

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์
HALF BRIDGE INDUCTION HEATING



โดย

นาย เพิ่มพงศ์ เสียดสี

นาย วีระวุฒิ แสนสุข

นาย สุรศักดิ์ รัตนะ

นาย บัญชา ทุกอาษา

๕/๗
พ ๑๓๖ ค
๒๕๔๙

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72165
วัน,เดือน,ปี...1.1...ค.ย...255๐

b. 117 ๖1235
i.....

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์
HALF BRIDGE INDUCTION HEATING



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

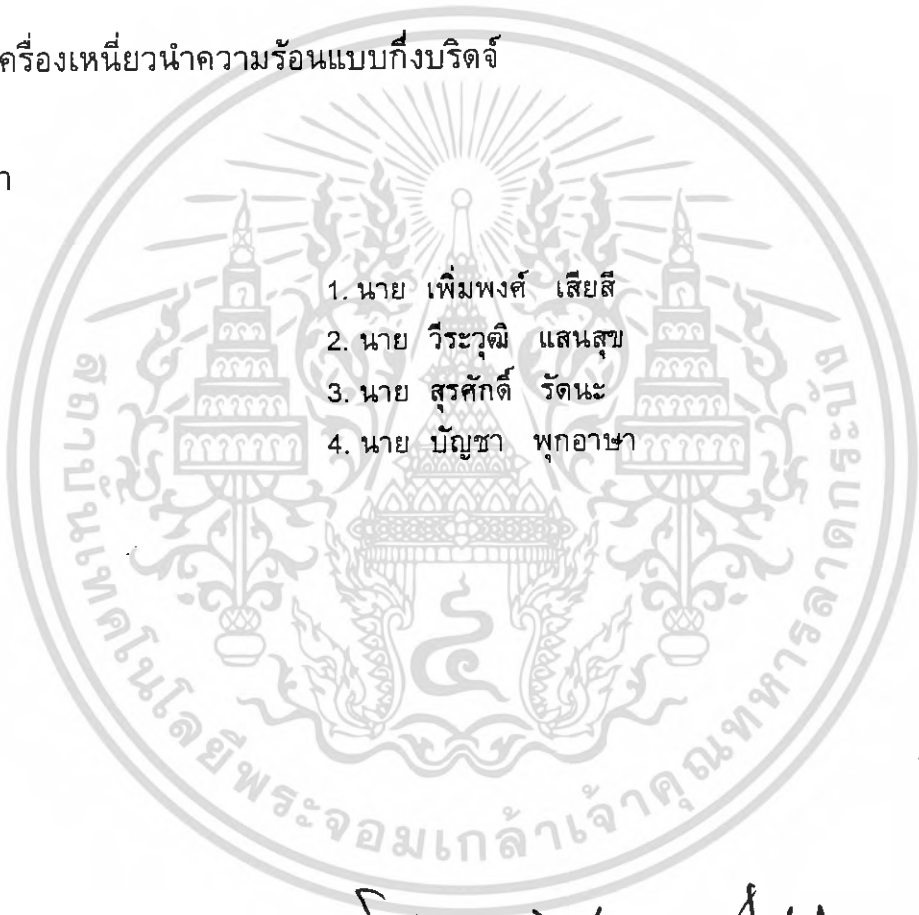
ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

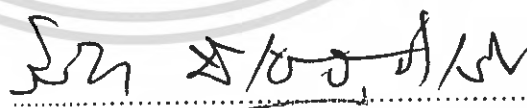
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย เพิ่มพงศ์ เสียดสี
 2. นาย วีระวุฒิ แสนสุข
 3. นาย สุรศักดิ์ รัตนะ
 4. นาย บัญชา พุกอาษา



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์

นาย เพิ่มพงศ์ เสยสี

นาย วีระวุฒิ แสนสุข

นาย สุรศักดิ์ รัตนะ

นาย บัญชา พุกอาษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์ ที่ได้นำเสนอในปฏิญานิพนธ์นี้ มีการควบคุมแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการปรับความถี่ ซึ่งเป็นสิ่งที่ย่างและไม่ต้องมีการควบคุมพิเศษโดยในขั้นตอนแรกจะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จากนั้นจะกล่าวถึงการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง และขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนดังในรายละเอียดของปฏิญานิพนธ์นี้

HALF BRIDGE INDUCTION HEATING

Permpong Sairsie

Weerawoot Saensook

Surasak Ratana

Bancha Pook-asa

Assoc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen Advisor

2006

ABSTRACT

Half Bridge induction heating in this thesis presents control of inverter output voltage and current by frequency variation. The technology of it is simple and required no extra control. The basic knowledge of a half-bridge inverter and work-piece material in first step. The practical knowledge of design high frequency transformer and working coil in detail in thesis.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับคำปรึกษาและคำแนะนำจากท่าน รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาานิพนธ์ พวกเราขอกราบขอบคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ก็ขอขอบคุณพี่ระดับปริญญาเอกและปริญญาโท ได้แก่ พี่ยุทท พี่เอ็ม พี่โหน่ง พี่หนึ่ง พี่โจ ที่ได้คอยดูแลให้คำปรึกษาเป็นอย่างดีที่สุดในการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงได้และที่ลืมไม่ได้ต้องขอบคุณเพื่อนๆทุกคนในห้องโปรเจ็คที่คอยให้เยี่ยมอุปกรณ์ คอยให้คำปรึกษา หุดคุดกันและตีปิงปองคลายเครียดกัน

ท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ได้ให้การสนับสนุนทุกด้านและคอยเป็นกำลังใจให้พวกเราตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์ของปริญญาานิพนธ์ ฉบับนี้ พวกเราขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	i
ABSTRACT	ii
สารบัญรูป	iii
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญของ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	2
บทที่ 2 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่สูง	3
2.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า	3
2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	5
2.3 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ	7
2.4 รูปแบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ	9
2.4.1 วงจรเรียงกระแส	9
2.4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์	10
2.4.3 ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์	15
2.4.4 หม้อแปลงความถี่สูง	17
2.4.5 โหลดรีโซแนนซ์	18
2.5 หลักการรีโซแนนซ์	19
2.5.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	19
2.5.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน	24
2.5.3 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรมและขนาน	24
บทที่ 3 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงและขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน สำหรับงานให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ	25
3.1 แหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบรีโซแนนซ์อนุกรม	25
แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง	25
3.1.1 วงจร RLC รีโซแนนซ์อนุกรม	26
3.2 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อน ความถี่สูง	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1	พื้นฐานหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง	28
3.2.2	ขั้นตอนการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อน ด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง.....	29
3.3	การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	30
3.3.1	แนวทางพื้นฐานการเลือกพิจารณาออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ความร้อน.....	30
3.4	หลักการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง.....	33
บทที่ 4	ผลการทดลอง.....	39
บทที่ 5	สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	72
5.1	สรุปผลการทดลอง.....	72
5.2	ปัญหาที่พบ.....	72
5.3	ข้อเสนอแนะ.....	72
5.4	ประโยชน์ที่ได้รับ.....	73

