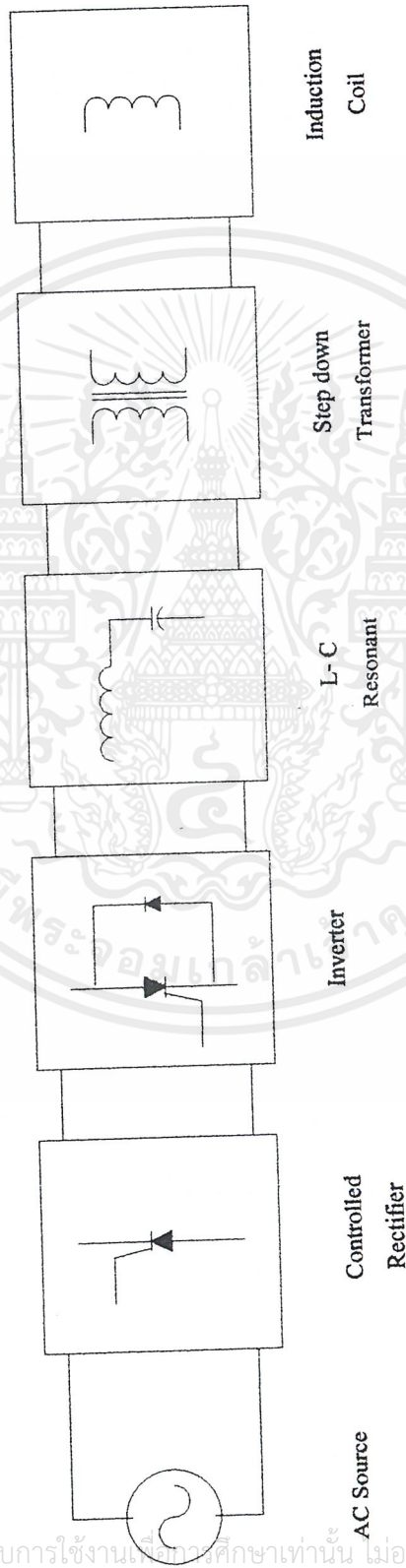
7.4 สิ่งที่เราควรได้รับการพัฒนาต่อไปสำหรับโรงงานนี้

1. ควรจะมีแหล่งจ่ายกระแสตรงแบบปรับค่าได้ที่จ่ายแรงดันให้แก่อินเวอร์เตอร์ได้ เพื่อจะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่โหลดและเวลาในการให้ความร้อนได้ ซึ่งอาจจะใช้วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้ หรือใช้วงจร ดิซี ทู ดิซี คอนเวอร์เตอร์ ต่อระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมไม่ได้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 7.1 และ 7.2

2. ควรจะมีวงจรป้องกันที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่านี้ เพื่อป้องกันการเสียหายจากระบบเมื่อถูกการรบกวนจากภายนอกที่โหลด เพราะระบบป้องกันกลับมีความไวมาก และควรจะใช้อุปกรณ์ในการสร้างสัญญาณขับจากกระแสโหลดที่เสถียรภาพสูงกว่านี้

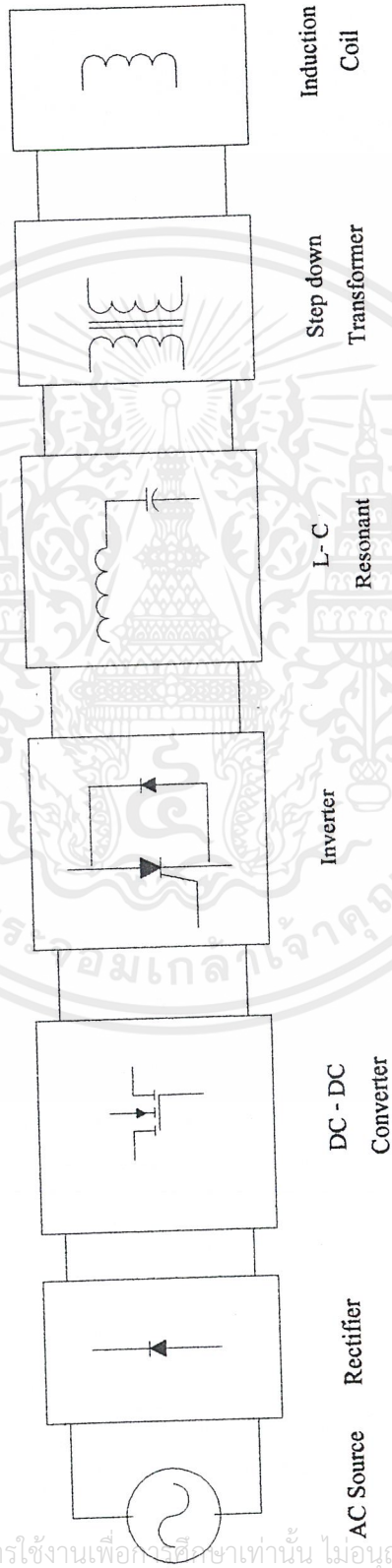
3. ควรใช้อุปกรณ์ในสวิตซ์อินเวอร์เตอร์ที่มีค่ากระแสค้างต่ำหรือไม่มีเลย และควรใช้อุปกรณ์ที่สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสได้จากสัญญาณขับที่ง่าย เช่นทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตเพื่อจะได้ง่ายต่อการควบคุม

4. ควรทำให้ขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าอิมพีแดนซ์สูงๆ เพื่อลดการใช้หม้อแปลงลดแรงดัน เพราะหาแกนใช้ยาก และประสิทธิภาพไม่ดี และถ้าเป็นไปได้ไม่ควรใช้ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ เพราะหาแกนยากเช่นกัน




รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกวงจรระบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทที่ถูกรับปรุงด้วยตนเองที่ใช้วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้ (Controlled Rectifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.2 แสดงบล็อกวงจรระบบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบออสซิลเลทด้วยตนเองที่ถูกปรับปรุงด้วยการใช้วงจร คิว ดี ซี

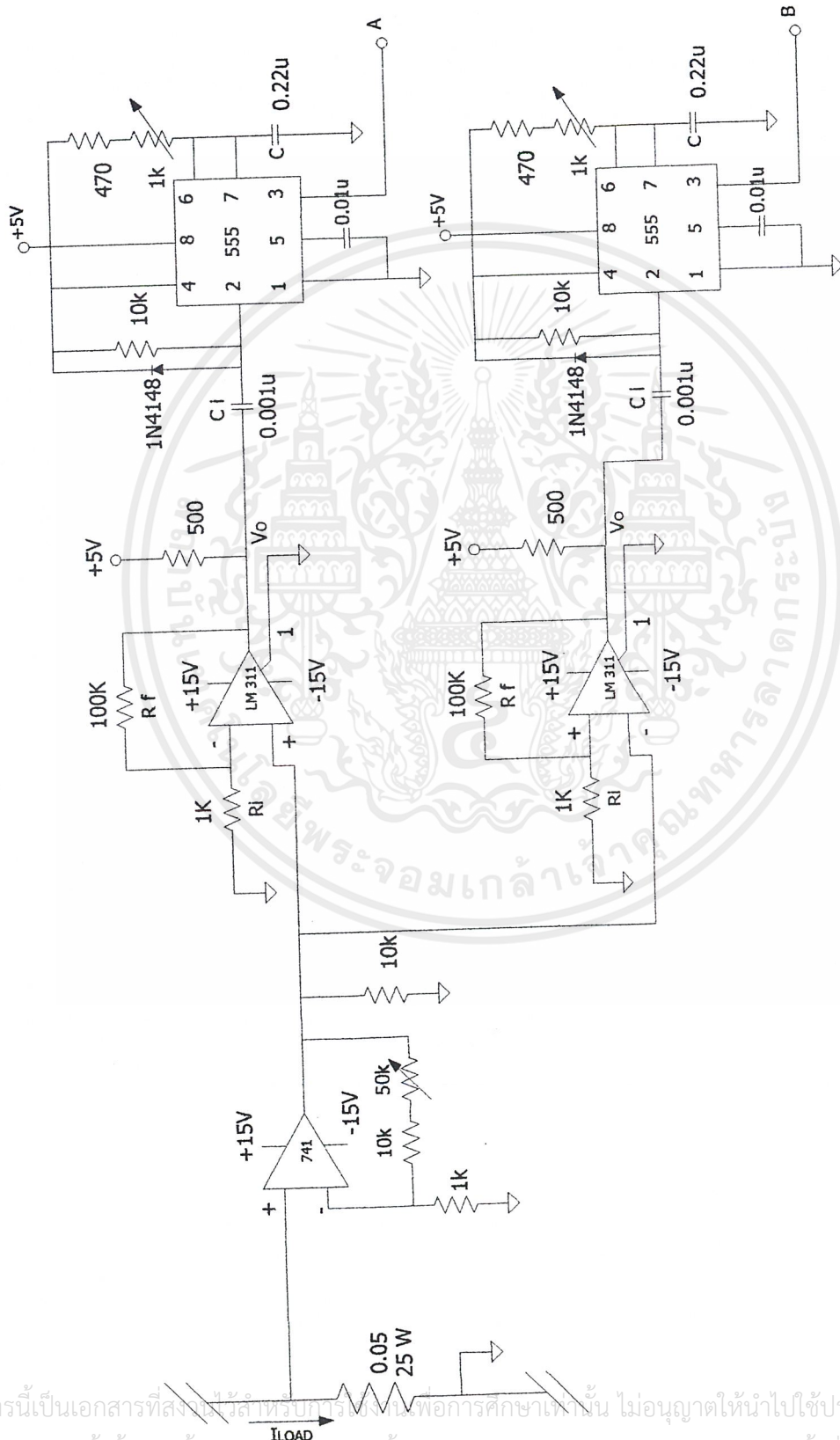
คอนเวอร์เตอร์เป็นตัวปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

The seal of Rajabhat Buriram University is a circular emblem. It features a central sunburst with a small circle at its center, flanked by two traditional Thai stupas. Below the sunburst is a tiered umbrella (parasol) supported by two ornate pillars. The entire design is set against a background of stylized floral and geometric patterns. The Thai text "มหาวิทยาลัยราชภัฏบรจรม" is written around the perimeter of the seal.

ภาคผนวก ก

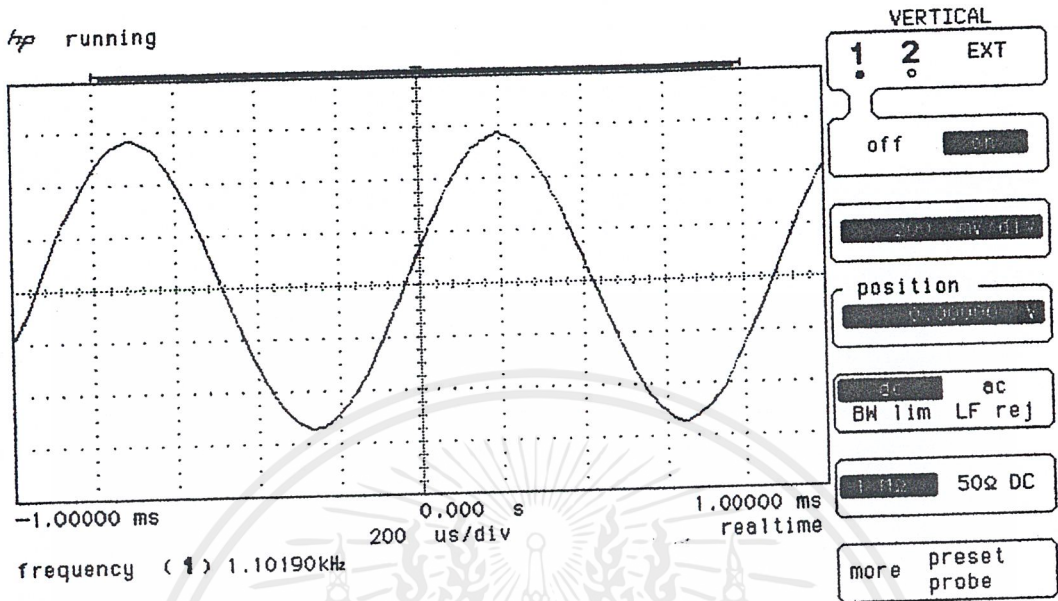
วงจรและสัญญาณของวงจรควบคุมการจัดลำดับสัญญาณนำจับของวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

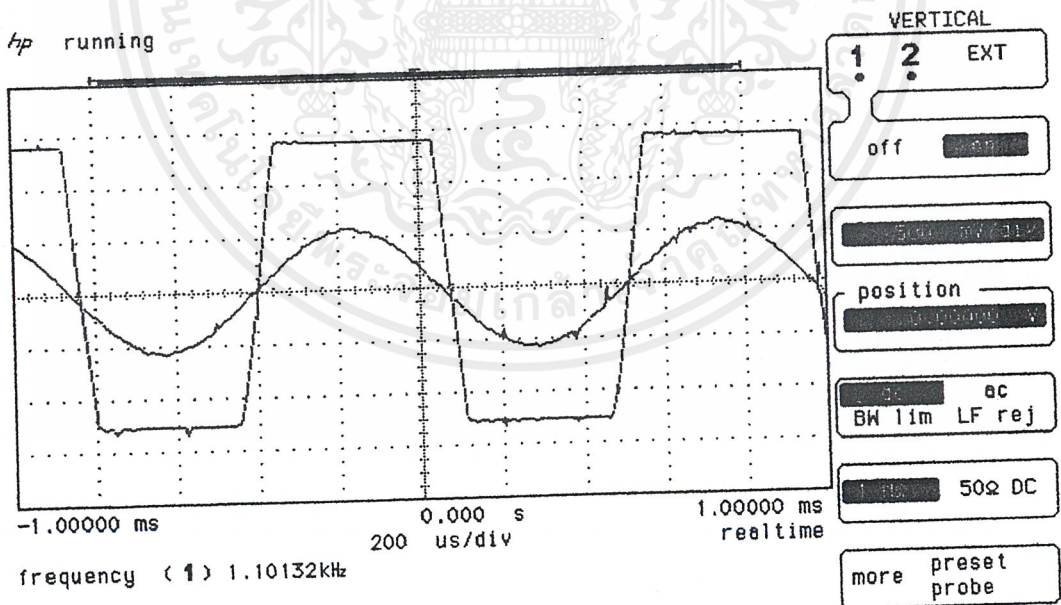


รูปที่ ก.1 แสดงวงจรควบคุมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับนักเรียนที่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



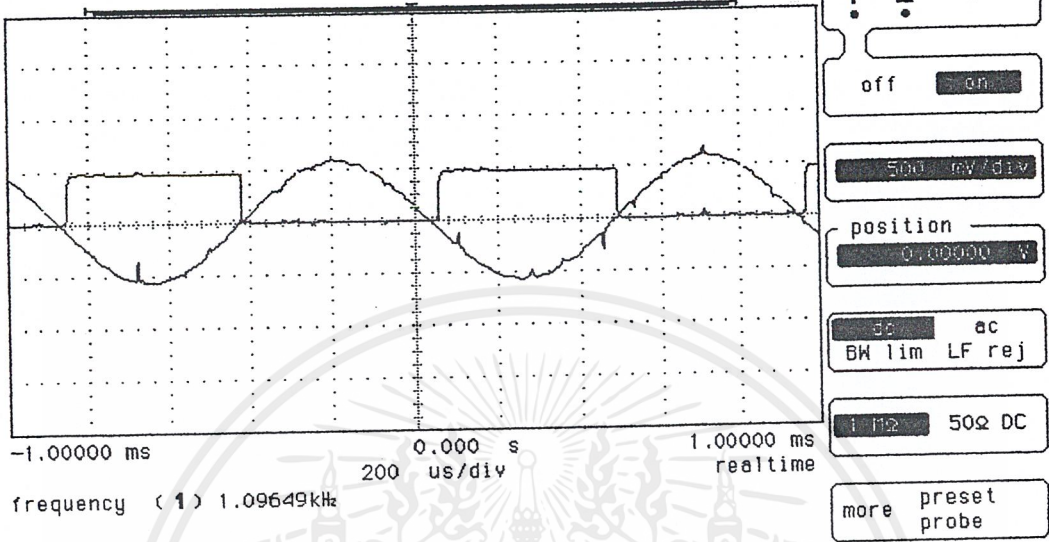
รูปที่ ก.2 แสดงสัญญาณขาเข้าที่ขา Non-Inverse ของไอซี 741 หรือสัญญาณกระแสไหล



รูปที่ ก.3 แสดงสัญญาณขาออกที่ขา output ของไอซี 741 เมื่อเทียบกับสัญญาณกระแสไหล

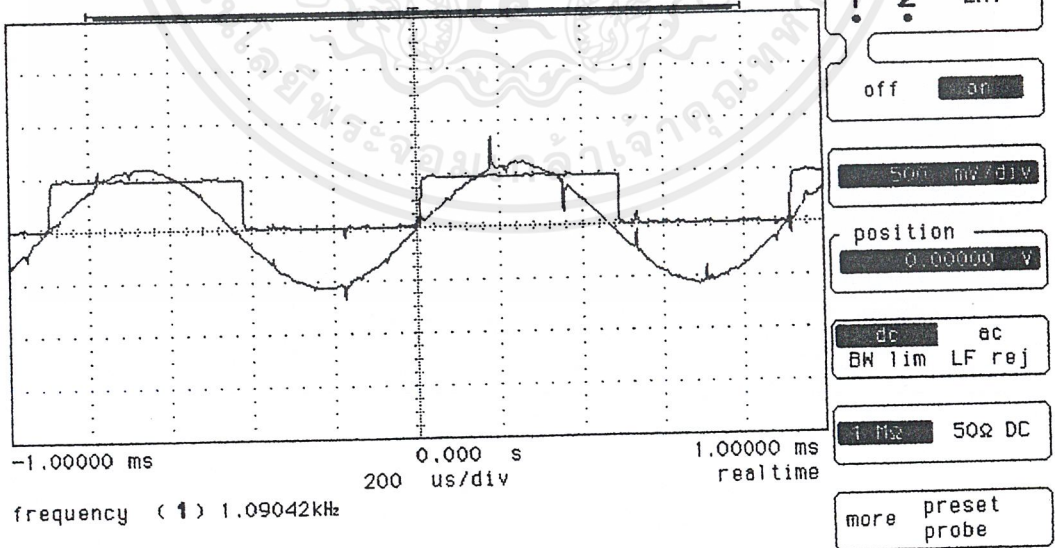
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

hp running



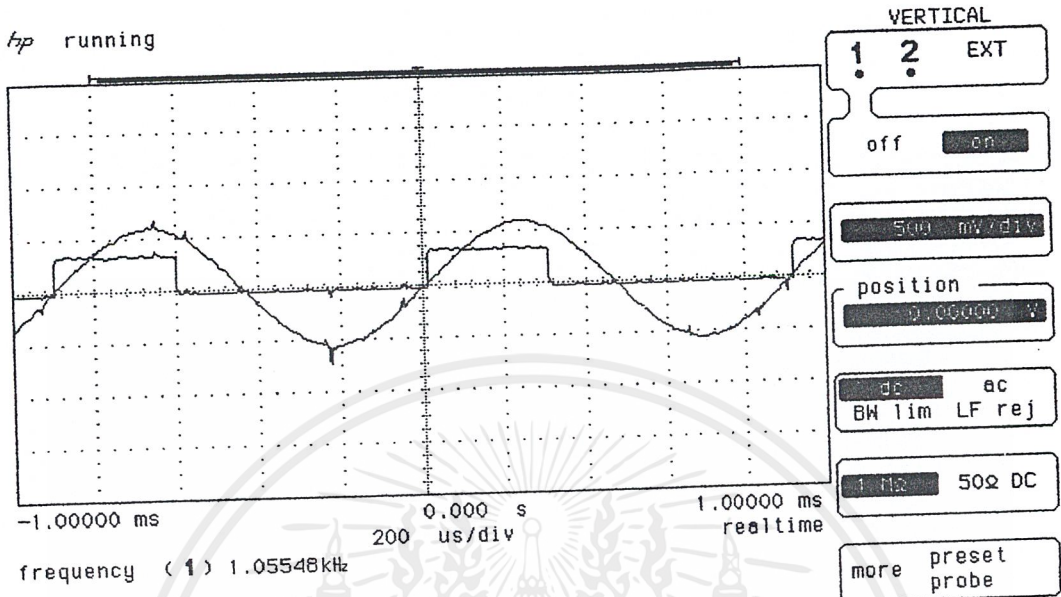
รูปที่ ก.4 แสดงสัญญาณขาออกที่ขา output ของไอซี LM311 (Out of phase) เมื่อเทียบกับสัญญาณกระแสไหลค

hp running

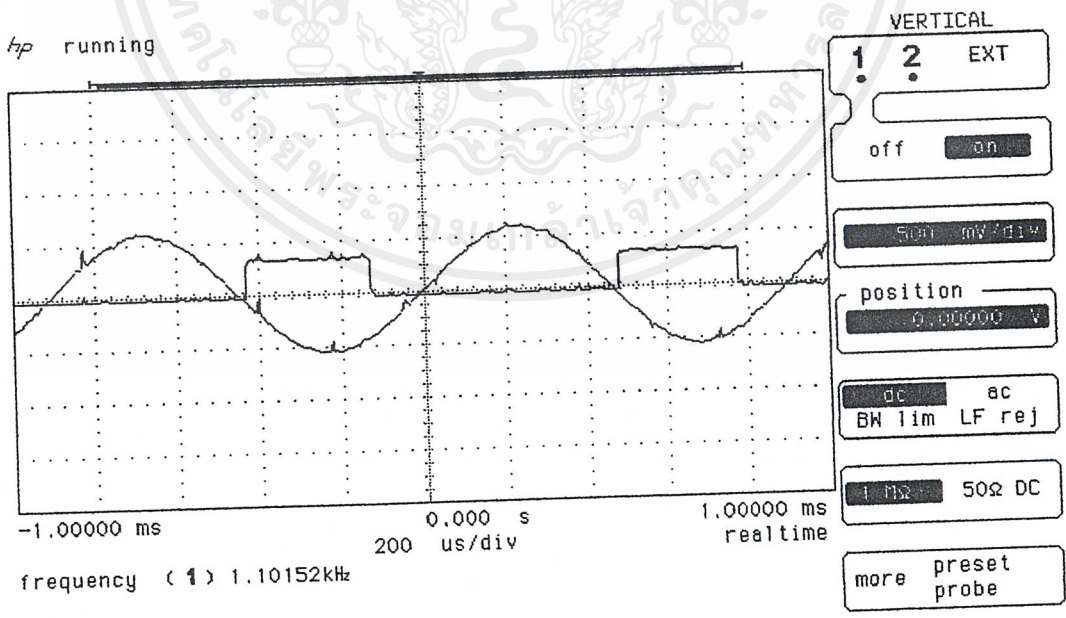


รูปที่ ก.5 แสดงสัญญาณขาออกที่ขา output ของไอซี LM311 (In phase) เมื่อเทียบกับสัญญาณ

กระแสไหลค นั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

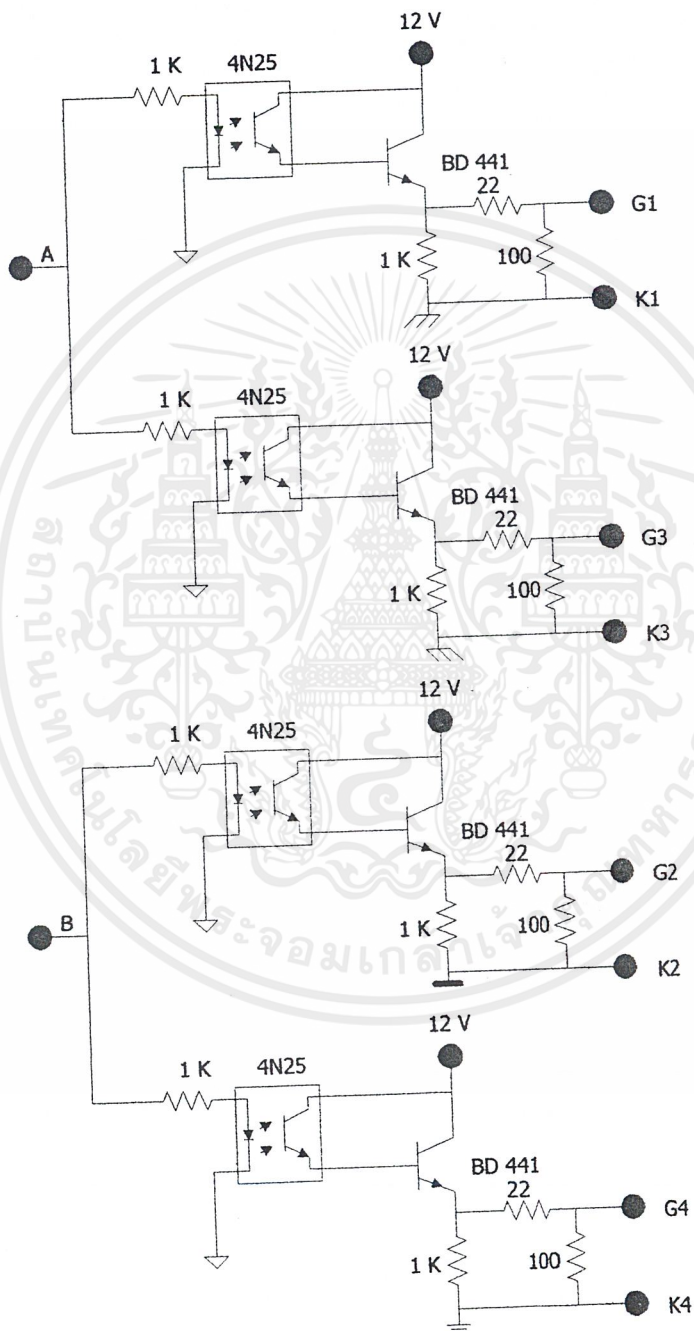


รูปที่ ก.6 แสดงสัญญาณขาออกที่ขา 3 output ของไอซี 555 (In phase) เมื่อเทียบกับสัญญาณ กระแสไหลด