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	3
2.2	5
2.3	8
2.4	8
2.5	9
2.6	10
2.7	11
2.8	11
2.9	12
2.10	13
2.11	14
2.12	15
2.13	16
2.14	16
2.15	18
2.16	19
2.17	20
2.18	22
2.19	23
2.20	24
2.21	24
3.1	26
3.2	26
3.3	28
3.4	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5	ลักษณะชุดโพลต์แบบแยกกับแหล่งจ่ายความถี่สูงเพื่อการเคลื่อนย้ายที่สะดวก	32
3.6	วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice.....	35
3.7	Input ของวงจรที่ได้กับการไฟฟ้า.....	35
3.8	Outputของวงจรhalf- Bridge.....	35
3.9	การเปรียบเทียบout put ที่ความถี่ต่างๆ.....	36
3.10	ชุดสร้างสัญญาณ.....	37
3.11	ชุด CD4009	38
3.12	ชุดแยกโอด.....	38
4.1	วงจรเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบ	39
4.2	ที่ความถี่ 66 kHz input (3 Coil)	42
4.3	ที่ความถี่ 66 kHz output (3 Coil)	43
4.4	ที่ความถี่ 67 kHz input (3 Coil)	44
4.5	ที่ความถี่ 67 kHz output (3 Coil)	45
4.6	ที่ความถี่ 68 kHz input (3 Coil)	46
4.7	ที่ความถี่ 68 kHz output (3 Coil)	47
4.8	ที่ความถี่ 69 kHz input (3 Coil)	48
4.9	ที่ความถี่ 69 kHz output (3 Coil)	49
4.10	ที่ความถี่ 70 kHz input (3 Coil)	50
4.11	ที่ความถี่ 70 kHz output (3 Coil).....	51
4.12	ที่ความถี่ 71 kHz input (3 Coil).....	52
4.13	ที่ความถี่ 71 kHz output (3 Coil).....	53
4.14	ที่ความถี่ 72 kHz input (3 Coil).....	54
4.15	ที่ความถี่ 72 kHz output (3 Coil).....	55
4.16	ที่ความถี่ 66 kHz input (4 Coil).....	56
4.17	ที่ความถี่ 66 kHz output (4 Coil).....	57
4.18	ที่ความถี่ 67 kHz input (4 Coil).....	58
4.19	ที่ความถี่ 67 kHz output (4 Coil).....	59
4.20	ที่ความถี่ 68 kHz input (4 Coil).....	60
4.21	ที่ความถี่ 68 kHz output (4 Coil).....	61
4.22	ที่ความถี่ 69 kHz input (4 Coil).....	62
4.23	ที่ความถี่ 69 kHz output (4 Coil).....	63
4.24	ที่ความถี่ 70 kHz input (4 Coil).....	64
4.25	ที่ความถี่ 70 kHz output (4 Coil).....	65
4.26	ที่ความถี่ 71 kHz input (4 Coil).....	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.27	ที่ความถี่ 71 kHz output (4 Coil).....	67
4.28	ที่ความถี่ 72 kHz input (4 Coil).....	68
4.29	ที่ความถี่ 72 kHz output (4 Coil).....	69
4.30	กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ ระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation (input).....	70
4.31	กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ ระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation (output).....	71
4.32	กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ ระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้มีการพัฒนาไปอย่างมาก โดยได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในด้านต่างๆ ซึ่งในโครงการนี้ได้นำมาใช้เกี่ยวกับอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งในโครงการนี้ใช้ชุดทดลองเป็น Induction Heating

โดยการให้ความร้อนกับชิ้นงาน มักจะใช้อินเวอร์เตอร์แบบ ฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งถ้าต้องการใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะยังไม่เป็นการเหมาะสมกับการนำไปใช้งานเนื่องจากจะเป็นการสิ้นเปลืองทั้งอุปกรณ์ และขนาดของอุปกรณ์ให้ความร้อน ในโครงการนี้จึงได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับการให้ความร้อนกับชิ้นงานที่มีขนาดเล็กหรือการให้ความร้อนแบบกึ่งบริดจ์ (Half Bridge) เพื่อให้เกิดความเหมาะสมกับขนาดของชิ้นงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าน้อย เพื่อนำไปใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก และทำให้ลดขนาดของอุปกรณ์ลง จึงได้ศึกษาเกี่ยวกับวงจรให้ความร้อนแบบกึ่งบริดจ์นี้ โดยอาศัยการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยปรับความถี่

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่า ถ้าขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรปิด เมื่อเปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับของขดปฐมภูมิจะก่อให้เกิดการไหลของกระแสเหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยกระแสไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, มอเตอร์และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแสเหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลงและมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้กลับเป็นประโยชน์ต่อการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งในโครงการชิ้นนี้ได้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นโดยเป็นการพัฒนาให้มีความเหมาะสมกับชิ้นงานขนาดเล็ก

1.2 ความน่าสนใจของปัญหาและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อต้องการศึกษาหลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยการใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ (Half Bridge)
2. ศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบอนุกรม
3. สร้างชุดทดลอง เพื่อนำมาทดลองกับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก
4. นำผลการทดลองที่ได้ไปเปรียบเทียบผลการ simulation ด้วยโปรแกรม Pspice

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. ศึกษาวงจรการทำงานและวงจรสร้างสัญญาณ เพื่อนำมาขับชุดอินเวอร์เตอร์
2. สร้างชุดทดลองที่ใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก
3. ทดสอบชุดสร้างสัญญาณโดยการมาขับโหลด RLC รีโซแนนซ์ แล้วนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม Pspice

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาหลักการเหนี่ยวนำการให้ความร้อนแบบฟลูบริดจ์เพื่อเป็นแนวทาง
2. ออกแบบวงจรกำลังของชุดอินเวอร์เตอร์และสร้างสัญญาณขับเกตแต่ละตัว
3. ทดลองโดยใช้โปรแกรม Pspice เพื่อศึกษาความเป็นมาของวงจรที่ได้ออกแบบก่อนที่จะสร้างชุดทดลองจริงและดูสัญญาณที่จุดต่างๆ
4. สร้างชุดทดลองและจับสัญญาณจากจุดต่างๆเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากการ simulation ด้วยโปรแกรม Pspice เพื่อดูแนวทางการถูกต้อง
5. ทดสอบและวัดค่าการทดลองกับโหลด RLC รีโซแนนซ์ขนาดต่างๆ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

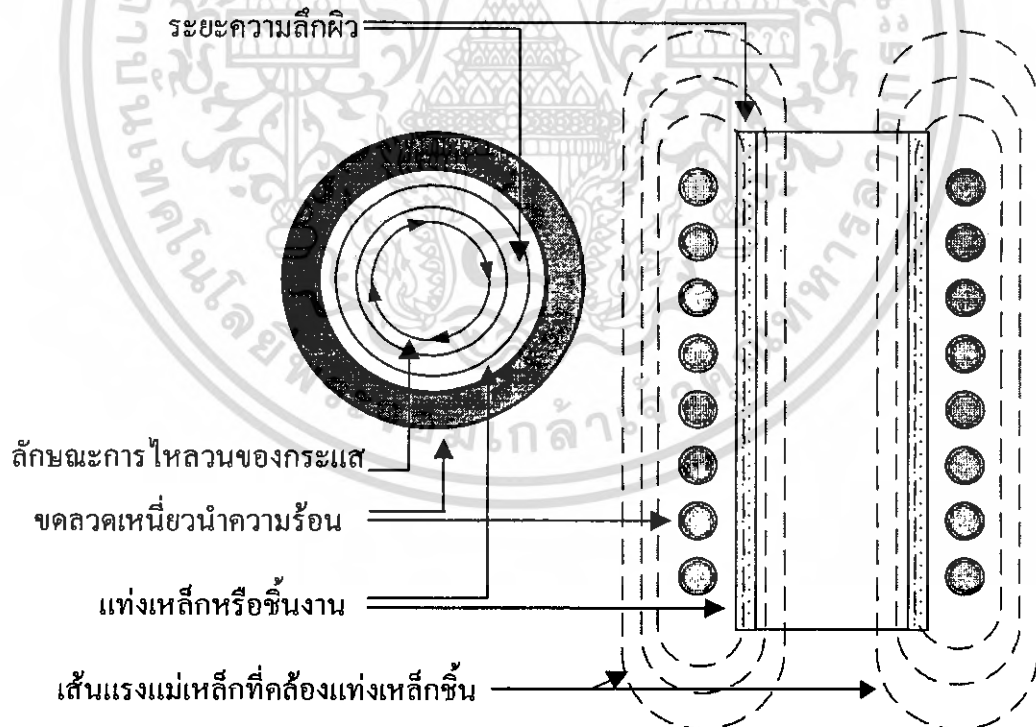
1. สามารถเข้าใจถึงหลักการให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง
2. สามารถสร้างสัญญาณเพื่อนำมาขับชุดอินเวอร์เตอร์ได้
3. สามารถเข้าใจถึงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบอนุกรม
4. สามารถสร้างชุดทดลอง เพื่อนำมาทดลองกับชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก