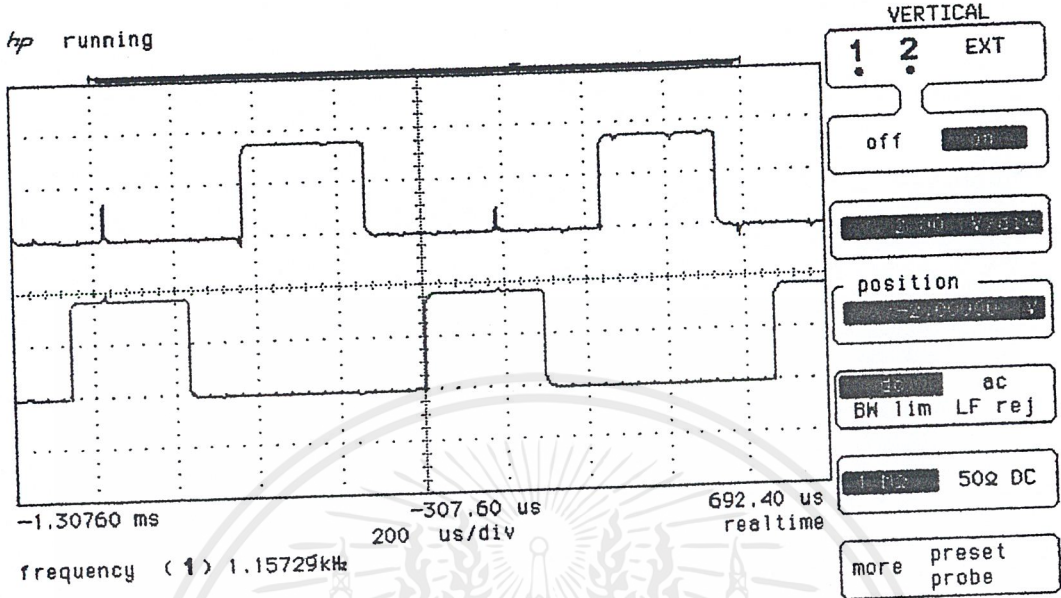


รูปที่ ก.7 แสดงสัญญาณขาออกที่ขา 3 output ของไอซี 555 (Out of phase) เมื่อเทียบกับสัญญาณ กระแสไหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ ก.8 แสดงวงจรนำขับเคลื่อนของ จีทีโอ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.9 แสดงสัญญาณขาออกของวงจรมอเตอร์นำขับ (Drive Circuit)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

外形図番号 H25

GFF200E

電気的特性

記号	単位
V_{DRM}	V
$I_{T(RMS)}$	A
$I_{T(CM)}$	A
$I_{T(CSM)}$	A
$I_{T(RM)}$	A
dI/dt	A/ μ S
$I^2 \cdot t$	A ² S
V_{GRM}	V
$P_{GR(AV)}$	W
$P_{GR(M)}$	W
$P_{GR(IAV)}$	W
$P_{GR(M)}$	W
T_J	°C
T_{TH}	°C

GFF200E12

1200 ($V_{GR} = 5V$ or $R_{CK} \leq 100\Omega$)

70 ($T_c = 60^\circ C$)

200 ($V_D = 800V$, オバシミュート100V, $E_{ref} = 12V$)

280 ($V_D = 800V$, オバシミュート100V, $E_{ref} = 12V$)

500 (1.5ms 導通, 正弦半波, 1 サイクル)

200

185 (1.5ms 導通, $I = RMS$ 値)

13

12

36

20

1500

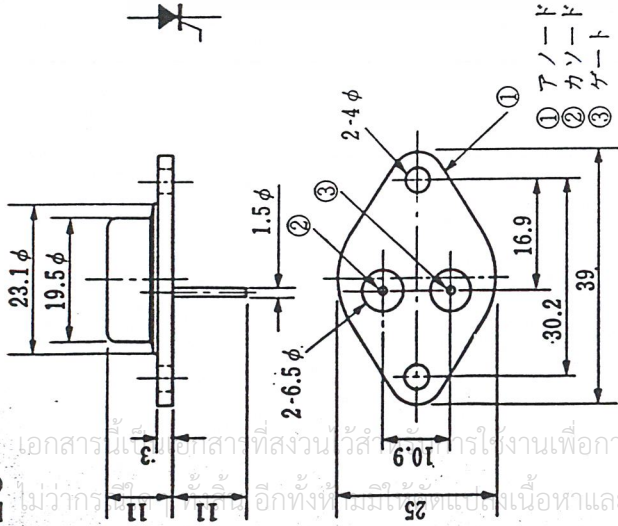
125

-40 ~ 125

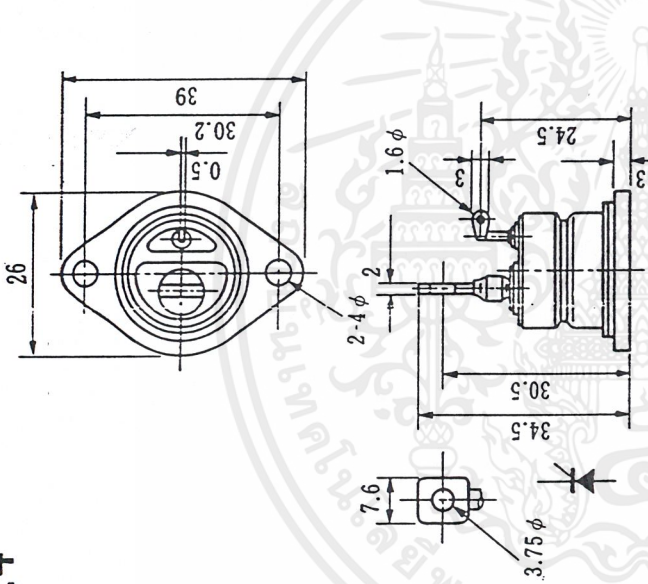
電気的特性 ($T_J = 25^\circ C$)

記号	測定条件	Min	Typ	Max	単位
I_{DRM}	$V_D = V_{DRXM}, R_{CK} = 100\Omega$			1	mA
V_{TM}	$I_{TM} = 200A$			3.8	V
V_{GT}	$V_D = 12V, R_L = 2\Omega$			1.5	V
I_{GT}				600	mA
dt/dt	$T_J = 125^\circ C, V_D = 800V, R_{CK} = 300\Omega$	1000			V/ μ S
I_H	$V_D = 24V$		4		A
I_{LATCH}	$V_D = 24V$		6		A
	$V_D = 800V$		3	4	
t_{et}	$I_{TM} = 200A$		1		μ S
	$I_{CT} = 8A$		2		
	$V_D = 800V, I_{TM} = 200A$		4.5	6	
t_{eq}	$E_{ref} = 12V$		4		μ S
	$L_G = 0.4\mu H$		0.5		
Q_{GQ}			200	300	μ C
R_{th}	接合ケース間			0.35	°C/W

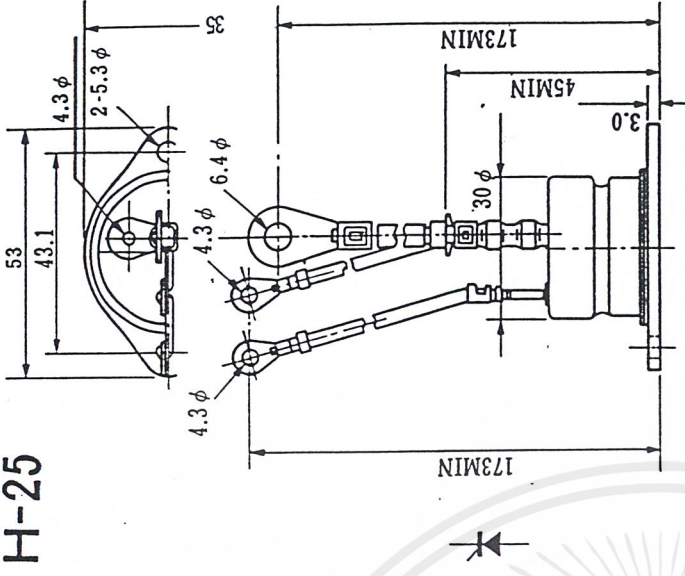
H-23



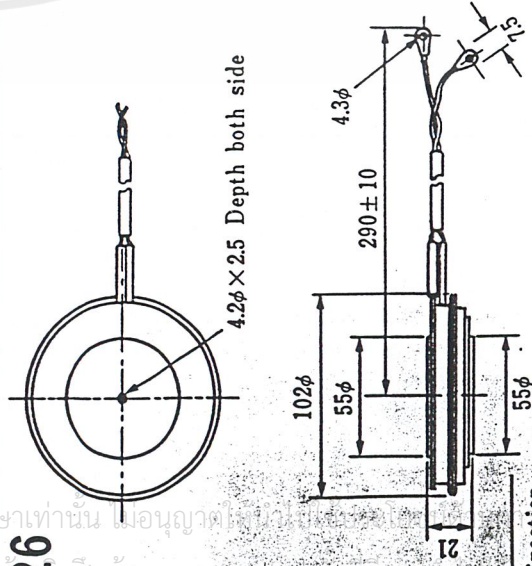
H-24



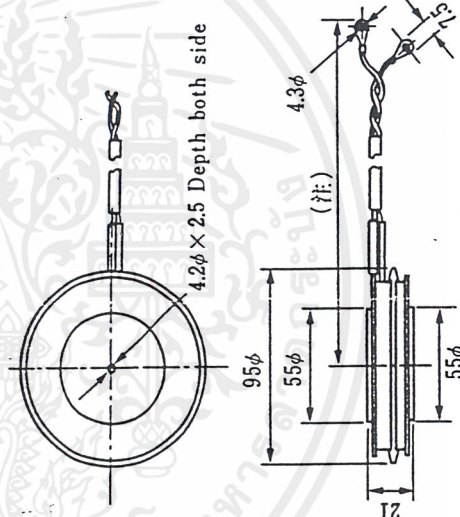
H-25



H-26



H-27



Type	Direction of polarity
CF11V	

Type	Direction of polarity
CF11V	

(註) CC11V : 400 ± 10
CF11V : 250 ± 10

V _{RRM} V _{RRM}	I _{FRMS} (maximum values for continuous operation) 120 A	
	I _{FAV} (sin. 180° T _{case} = 55 °C) 75 A	
	t _{rr} = 700 ns	
V		
1200	SKN 60 F 12	SKR 60 F 12
1400	SKN 60 F 14	SKR 60 F 14
1500	SKN 60 F 15	SKR 60 F 15

Fast Recovery Rectifier Diodes

SKN 60 F SKR 60 F



Symbol	Conditions	SKN 60 F SKR 60 F	Units
I _{FAV}	sin. 180; T _{case} = 100 °C; f = 1000 Hz	60	A
	sin. 180/rec. 120; T _{amb} = 45 °C; K5 K3 K1.1	15 / 14,5	A
		21,5 / 21	A
		38 / 36,5	A
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms	1400	A
	T _{vj} = 150 °C; 10 ms	1200	A
t _{rr}	T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms	9800	A ² s
	T _{vj} = 150 °C; 8,3 ... 10 ms	7200	A ² s
Q _{rr}	T _{vj} = 150 °C; I _F = 100 A; - $\frac{dI_F}{dt} = 100 \frac{A}{\mu s}$; V _R = 30 V	75	μC
		70	A
I _R	T _{vj} = 25 °C; V _R = V _{RRM}	0,4	mA
	T _{vj} = 150 °C; V _R = V _{RRM}	60	mA
t _{rr}	T _{vj} = 25 °C } I _F = I _R = 1 A T _{vj} = 150 °C }	max. 0,7	μs
		typ. 1,4	μs
V _F	T _{vj} = 25 °C; I _F = 150 A	max. 1,75	V
V _(TO)	T _{vj} = 150 °C	1,0	V
r _F	T _{vj} = 150 °C	4	mΩ
R _{thjc}		0,5	°C/W
R _{thch}		0,25	°C/W
T _{vj}		- 40 ... + 150	°C
T _{stg}		- 55 ... + 150	°C
M	SI units	2,5	Nm
	US units	22	lb.in.
a		5 · 9,81	m/s ²
		20	g
Case		E10	

Features

- Small recovered charge
- Soft recovery
- Up to 1500 V reverse voltage
- Hermetic metal cases with glass insulators
- Threaded studs ISO M6 and M8
- SKN: anode to stud
- SKR: cathode to stud

Typical Applications

- Inverse diodes for power transistors, GTO thyristors, asymmetric thyristors
- SMPS, inverters, choppers
- A. C. motor control, uninterruptible power supplies (UPS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

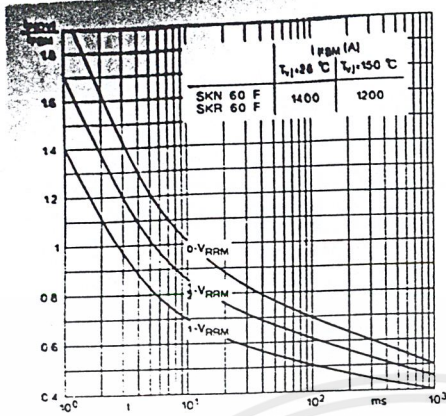
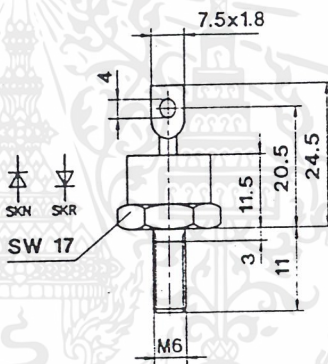


Fig. 9 Rated surge overload current

SKN 60 F
SKR 60 F

Case E 10

IEC-Publ. 191-2: A 4 M
JEDEC: DO-203 AB (DO-5) metric



Dimensions in mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

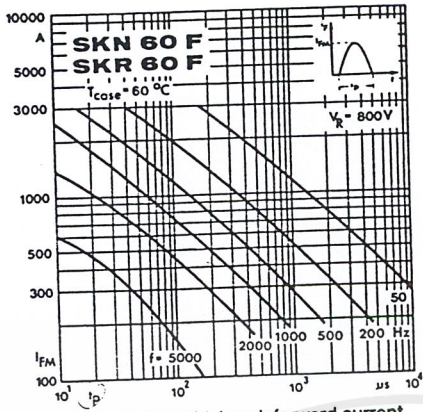


Fig. 1 a Rated sinusoidal peak forward current

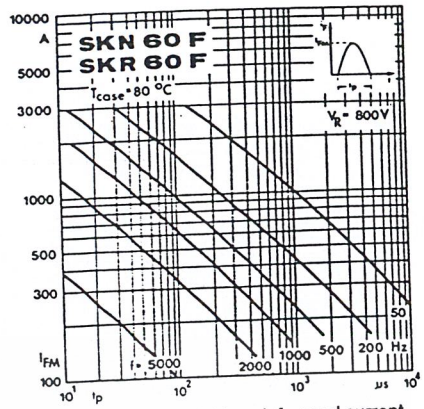


Fig. 1 b Rated sinusoidal peak forward current

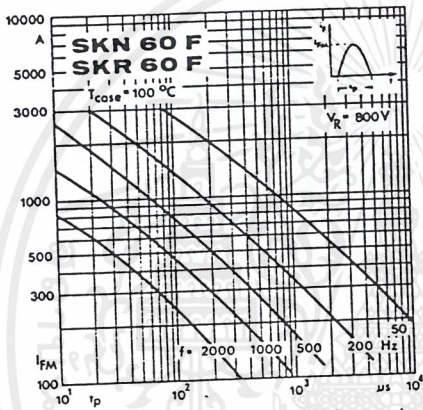


Fig. 1 c Rated sinusoidal peak forward current

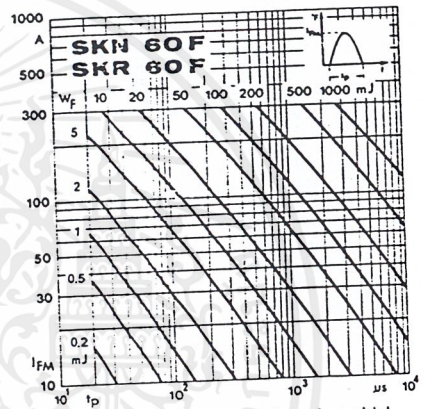


Fig. 2 Forward energy dissipation, sinusoidal

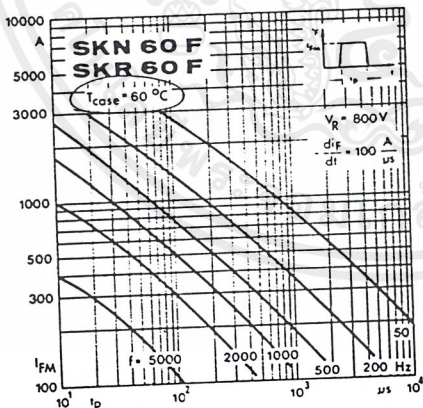


Fig. 3 a Rated rectangular peak forward current

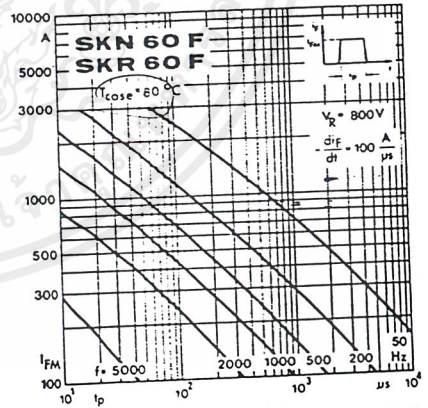


Fig. 3 b Rated rectangular peak forward current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

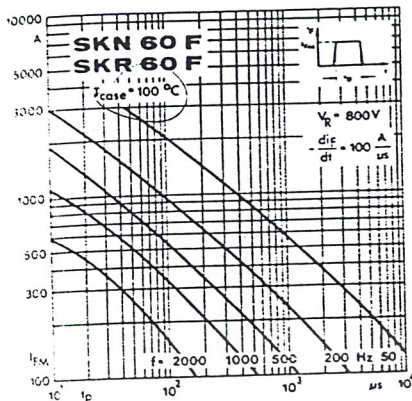


Fig. 3 c Rated rectangular peak forward current

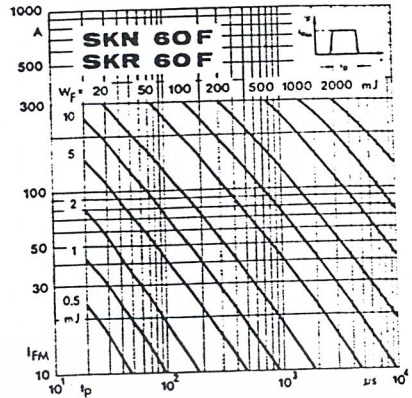


Fig. 4 Forward energy dissipation, rectangular

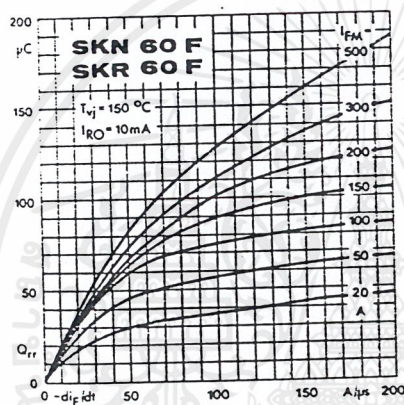


Fig. 5 Recovered charge

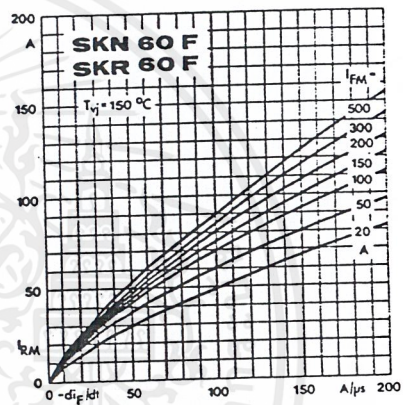


Fig. 6 Peak reverse recovery current

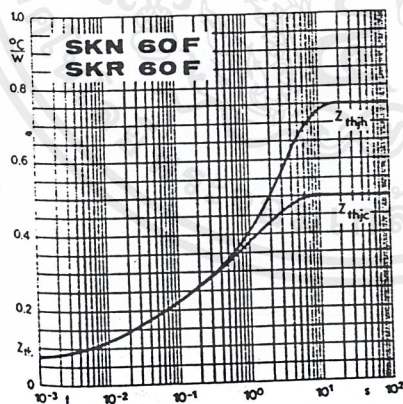


Fig. 7 Transient thermal impedance

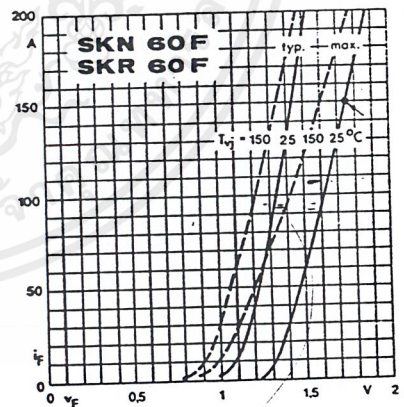


Fig. 8 Forward characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 Timer/Oscillator

Data sheet

Similar to: LM555-SE555C-MC1455P1-NTE955M-

ECG955M

by Tony van Rooy, CET

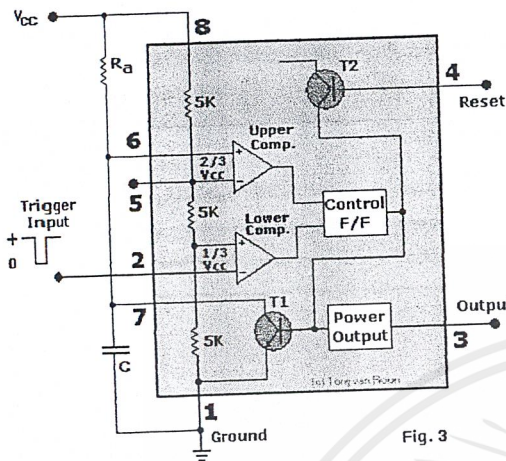


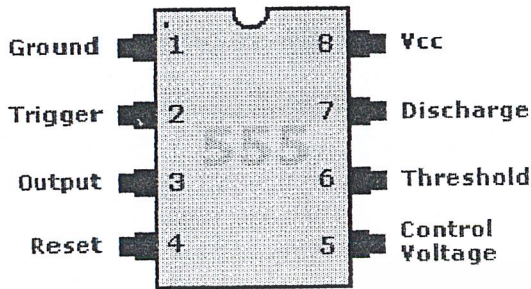
Fig. 3

The NE555 silicon monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200 mA.

Features:

- Turn off time less than 2 micro seconds.
- Maximum operating frequency greater than 500KHz.
- Timing from microseconds to hours.
- Operates in both astable and monostable modes.
- High output current.
- Adjustable duty-cycle.
- TTL compatible.
- Temperature stability of 0.005% per °C.
- Rise and Fall times of output is 100nS typical.
- The MC1455 (cmos) has a normally "on" or normally "off".
- The MC1455 (cmos) output can also drive MTTL circuits.
- The MC1455 (cmos) is direct pin-compatible with the NE555 timers.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Some Applications:

- Precision Timing.
- Pulse generation.
- Sequential timing.
- Timedelay generation.
- Pulse width modulation.
- Pulse position modulation.
- Missing Pulse Detector (used in *Crashed Aircraft*

Locator article).

Absolute Maximum Ratings:

- Supply voltage for SE555 +18 volt. For NE555 & SE555C +16 volt.
- Discharge current (pin 7) is 200mA.
- Power dissipation 600 milliWatts. For the MC1455 is that 680mW.
- Operating temperature range for NE555 0 to 70°C, for SE555 & SE555C -55 to 125°C.
- Storage temperature range from -65 to 150°C.
- Lead temperature (soldering, up to 60 sec) 300°C.