บทที่ 2

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่สูง

2.1 พื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำคือกระบวนการเกิดความร้อนในสารตัวนำไฟฟ้าซึ่งโดยปกติจะเป็นโลหะ โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับให้ไหลภายในชิ้นงานดังรูปที่ 2.1 ซึ่งมีค่าความต้านทานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณที่มีกระแสไหลผ่านและสามารถมองเห็นได้ว่าเป็นการไหลของกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในขดลวดทฤษฎีของหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่ตัวแท่งเหล็กหรือชิ้นงานจะทำหน้าที่คล้ายแกนของหม้อแปลงและบริเวณผิวของชิ้นงานซึ่งมีกระแสไหลอยู่จะเป็นขดลวดทฤษฎีที่มีจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ ซึ่งลักษณะการไหลของกระแสภายในแท่งเหล็กจะเป็นลักษณะการไหลวนรอบเส้นรอบวงของแท่งเหล็ก ซึ่งลักษณะของการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้จะเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไหลวน(Eddy Current Loss) เช่นเดียวกับกระแสไหลวนที่เกิดในหม้อแปลงนั่นเอง



รูปที่ 2.1 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

จากลักษณะโครงสร้างของไหลหรือชิ้นงานในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสำหรับงานการชุบแข็งโลหะโดยทั่วไปจะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.1 ซึ่งเมื่อป้อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปยังขดลวดด้านปฐมภูมิของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กชิ้นงาน จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดกระแสไหลวนในเหล็กหรือชิ้นงาน โดยกระแสดังกล่าวจะไหลลักษณะเป็นวงจรมีทิศทางรอบแท่งชิ้นงาน และเนื่องจากเป็นการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับดังนั้นจึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงาน โดยมีความลึกของกระแสที่ไหลภายในชิ้นงานนี้ที่ขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลนั้น ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบแท่งเหล็กนั้นซึ่งก็คือด้านปฐมภูมินั้นเองดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวด working coil คูณกับจำนวนรอบของขดลวด เดียวกันนี้

นอกจากนี้องค์ประกอบของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสำหรับการชุบแข็งผิวเหล็กจะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆนอกจากความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในแท่งเหล็ก (Current depth: δ) คือ ความถี่ (Frequency: f) สภาพต้านทานไฟฟ้า (Resistivity: ρ) และ สภาพความซึมซาบสนามแม่เหล็ก (Permeability: μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับความลึกของการไหลของกระแสได้โดยสมการ (2.1) ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.1)$$

กำหนดให้

$$x = \frac{\rho}{\pi\omega} \quad (2.2)$$

ดังนั้นจะเขียนสมการ (2.2) ได้ใหม่ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{x}{f}} \quad (2.3)$$

โดยที่

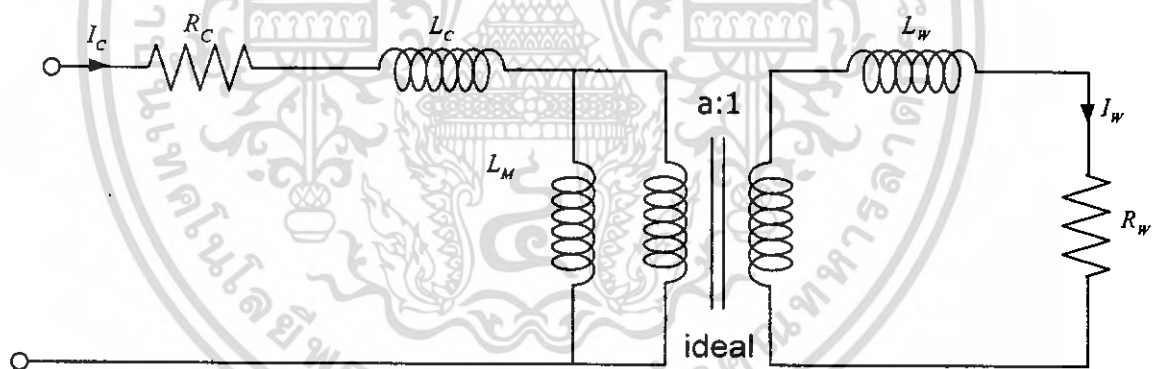
$$\begin{aligned} \mu &= \mu_0 \mu_r \\ \omega &= 2\pi f \end{aligned}$$

จากสมการ (2.3) จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะทำให้กระแสไหลลึกลงไปในแท่งเหล็กได้น้อยลงซึ่งเมื่อนำมา Plot Graph จะเห็นลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของกระแสไหลวนกับความถี่ จะเห็นว่ายิ่งลึกลงเข้าไปในแท่งเหล็กขนาดของกระแสที่ไหลก็จะมีปริมาณลดลงและที่ความถี่ 5kHz-100kHz ความลึกจะไม่แตกต่างกันดังนั้นในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำสามารถที่จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีความถี่ในย่านที่ไม่เกิน 100kHz ได้และจากการเปรียบเทียบระหว่างเส้นกราฟ อุณหภูมิ 25°C กับ 900 °C สามารถอธิบายได้ว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นกระแสจะไหลลึกลงไปในผิวได้มากขึ้นเนื่องจากการลดลงของค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของชิ้นงาน

2.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กหรือชิ้นงานสอดอยู่ภายในขดลวดเหนี่ยวนำสามารถเขียนในรูปของหม้อแปลงที่ทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบและถูกลัดวงจรไว้ โดยมี R_w เป็นค่าความต้านทานบริเวณผิวของแท่งเหล็กที่มีกระแสไหลวนดังรูปที่ 3 เมื่อทำการย้ายค่าตัวแปร R_w จากด้านทุติยภูมิมายังด้านปฐมภูมิจะได้ดังสมการที่ (2.4)

$$R_w' = a^2 R_w \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของไหลวนซึ่งพิจารณาด้วยวงจรสมมูลของหม้อแปลง

โดยที่ในรูปที่ 2.2 :

- R_C : ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน
- L_C : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน
- L_M : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก
- L_w : ค่าความเหนี่ยวนำของชิ้นงาน
- R_w : ความต้านทานของชิ้นงาน

ซึ่งจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้ดังสมการที่ (2.5)