Suffix's:

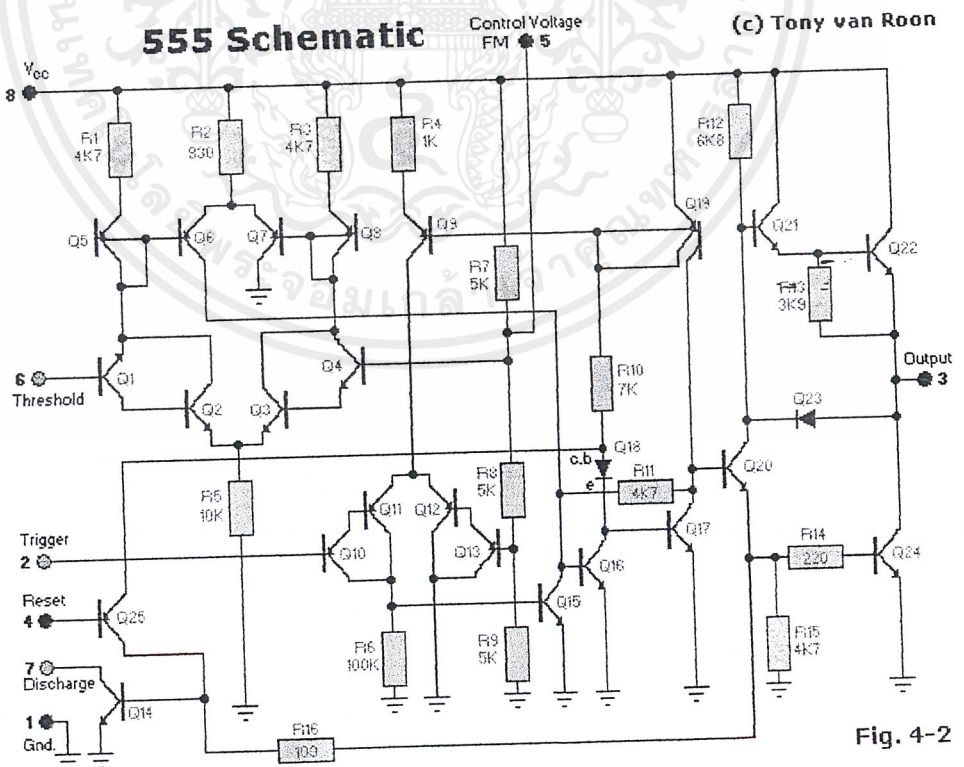
- The 'G' suffix (e.i. xx555G) stands for Metal package (can), case 601-04.
- The 'P1' suffix stands for Plastic package (the most common), case 626-05.
- The 'U' suffix stands for Ceramic package (mostly used in the Industry), case 693-02.
- The 'L' suffix stands for Ceramic package (mostly used in the Industry), case 632-08.
- The 'D' suffix stands for Surface Mount, Plastic package, case 751-02 or SO-8.
- The 'D, N, or FE' suffix can be found for the 8-pin dip packages.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- The 'F' suffix is the 14 pin version of the 8-pin dip. Pins 2,5,7,9,11, and 13 are not connected.

Notes:

- Supply current when output high typically 1mA or less.
- Tested at $V_{cc}=5V$ and $V_{cc}=15V$.
- This will determine the maximum value of R_a+R_b , for 15V operation, the max total $R = 10$ megohm, and for 5V operation, the max total of $R = 3.4$ megohm.
- Specified with trigger input high.
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{cc}$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



BD439/BD440 BD441/BD442

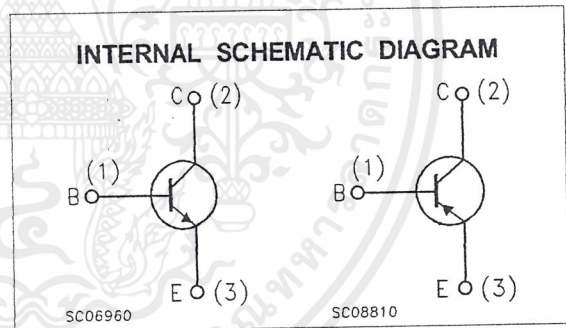
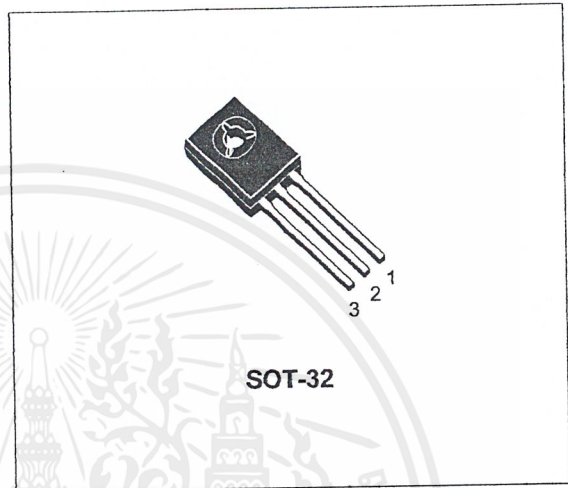
COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES
- COMPLEMENTARY PNP - NPN DEVICES

DESCRIPTION

The BD439 and BD441 are silicon epitaxial-base NPN power transistors in Jedec SOT-32 plastic package, intended for use in power linear and switching applications.

The complementary PNP types are BD440, and BD442 respectively.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		NPN	BD439 BD441	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)		80	V
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage ($V_{BE} = 0$)	60	80	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	60	80	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)		5	V
I_C	Collector Current		4	A
I_{CM}	Collector Peak Current ($t \leq 10$ ms)		7	A
I_B	Base Current		1	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c \leq 25$ °C		36	W
T_{stg}	Storage Temperature		-65 to 150	°C
T_j	Max. Operating Junction Temperature		150	°C

For PNP types voltage and current values are negative.

BD439/BD440/BD441/BD442

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	3.5	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	100	°C/W

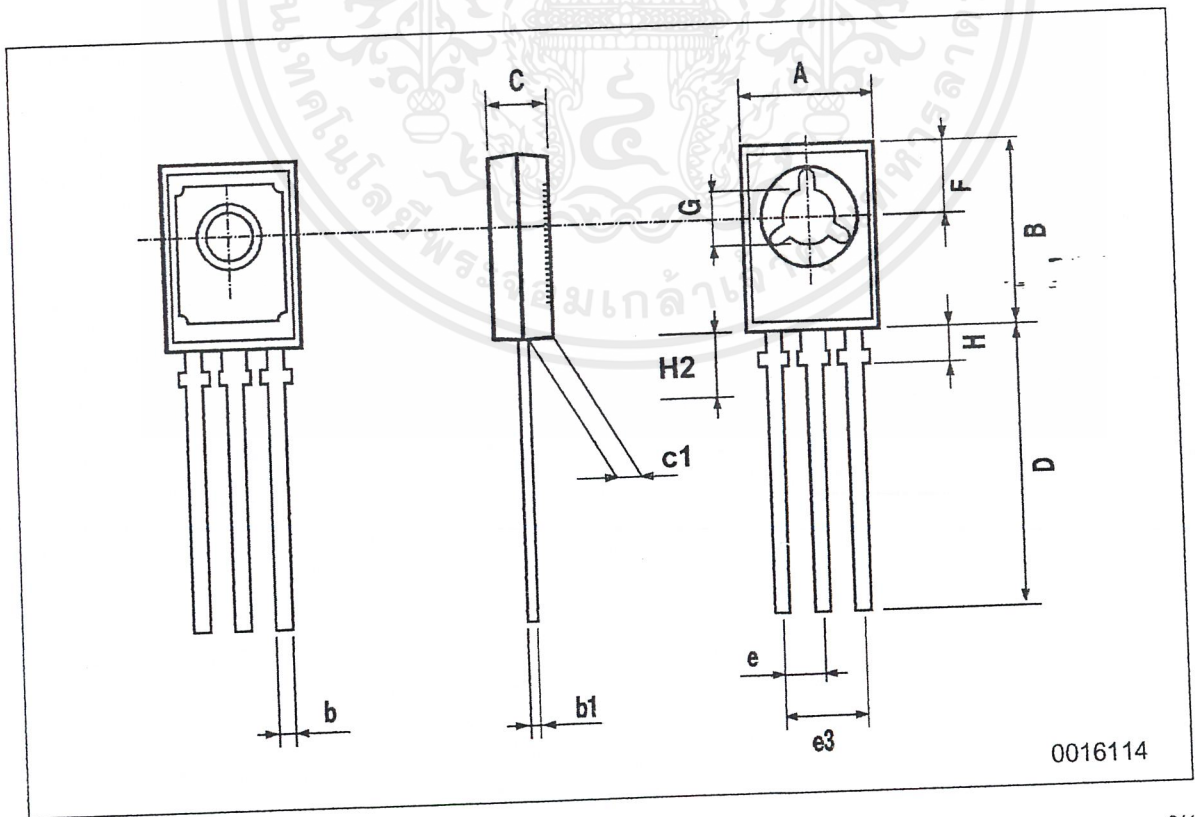
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CBO}	Collector Cut-off Current (I _E = 0)	for BD439/440 V _{CB} = 60 V for BD441/442 V _{CB} = 80 V			100 100	μA μA
I _{CES}	Collector Cut-off Current (V _{BE} = 0)	for BD439/440 V _{CB} = 60 V for BD441/442 V _{CB} = 80 V			100 100	μA μA
I _{EBO}	Emitter Cut-off Current (I _C = 0)	V _{EB} = 5 V			1	mA
V _{CE0(sus)*}	Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _B = 0)	I _C = 100 mA for DB439/440 for BD441/442	60 80			V V
V _{CE(sat)*}	Collector-Emitter Saturation Voltage	I _C = 2 A I _B = 0.2 A			0.8	V
V _{BE*}	Base-Emitter Voltage	I _C = 10 mA V _{CE} = 5 V I _C = 2 A V _{CE} = 1 V		0.58	1.5	V V
h _{FE*}	DC Current Gain	I _C = 10 mA V _{CE} = 5 V for BD439/440 for BD441/442 I _C = 500 mA V _{CE} = 1 V for BD439/440 for BD441/442 I _C = 2 A V _{CE} = 1 V for BD439/440 for BD441/442	20 15 40 40 25 15	130 130 140 140		
h _{FE1} /h _{FE2*}	Matched Pair	I _C = 500 mA V _{CE} = 1 V			1.4	
f _T	Transition frequency	I _C = 250 mA V _{CE} = 1 V	3			MHz

* Pulsed: Pulse duration = 300 ms, duty cycle 1.5 %

SOT-32 (TO-126) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	7.4		7.8	0.291		0.307
B	10.5		10.8	0.413		0.445
b	0.7		0.9	0.028		0.035
b1	0.49		0.75	0.019		0.030
C	2.4		2.7	0.040		0.106
c1	1.0		1.3	0.039		0.050
D	15.4		16.0	0.606		0.629
e		2.2			0.087	
e3	4.15		4.65	0.163		0.183
F		3.8			0.150	
G	3		3.2	0.118		0.126
H			2.54			0.100



0016114



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 2000 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

LM741 Operational Amplifier

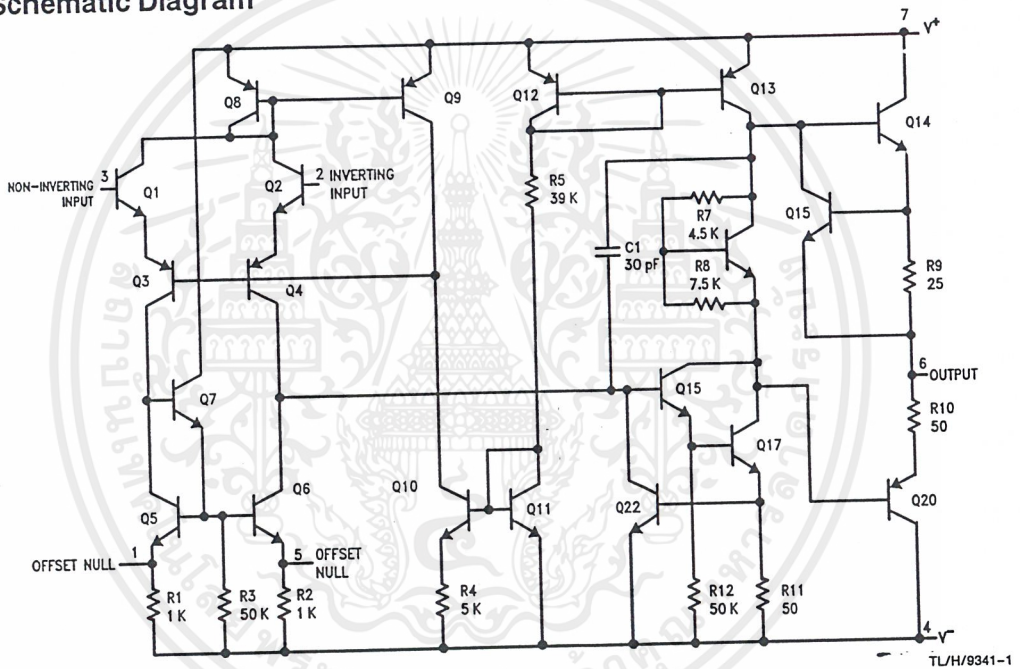
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

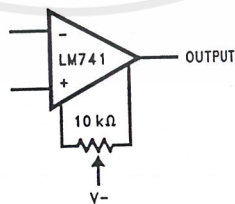
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic Diagram



Offset Nulling Circuit



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/
Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega,$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega, V_{CM} = \pm 12V$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25	0.8		0.3			0.3		μs %
Overshoot			6.0	20		5			5		
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150		50	85		50	85	mW mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

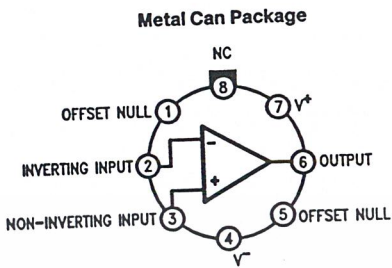
Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35/\text{Rise Time}(\mu\text{s})$.

Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

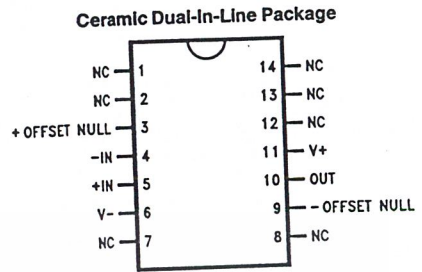
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams



TL/H/9341-2

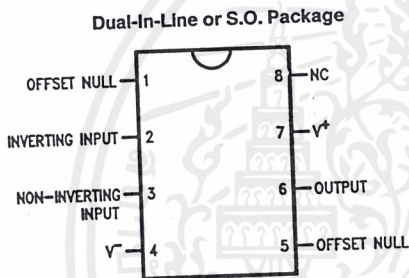
Order Number LM741H, LM741H/883*,
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C



TL/H/9341-5

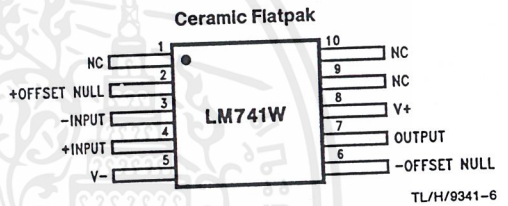
Order Number LM741J-14/883*, LM741AJ-14/883**
See NS Package Number J14A

*also available per JM38510/10101
**also available per JM38510/10102



TL/H/9341-3

Order Number LM741J, LM741J/883,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E



TL/H/9341-6

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

*LM741H is available per JM38510/10101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs

40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

Features

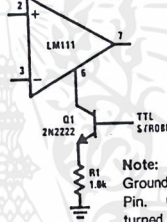
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

Typical Applications**

Offset Balancing



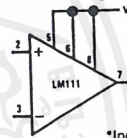
Strobing



Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

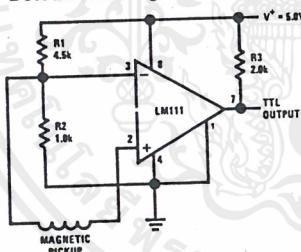
**Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for H08 metal can package.

Increasing Input Stage Current*

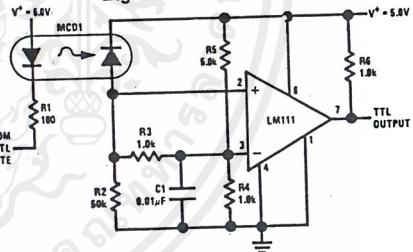


*Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

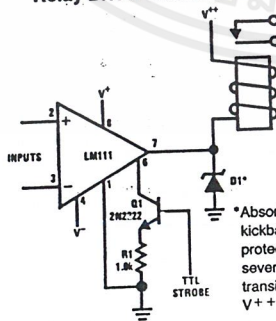
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator



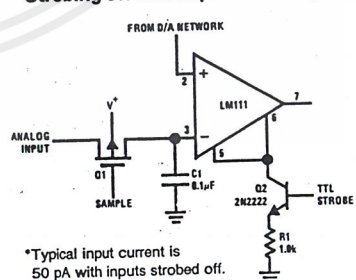
Relay Driver with Strobe



*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V+ + line.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input* and Output Stages



*Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 7)

Total Supply Voltage (V_{B4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range LM111	$-55^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LM211	$-25^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$260^{\circ}C$
Voltage at Strobe Pin	$V+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	$260^{\circ}C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^{\circ}C$
Infrared (15 seconds)	$220^{\circ}C$
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD Rating (Note 8)	300V

Electrical Characteristics for the LM111 and LM211 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C, R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}C$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^{\circ}C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25^{\circ}C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25^{\circ}C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^{\circ}C, I_{STROBE} = 3$ mA		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50$ k			4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V+ = 15V, V- = -15V$, Pin 7 Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V+ \geq 4.5V, V- = 0$ $V_{IN} \leq -6$ mV, $I_{OUT} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ± 15 supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM111 is $150^{\circ}C$, while that of the LM211 is $110^{\circ}C$. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of $165^{\circ}C/W$, junction to ambient, or $20^{\circ}C/W$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $110^{\circ}C/W$, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 0 to 5 mA.

Note 7: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings for the LM311
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{S4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
ESD Rating (Note 7)	300V

Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to $70^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	$260^\circ C$
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	$260^\circ C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^\circ C$
Infrared (15 seconds)	$220^\circ C$

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

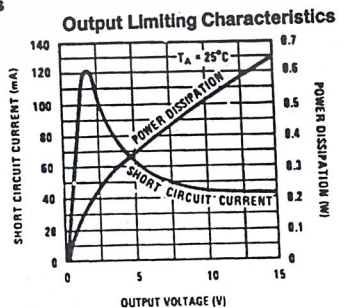
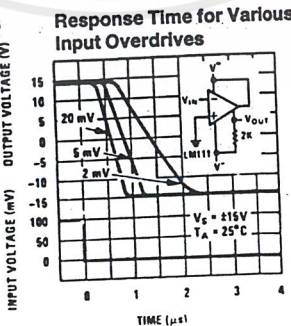
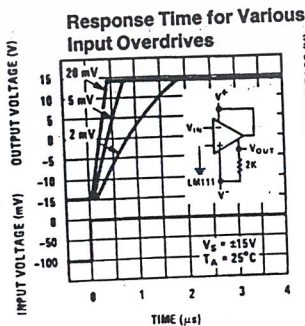
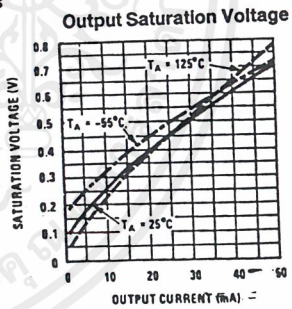
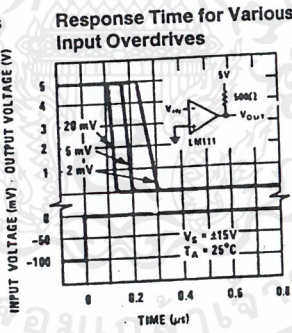
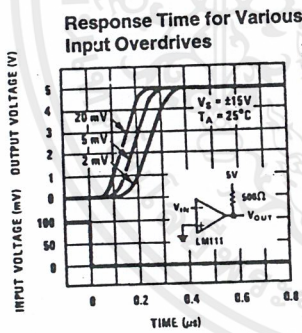
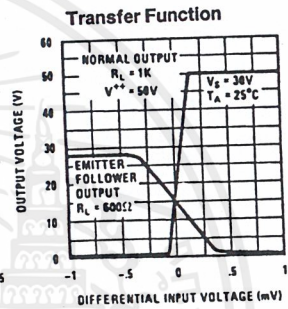
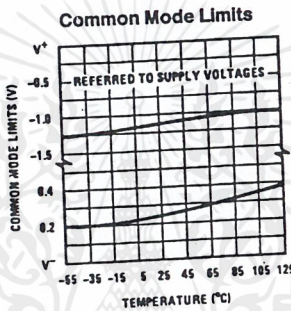
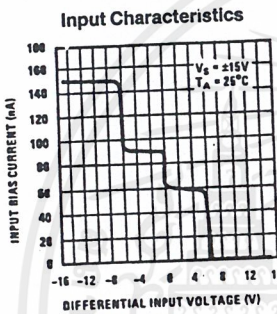
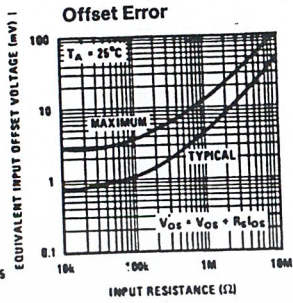
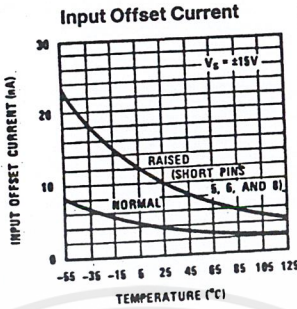
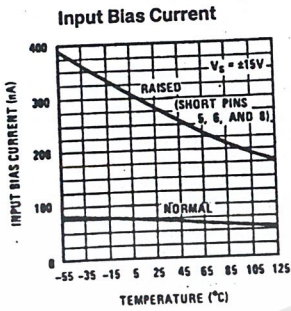
Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25^\circ C$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3$ mA $V^- = \text{Pin 1} = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50K$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

- Note 1:** This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
- Note 2:** The maximum junction temperature of the LM311 is $110^\circ C$. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of $165^\circ C/W$, junction to ambient, or $20^\circ C/W$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $100^\circ C/W$, junction to ambient.
- Note 3:** These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.
- Note 4:** The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .
- Note 5:** The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.
- Note 6:** This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.
- Note 7:** Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

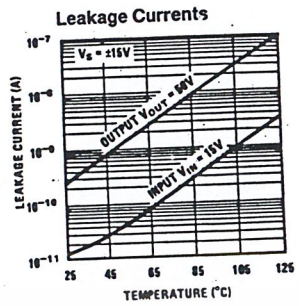
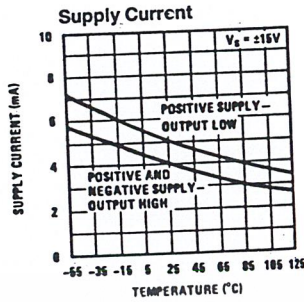
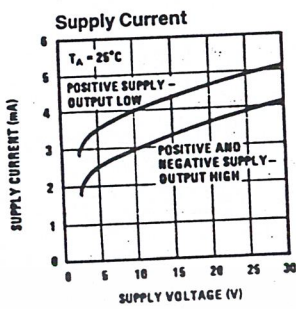
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics



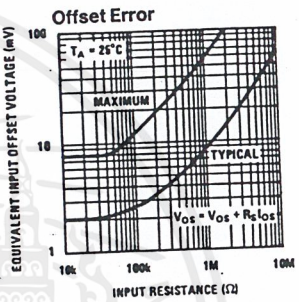
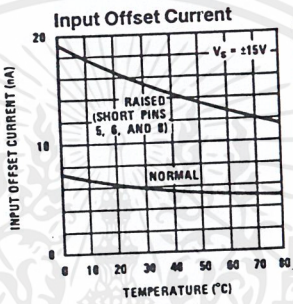
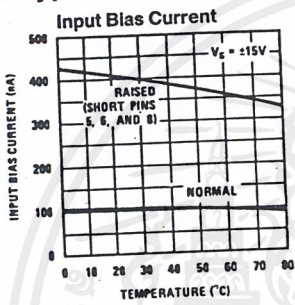
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211 Typical Performance Characteristics (Continued)

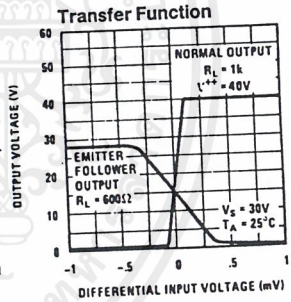
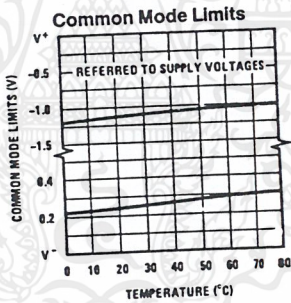
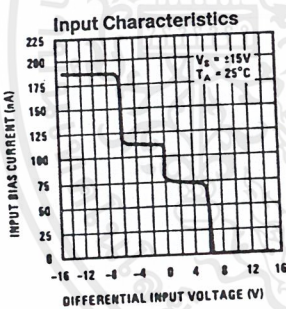


TL/H/5704-3

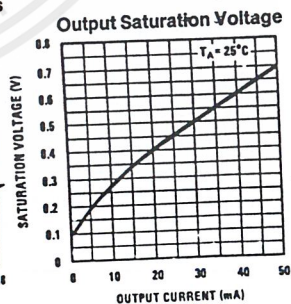
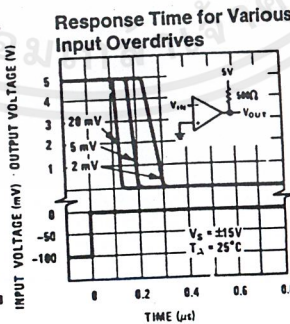
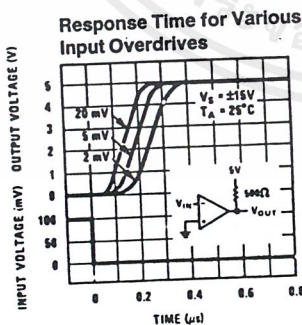
LM311 Typical Performance Characteristics



TL/H/5704-8



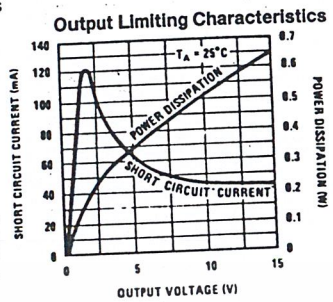
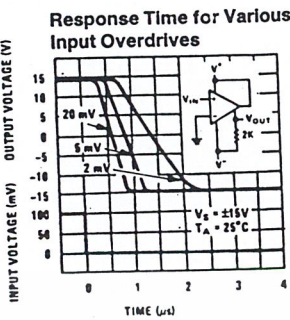
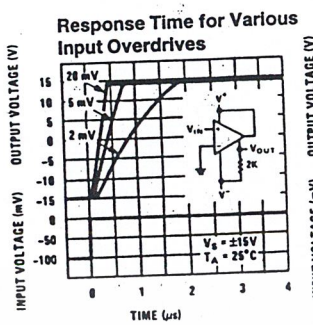
TL/H/5704-9



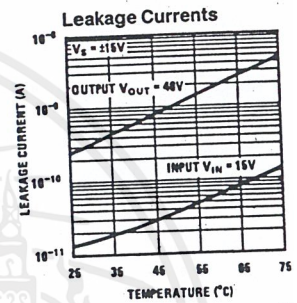
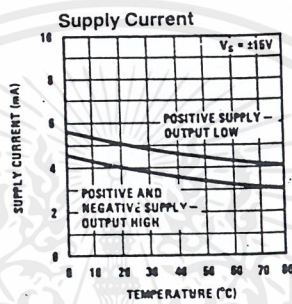
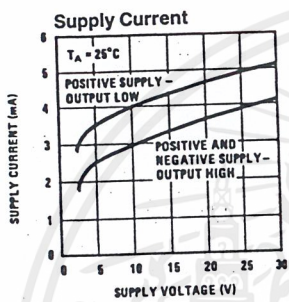
TL/H/5704-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM311 Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5704-11



TL/H/5704-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

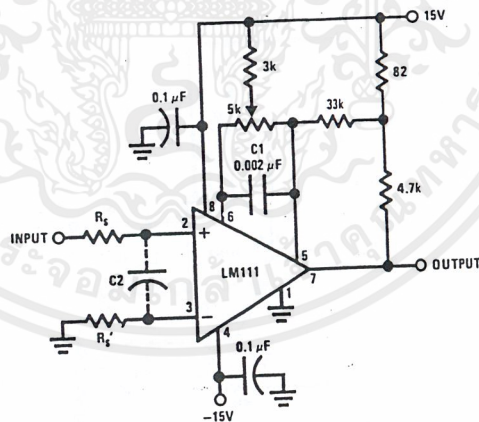
Application Hints

CIRCUIT TECHNIQUES FOR AVOIDING OSCILLATIONS IN COMPARATOR APPLICATIONS

When a high-speed comparator such as the LM111 is used with fast input signals and low source impedances, the output response will normally be fast and stable, assuming that the power supplies have been bypassed (with 0.1 μF disc capacitors), and that the output signal is routed well away from the inputs (pins 2 and 3) and also away from pins 5 and 6.

However, when the input signal is a voltage ramp or a slow sine wave, or if the signal source impedance is high (1 k Ω to 100 k Ω), the comparator may burst into oscillation near the crossing-point. This is due to the high gain and wide bandwidth of comparators like the LM111. To avoid oscillation or instability in such a usage, several precautions are recommended, as shown in *Figure 1* below.

1. The trim pins (pins 5 and 6) act as unwanted auxiliary inputs. If these pins are not connected to a trim-pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, a 0.01 μF capacitor C1 between pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to AC coupling. A smaller capacitor is used if pin 5 is used for positive feedback as in *Figure 1*.
2. Certain sources will produce a cleaner comparator output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor C2 is connected directly across the input pins.
3. When the signal source is applied through a resistive network, R_S , it is usually advantageous to choose an R_S' of substantially the same value, both for DC and for dynamic (AC) considerations. Carbon, tin-oxide, and metal-film resistors have all been used successfully in comparator input circuitry. Inductive wirewound resistors are not suitable.
4. When comparator circuits use input resistors (eg. summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be close to the device or socket. In other words there should be very little lead length or printed-circuit foil run between comparator and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to capacitors, pots, etc. For example, if $R_S = 10\text{ k}\Omega$, as little as 5 inches of lead between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to damp. Twisting these input leads tightly is the only (second best) alternative to placing resistors close to the comparator.
5. Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane under the LM111 circuitry, for example, one side of a double-layer circuit card. Ground foil (or, positive supply or negative supply foil) should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides, to guard against capacitive coupling from any high-level signals (such as the output). If pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located, at most, a few inches away from the LM111, and the 0.01 μF capacitor should be installed. If this capacitor cannot be used, a shielding printed-circuit foil may be advisable between pins 6 and 7. The power supply bypass capacitors should be located within a couple inches of the LM111. (Some other comparators require the power-supply bypass to be located immediately adjacent to the comparator.)



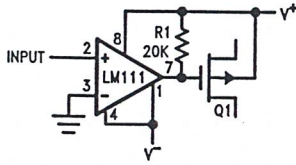
Pin connections shown are for LM111H in the H08 hermetic package

FIGURE 1. Improved Positive Feedback

TL/H/5704-29

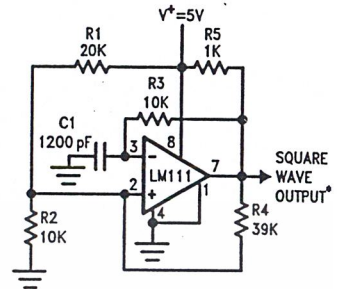
Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

Zero Crossing Detector Driving MOS Switch



TL/H/5704-13

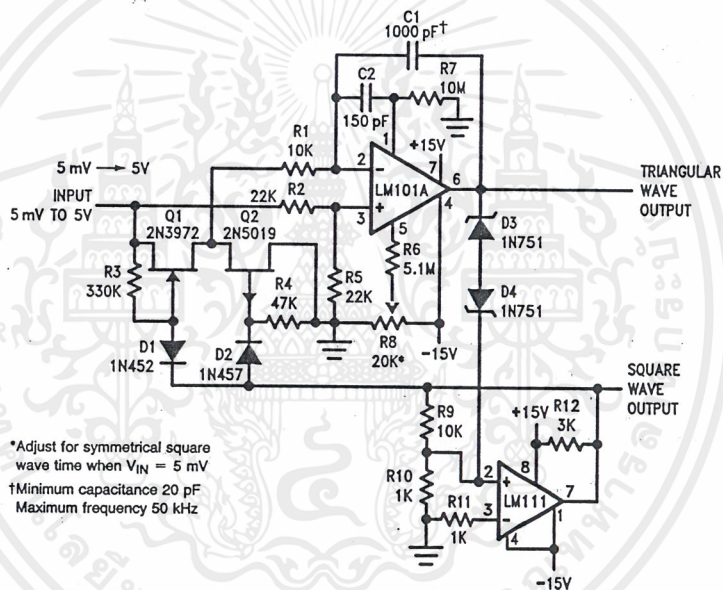
100 kHz Free Running Multivibrator



*TTL or DTL fanout of two

TL/H/5704-14

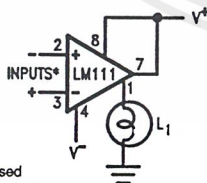
10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator



*Adjust for symmetrical square wave time when $V_{IN} = 5 \text{ mV}$
 †Minimum capacitance 20 pF
 ‡Maximum frequency 50 kHz

TL/H/5704-15

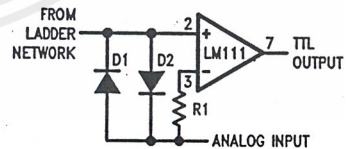
Driving Ground-Referred Load



*Input polarity is reversed when using pin 1 as output.

TL/H/5704-16

Using Clamp Diodes to Improve Response

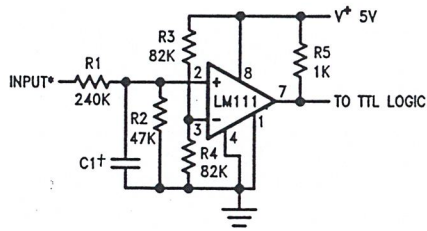


TL/H/5704-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

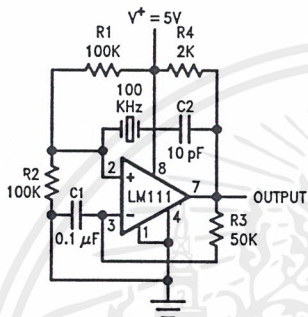
TTL Interface with High Level Logic



*Values shown are for a 0 to 30V logic swing and a 15V threshold.
†May be added to control speed and reduce susceptibility to noise spikes.