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

และเมื่อหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดที่ตัวชิ้นงานจะได้สมการดังนี้

$$P_w = I_w^2 R_w \quad (2.6)$$

โดยที่ $I_w = aI_c$ ดังนั้น

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

ซึ่งสามารถหาค่าประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_w}{P_w + P_c} \quad (2.8)$$

$$= \frac{R_{wp}}{R_{wp} + P_c} \quad (2.9)$$

$$= \frac{I}{I + R_c / R_{wp}} \quad (2.10)$$

ในการไหลของกระแสเฉพาะบริเวณผิวของชิ้นงานและที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งเมื่อเทียบกับรัศมีของชิ้นงานแล้ว ความลึกของการไหลนี้จะน้อยมากทำให้การหาค่า R_c และ R_w สามารถทำได้โดยการพิจารณาดังสมการต่อไปนี้

ความต้านทานของขดลวดหาได้ตามสมการที่ (2.11)

$$R_c \propto \frac{I}{\delta_c \sigma_c} \propto \sqrt{\frac{\mu_c}{\sigma_c}} \quad (2.11)$$

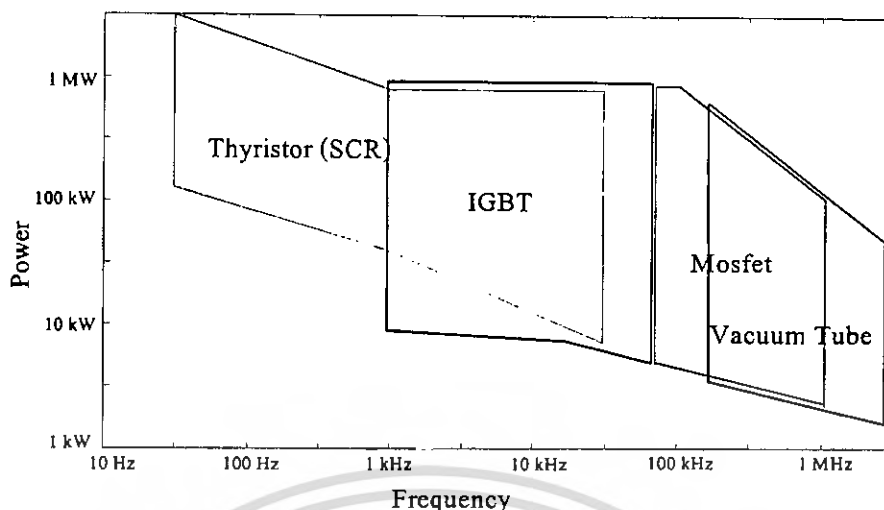
และในทำนองเดียวกันความต้านทานของชิ้นงานก็สามารถหาได้ตามสมการที่ (2.12)

$$R_w \propto \frac{I}{\delta_w \sigma_w} \propto \sqrt{\frac{\mu_w}{\sigma_w}} \quad (2.12)$$

โดยที่ δ_c : ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน
 δ_w : ความลึกผิวของชิ้นงาน
 σ_c : ความนำไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน
 σ_w : ความนำไฟฟ้าของชิ้นงาน

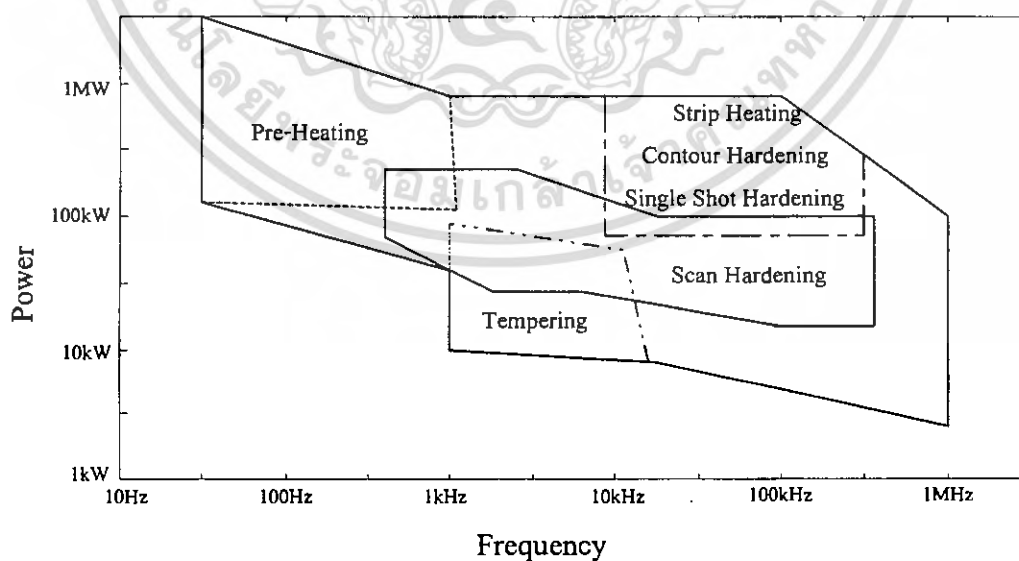
2.3 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกันและมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบระบบและชนิดอุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนนี้จะเป็นส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10kHz ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมากทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semi-conductor Inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าตั้งแต่การใช้งานในย่านความถี่ต่ำ จนถึงย่านความถี่สูงโดยที่ความถี่ต่ำกว่า 1kHz จนถึงย่านความถี่ปานกลาง 10kHz จะใช้ SCR Inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10kHz ถึงย่านความถี่สูง 50kHz ใช้ IGBT เป็นสวิตช์ของ Inverter ส่วนย่านความถี่สูง 50kHz-450kHz ใช้ MOSFET Inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450kHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสูญญากาศ (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสามารถใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50Hz จนถึงย่านความถี่สูง 450kHz ดังในรูปที่ 2.3 ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor , IGBT , Mosfet , Vacuum Tube และยังสังเกตได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังที่สูงได้จะถูกใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงานในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังได้ต่ำกว่า



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด

ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อนในแบบต่างๆ อธิบายได้ในรูปที่ 2.4 ซึ่งย่านการให้ความร้อนนี้จะมีลักษณะคล้ายกับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด โดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างจะเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้ เช่น ในงาน Scan Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 kHz ถึงประมาณ 500 kHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ โดย IGBT จะแบ่งใช้งานย่านที่ความถี่ต่ำและมอสเฟตจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูงในงานการชุบผิวแข็งนี้

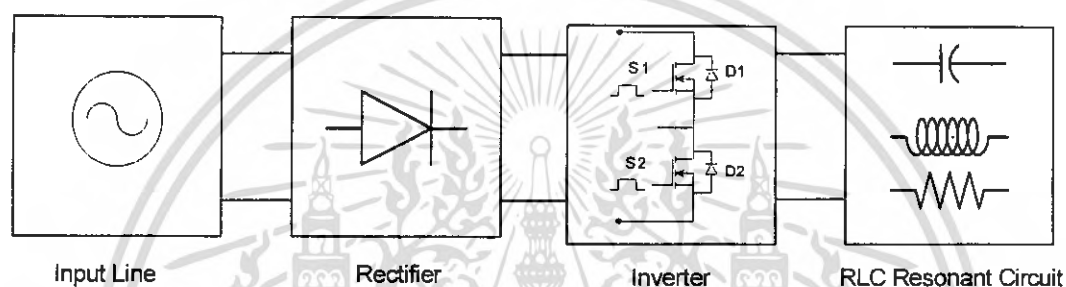


รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 รูปแบบของ อินเวอร์เตอร์สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ในงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำจะมีหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยอินเวอร์เตอร์ที่มีการใช้งานในทางอุตสาหกรรมจะมีอยู่หลายรูปแบบแตกต่างกันตามแต่ละผู้ผลิตซึ่งโดยทั่วไปสามารถแบ่ง ลักษณะของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าออกได้เป็น 2 แบบคือแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Fed) และแหล่งจ่ายกระแส (Current Fed) และสามารถแบ่งรายละเอียดในแต่ละภาคของวงจรออกได้อีกหลายรูปแบบทั้งในส่วนของแหล่งจ่ายไฟ DC รูปแบบของการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์และลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ซึ่งลักษณะโครงสร้างหลักของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปสามารถเขียนได้ดังรูป 2.5 ซึ่งจะมี ส่วนประกอบสำคัญด้วยกันดังนี้คือ



รูปที่ 2.5 โครงสร้างโดยทั่วไปของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความร้อน

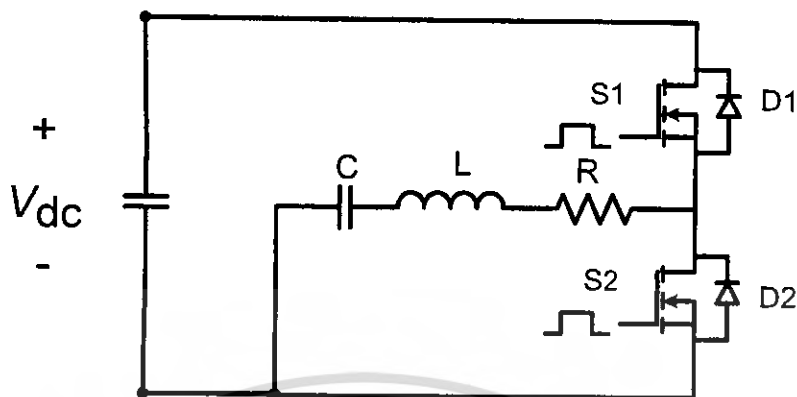
Rectifier , Inverter , RLC Resonant ส่วน Input Line คือแหล่งจ่ายกระแสสลับจากการไฟฟ้าที่จ่ายระบบให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและสามารถแบ่งอินเวอร์เตอร์ออกตามโครงสร้างแต่ละภาคได้ดังนี้

1. วงจรเรียงกระแส
2. วงจรอินเวอร์เตอร์
3. วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์
4. หม้อแปลงความถี่สูง
5. โหลดรีโซแนนซ์

2.4.1. วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรเรียงกระแสหรือวงจรเรกติไฟเออร์ (Rectifier) คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง , หรือยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านในทิศทางเดียวเท่านั้น โดยไดโอด เรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier)

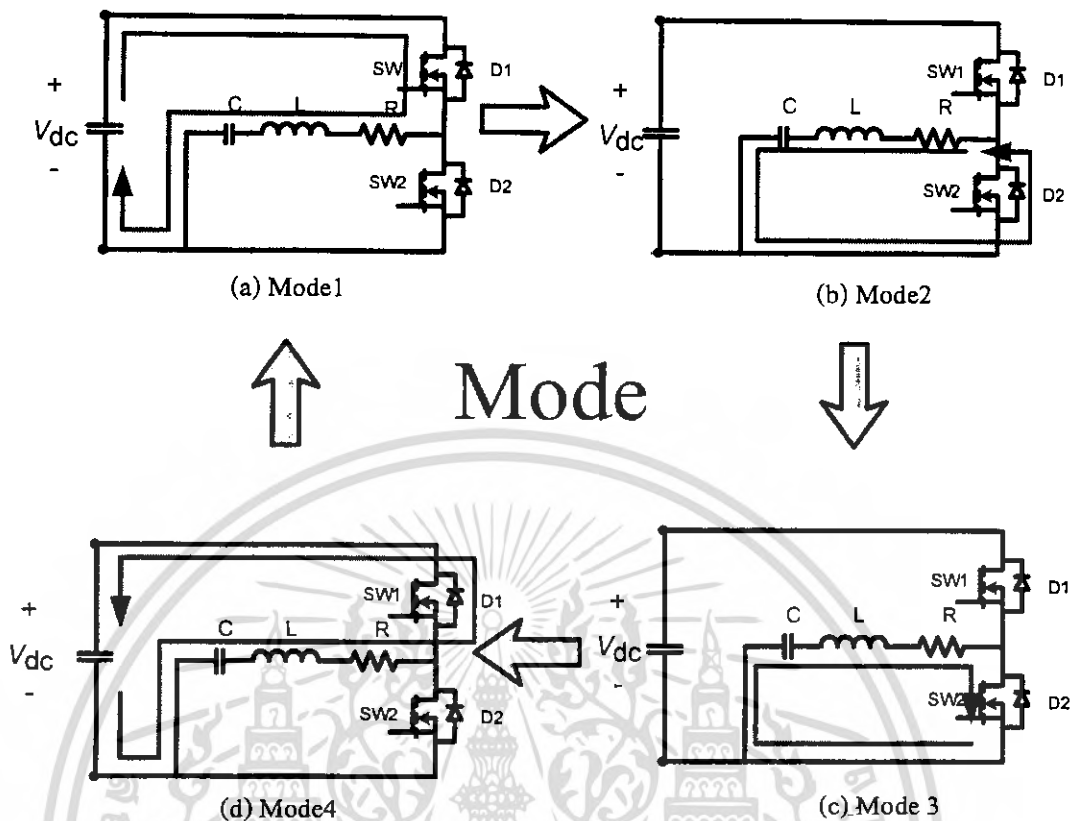
2.4.2. วงจรอินเวอร์เตอร์



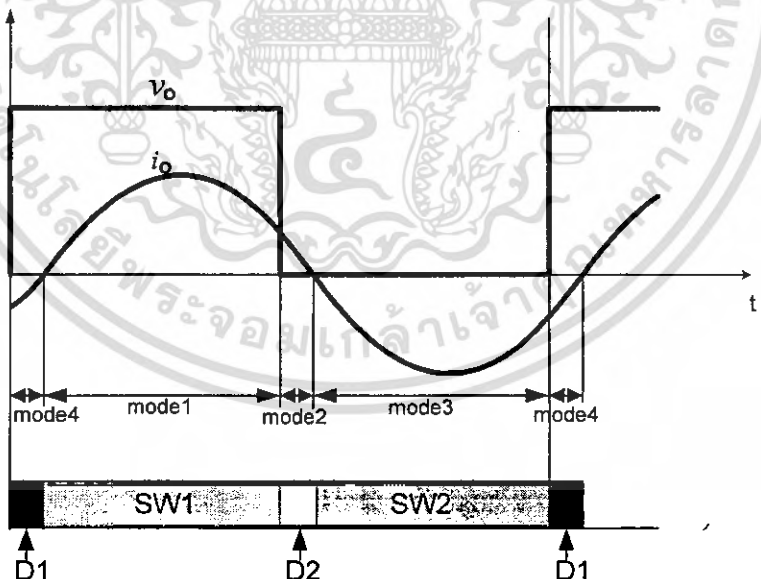
รูปที่ 2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์

เมื่อบริการได้รับไฟจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz ผ่าน Rectifier ผ่าน C ที่มีค่าสูงพอที่จะกรองแรงดันให้เรียบ เมื่อเราได้ไฟตรงเรียบแล้วนั้นจะใช้วงจร Inverter แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยใช้ Power MOSFET วงจร inverter แบบ Half Bridge โดยการทำงานของมอสเฟตจะทำงานสลับกันทีละชุด โดยที่ชุดแรก S1 จะทำงาน และชุดที่ 2 จะให้ S2 ทำงาน ซึ่งมอสเฟตทั้งสองชุดจะทำงานพร้อมกันไม่ได้ จะต้องทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ

ไดโอดที่คร่อม Power MOSFET ทำหน้าที่ฟรีวิลลิง (free wheeling) คือขณะที่ Power MOSFET S1 เริ่มหยุดการทำงาน แรงดันจะเป็นศูนย์ ทำให้ไดโอด S1 อยู่ในลักษณะไบแอสตรง และมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดลวด เพื่อป้องกันกระแสนี้ไหลเข้ามอสเฟต อาจทำให้มอสเฟตเสียหายจึงต้องมีไดโอดเป็นทางผ่านของกระแส ซึ่งกระแสส่วนนี้จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ S1 หยุดการทำงาน และ S2 เริ่มทำงาน ซึ่งเราจะใช้มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ที่มีไดโอดต่ออยู่ภายในแล้ว

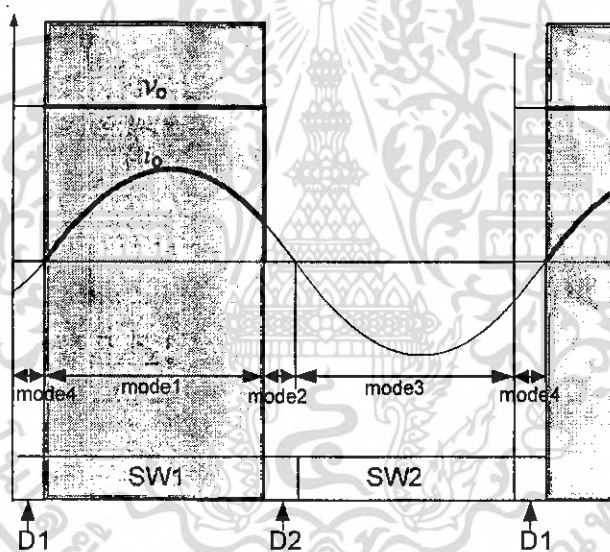
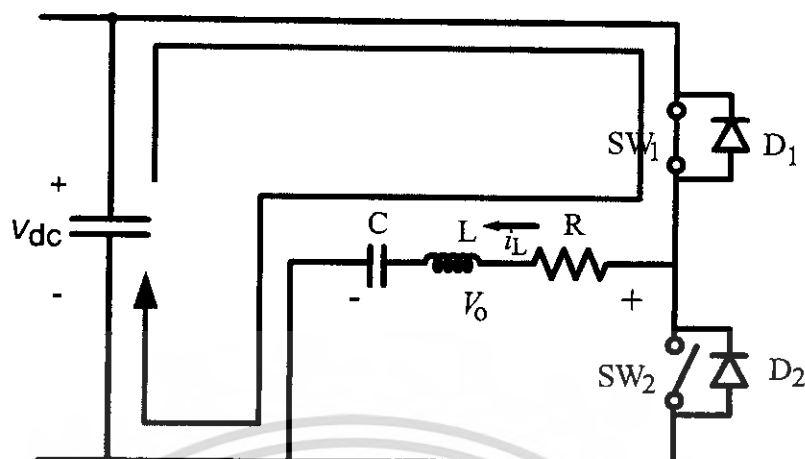


รูปที่ 2.7 แสดงโหมดการทำงาน



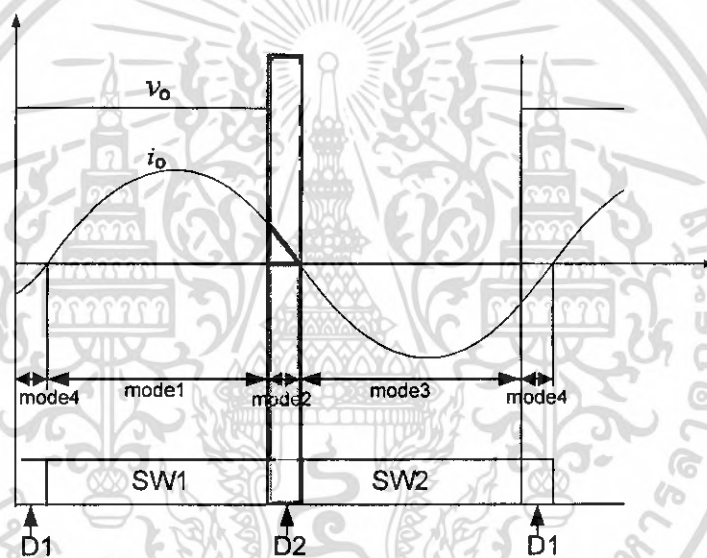
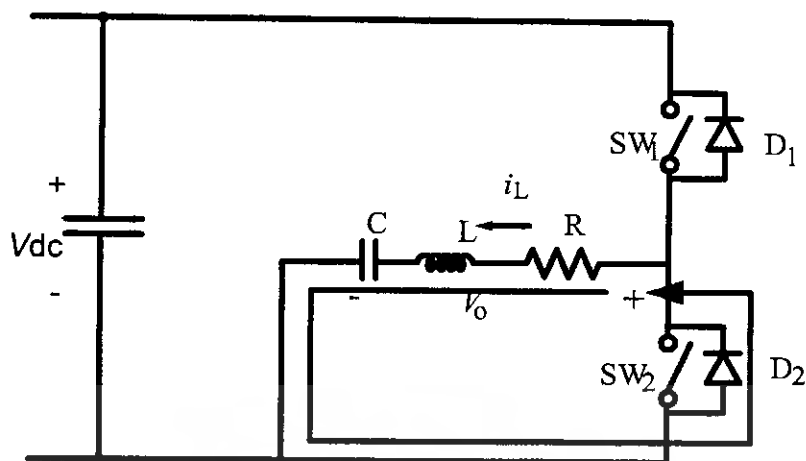
รูปที่ 2.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