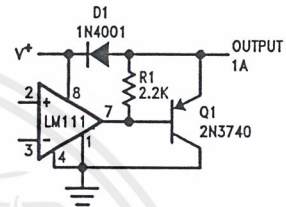
TL/H/5704-18

Crystal Oscillator



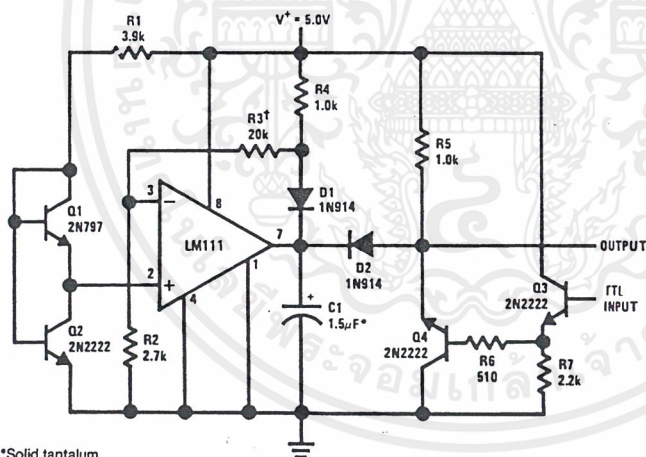
TL/H/5704-19

Comparator and Solenoid Driver



TL/H/5704-20

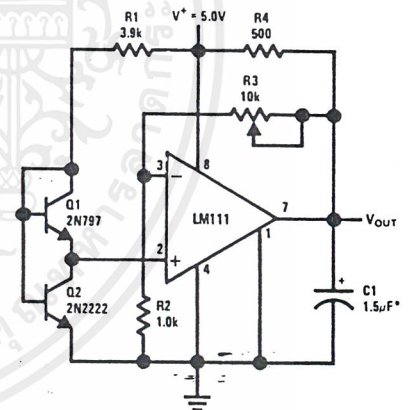
Precision Squarer



*Solid tantalum
†Adjust to set clamp level

TL/H/5704-21

Low Voltage Adjustable Reference Supply



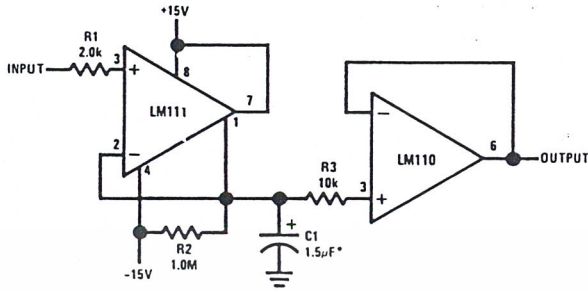
*Solid tantalum

TL/H/5704-22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

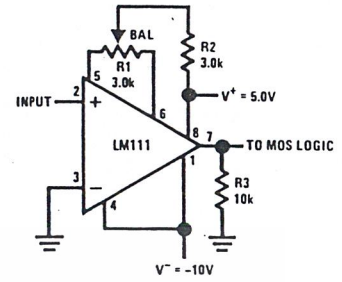
Positive Peak Detector



*Solid tantalum

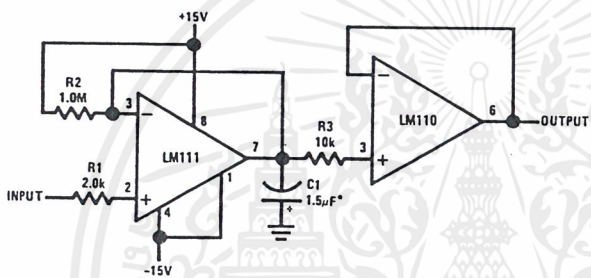
TL/H/5704-23

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



TL/H/5704-24

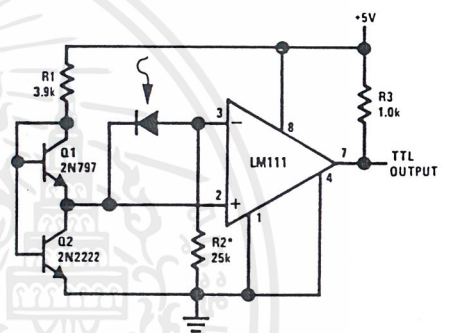
Negative Peak Detector



*Solid tantalum

TL/H/5704-25

Precision Photodiode Comparator



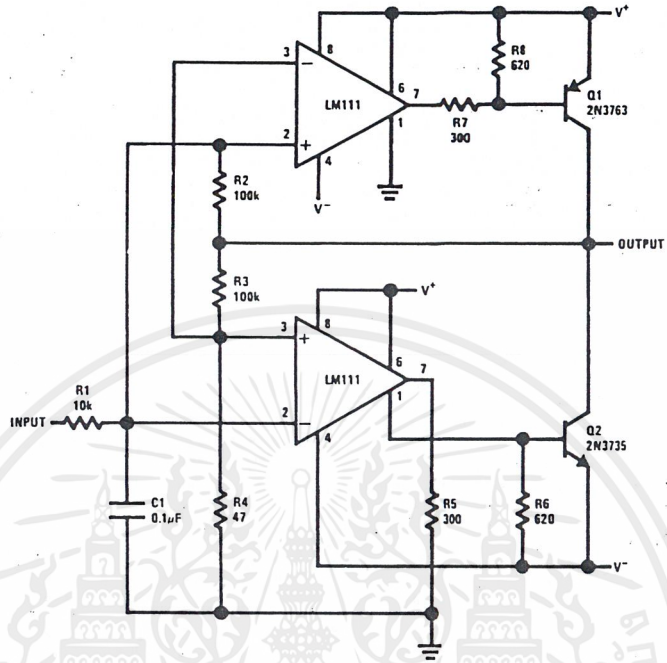
TL/H/5704-26

*R2 sets the comparison level.
At comparison, the photodiode has less than 5 mV across it, decreasing leakages by an order of magnitude.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

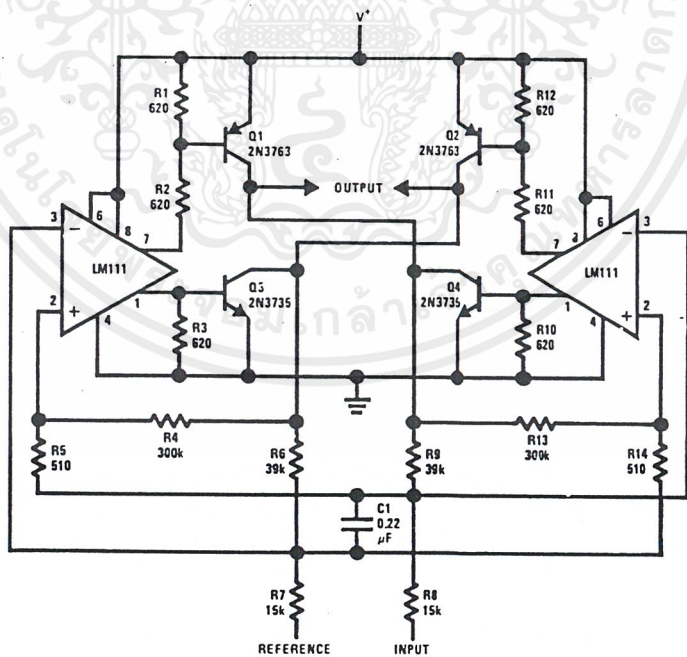
Typical Applications (Continued) (Pin numbers refer to H08 package)

Switching Power Amplifier



TL/H/5704-27

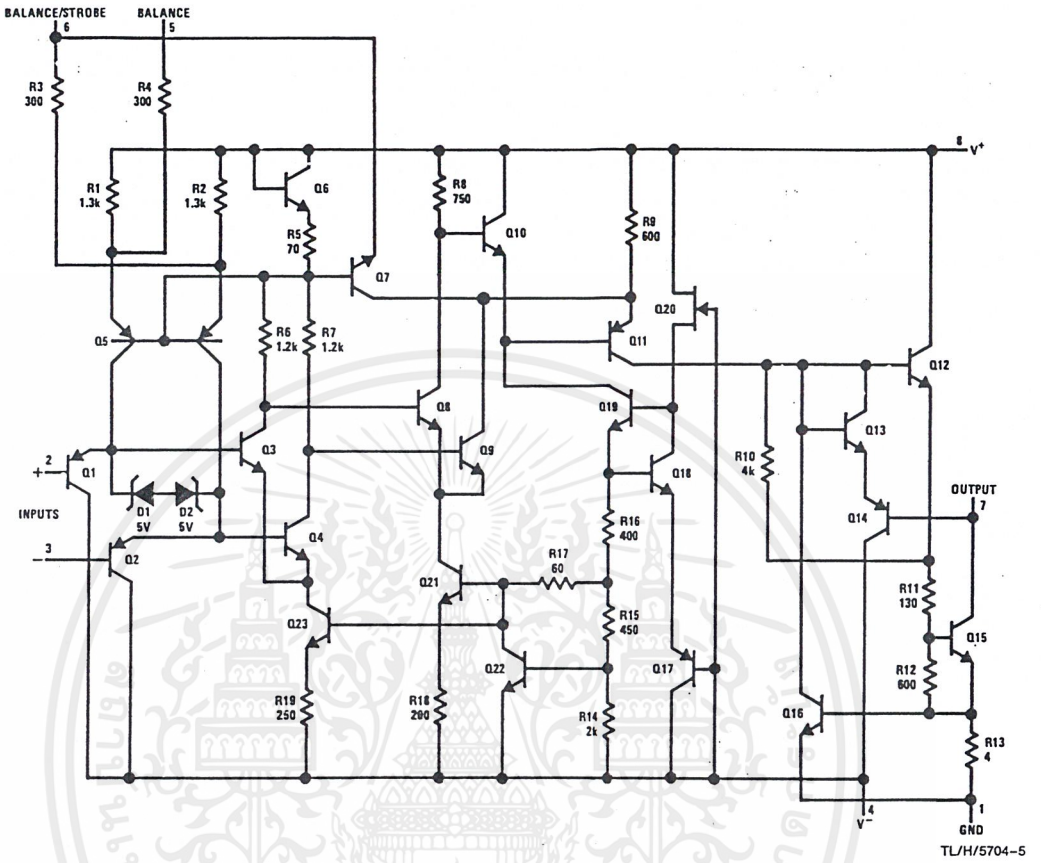
Switching Power Amplifier



TL/H/5704-28

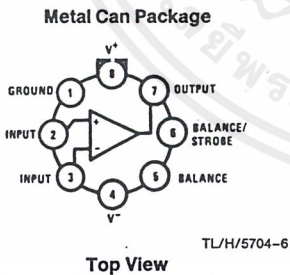
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram **



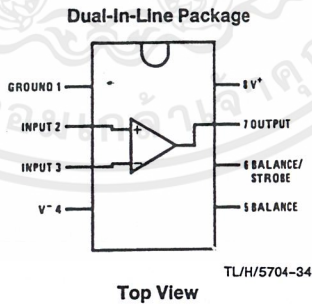
**Pin connections shown on schematic diagram are for H08 package.

Connection Diagrams*

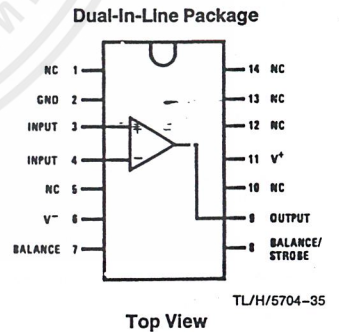


Note: Pin 4 connected to case

Order Number LM111H,
LM111H/883*, LM211H or LM311H
See NS Package Number H08C



Order Number LM111J-8, LM111J-
8/883*, LM211J-8, LM211M,
LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A,
M08A or N08E

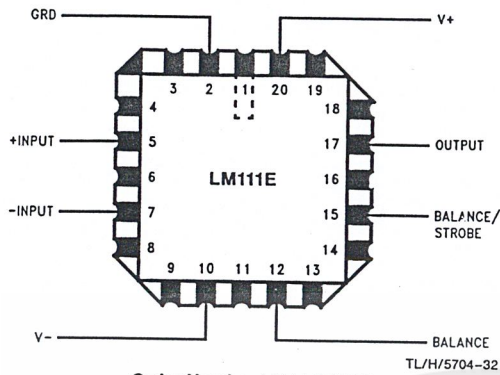


Order Number LM111J/883* or
LM311N-14
See NS Package Number
J14A or N14A

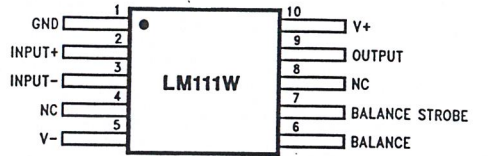
*Also available per JM38510/10304

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams (Continued)



Order Number LM111E/883
See NS Package Number E20A



Order Number LM111W/883*
See NS Package Number W10A

TL/H/5704-33

*Also available per JM38510/10304



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้กำเนิดและสนับสนุนเรื่องของการศึกษาและ โครงการงาน
ชิ้นนี้ได้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือสนับสนุน และอำนวยความสะดวกจากหลาย
ท่าน ผู้จัดทำขอกล่าวขอบพระคุณ ผ.ศ. พิชิต ถ้ายอง ที่ช่วยให้คำปรึกษาและวางแนวทาง ในการทำ
โครงการและได้สนับสนุนชิ้นส่วนและอุปกรณ์ในการทำโครงการนี้ กลุ่มเจ้าหน้าที่ศูนย์บริการและ
พัฒนาวิศวกรรมทุกท่านที่ได้สนับสนุนให้ใช้ห้องทำการทดลองและบริการในด้านการเบิกจ่าย
เครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำโครงการ ภาควิศวกรรมไฟฟ้าที่สนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์
ที่ใช้ในการทดลอง รวมทั้งห้องสมุดที่เป็นแหล่งสนับสนุนด้านตำราและหนังสืออ้างอิงจึงขอกราบ
ขอบพระคุณบุคคลทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] พิชิต ล้ายอง, "เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2537, หน้า 1 – 59
- [2] อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ, "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำขนาด 12 กิโลวัตต์แอมแปร์ที่ใช้ เอส ซี อาร์", "วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย", 2538
- [3] สุวัฒน์ คั่น, "เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลาย", เอนเพลไทย, 2538 หน้า 66-68, 78-88
- [4] Daniel W. Hart, "Introduction to power electronics", Prentice-Hall International, Inc., 1997, PP.17-44, 104-125, 338-365
- [5] Ned Mohan, Troe M. Undeland and William P. Robbins, "Power electronics Converter, Application, and Design", second edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995, PP.249-264, 338-365
- [6] Robert F. Conghlin, Fredierick F. Driscoll, "Operational Amplifier & Linear Integrated Circuits", Prentice-Hall International, Inc., 1987, PP.328-331
- [7] John Davies and Perter Simpson, "Induction Heating Handbook", McGraw-Hill Book Company (UK) Limited, 1979
- [8] P.G.S. Simpson, "Induction Heating: Coil and System Design", New York : McGraw-Hill, 1966