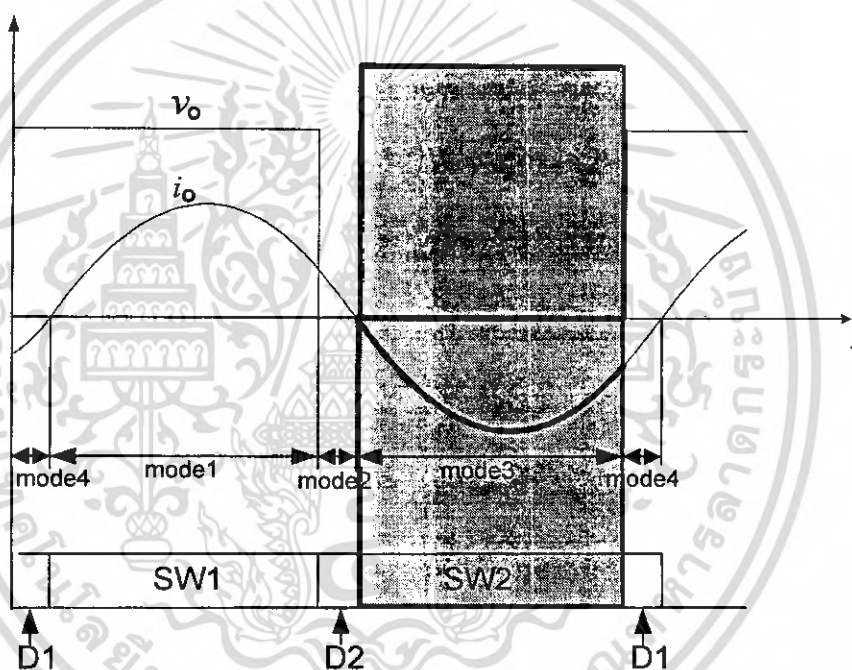
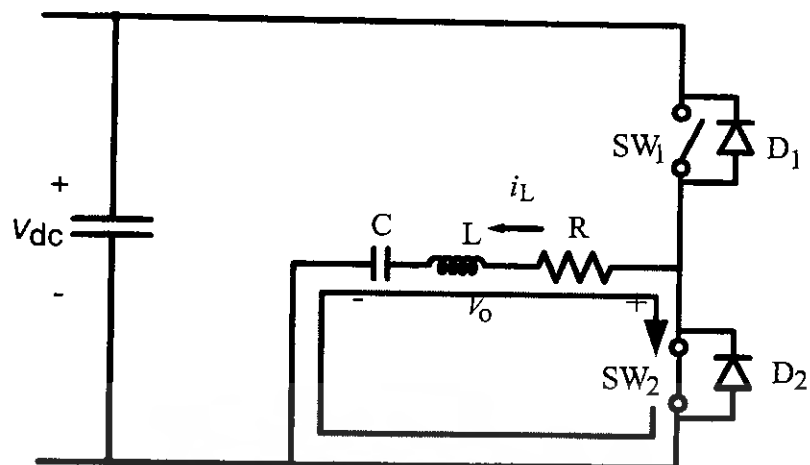
รูปที่ 2.9 แสดงการทำงานในโหมดที่ 1 ช่วง power

หลักการกระแสไหลออกจาก V_{dc} ผ่าน switch S_1 ไหลเข้าโหลด RLC ด้านบวกทำให้ได้แรงดันด้านบวก และกระแสทางด้านบวกตามทิศทาง ของกระแสและแรงดันอ้างอิง v_o , i_L ไหลออกไหลเข้า V_{dc} ช่วงนี้ที่ถูกเรียกว่าช่วง power เพราะช่วง power จะเกิดก็ต่อเมื่อแรงดันและกระแสเป็นบวกทั้งคู่ และแรงดันกับกระแสเป็นลบทั้งคู่



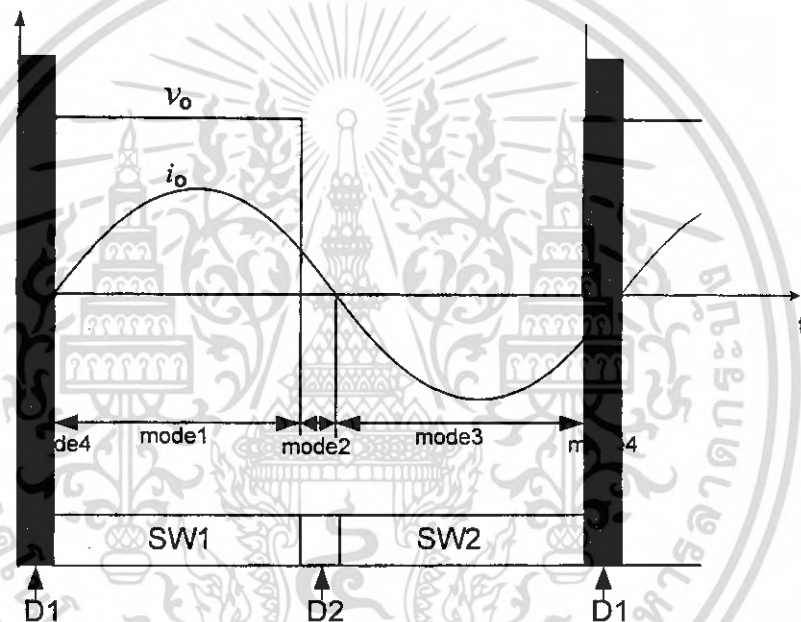
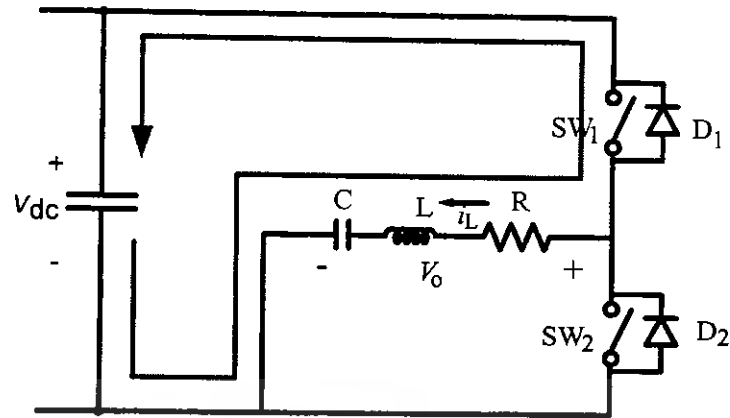
รูปที่ 2.10 แสดงการทำงานในโหมดที่ 2 ช่วง Free Wheeling Diode

หลักการ เมื่อ S1 จากออกทำให้แรงดันตกเป็นศูนย์ เพราะ S1 จะตัดวงจรออกทำให้กระแสไหลไม่ครบวงจร ซึ่งจะมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจาก L กระแสส่วนนี้ไหลผ่าน S2 ไม่ได้ เพราะมอสเฟตไหลได้ทิศทางเดียว กระแสจึงต้องไหลผ่าน D2 เพื่อให้กระแสต่อเนื่อง จึงเรียกช่วงนี้ว่า Free Wheeling Diode



รูปที่ 2.11 แสดงการทำงานในโหมดที่ 3 Free Wheeling Switch

หลักการ พอกระแสไหลออก L หมดทำให้ C คายประจออก ทำให้ i_L ไหลกลับทิศทาง ทำให้กระแสไหลผ่าน S2 ช่วงนี้แรงดันยังเป็นศูนย์อยู่เพราะ S1 ไม่ทำงานทำให้ไม่ครบวงจรและกระแส i_L ไหลกลับทิศทางทำให้กระแสติดลบหรือไหลทางด้านลบ ซึ่งเรียกว่า free wheeling switch เพราะกระแสไหลผ่านสวิตช์

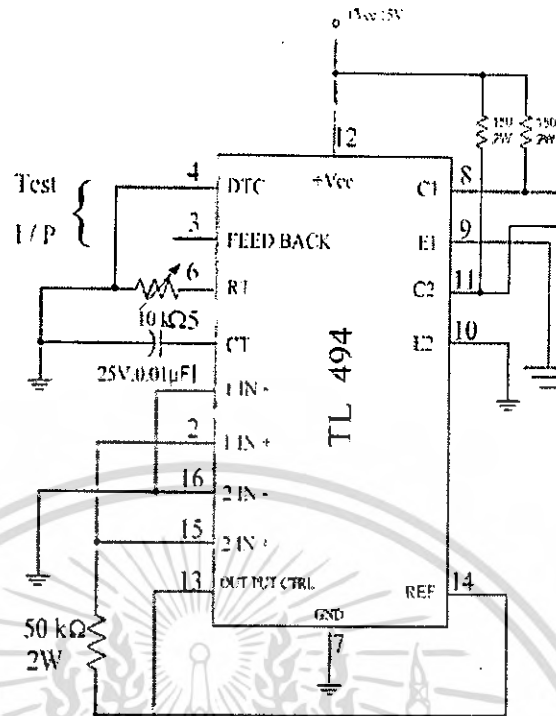


รูปที่ 2.12 แสดงการทำงานในโหมดที่ 4 ช่วง Regenerative

หลักการ ช่วงนี้ $S1$ ทำงานแล้ว $S2$ จากแล้วแต่ยังมีกระแสไหลออกจาก L อยู่ แต่กระแสไหลผ่านมอสเฟตได้ในทิศทางเดียว กระแสจึงไหลผ่านไดโอดกลับแหล่งจ่าย ทำให้ช่วงนี้เรียกว่า *Regenerative* คือช่วงที่คืนพลังงานให้แหล่งจ่าย

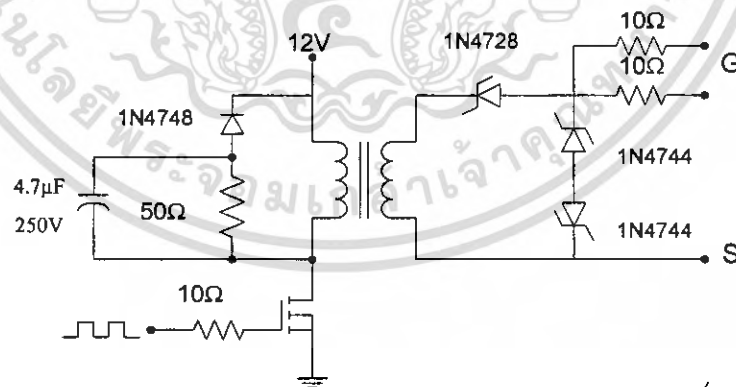
2.4.3. ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์

1. วงจรควบคุม (control circuit) วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปใช้ในการขับขาเกตของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยเราใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีสร้างสัญญาณ 16 ขา ซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟส - ชิป ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 วงจรควบคุม

2. วงจรขับเกิด (Drive Circuit) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับวงจรชุดขับเกิด โดยวงจรชุด ขับเกิดนี้เราจะใช้หม้อแปลงแยกกราวด์ เมื่อแยกกราวด์ของ สัญญาณทั้ง 2 สัญญาณ จากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน และมีชุดสนับเบอร์เพื่อป้องกัน แรงดัน สไปร์คของแรงดัน วงจรชุดควบคุมแรงดันและวงจรชุดขับเกิดสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.14 วงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรสับเบอรัตอยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสองทั้งนี้ เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่ Q_1 และ Q_2 หยุดนำกระแส (OFF) ไม่ให้เกิดค่าปโหลดภัยของตัวมัน โดยมีหลักการทำงานดังนี้ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสแล้ว ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุด้วยค่าแรงสไปค์ ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฉงของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะหยุดนำกระแสถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัว C และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดัน สไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง นอกจากนี้ อาจสามารถต่อวงจรสับเบอรัตที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะโดยเฉพาะขณะเริ่มหยุดนำกระแส โดยจะควบคุมแรงดัน V_{ds} ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลงแต่เนื่องจากในวงจรค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลงแต่เนื่องจากในวงจรค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจรสับเบอรัตที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต

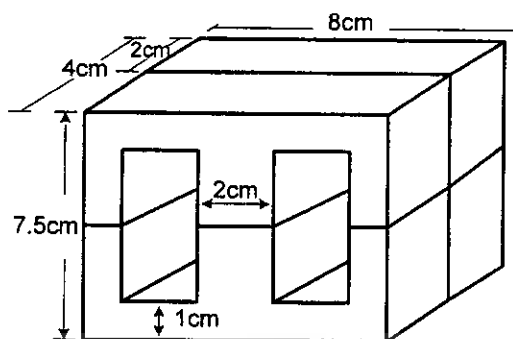
2.4.4. หม้อแปลงความถี่สูง

ลักษณะแกนที่ใช้

1. หม้อแปลงความถี่สูงใช้ แกนเฟอร์ไรต์ เพราะมีจุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูง และเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดไฟโรมารี่และขนาดของแกน

ถ้าจำนวนรอบของขดไฟโรมารี่มีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไฟโรมารี่ จะทำให้ลวดทองแดงมีขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนเฟอร์ไรต์มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาด ดังนั้นจึงใช้ขนาดแกนที่หาซื้อได้ คือ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้น

2. ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสีย ที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอรีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นอยู่กับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งานและอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์แสดงดังในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่นำมาประกบกัน

3. ขดลวดทองแดง ส่วนขดลวดที่ใช้พัน เนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงกระแสจะไหลเฉพาะที่บริเวณผิว ซึ่งเป็นของปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวลดลง และเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงมีการใช้สายดีเกลือรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดเดิมของขดลวด

2.4.5. โหลดรีโซแนนซ์

โหลดรีโซแนนซ์จะประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_0 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในโครงงานนี้จะใช้ท่อทองแดงนำมาขดเป็นวงกลมเนื่องจากสามารถหาซื้อได้ง่าย โดยจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นในโครงงานนี้เราจะทำการทดสอบที่จำนวนรอบต่าง ๆ เพื่อหาจำนวนรอบที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดกำลังสูงสุด

ตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_0 จะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูง ทนแรงดันได้สูงและจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลต่ำด้วย โดยในการต่อตัวเก็บประจุเราจะต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีข้อดีคือ วงจรที่ขั้วออกของแหล่งจ่ายกำลังเป็นวงจร RLC อนุกรมซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรแลกระแสต้านออกของแหล่งจ่ายกำลังมีค่าสูงกว่าการต่อ RLC แบบขนานทำให้กำลังที่วัดได้มีค่าสูงแต่มีข้อเสียคือ กรณีที่ไม่มีโหลด (ไม่มีชิ้นงาน) อิมพีแดนซ์ของวงจร RLC อนุกรมจะมีค่าต่ำ

2.5 หลักการรีโซแนนซ์

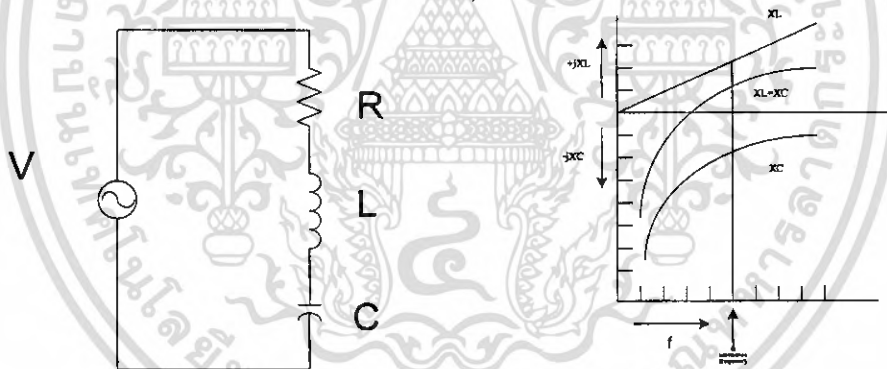
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่งค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ $Z = R$ ในสภาวะเช่นนี้ เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่เรียกว่า ความถี่ รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

วงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้กระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (Loop) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้ รีโซแนนซ์ได้ โดยการปรับค่า L และ C

2.5.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรม RLC จะแสดงค่าดังนี้

$$Z = R + j(X_L - X_C) \tag{2.13}$$



ก) วงจรอนุกรม RLC

ข) X_L, X_C เมื่อพล็อตกับความถี่

รูปที่ 2.16 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์

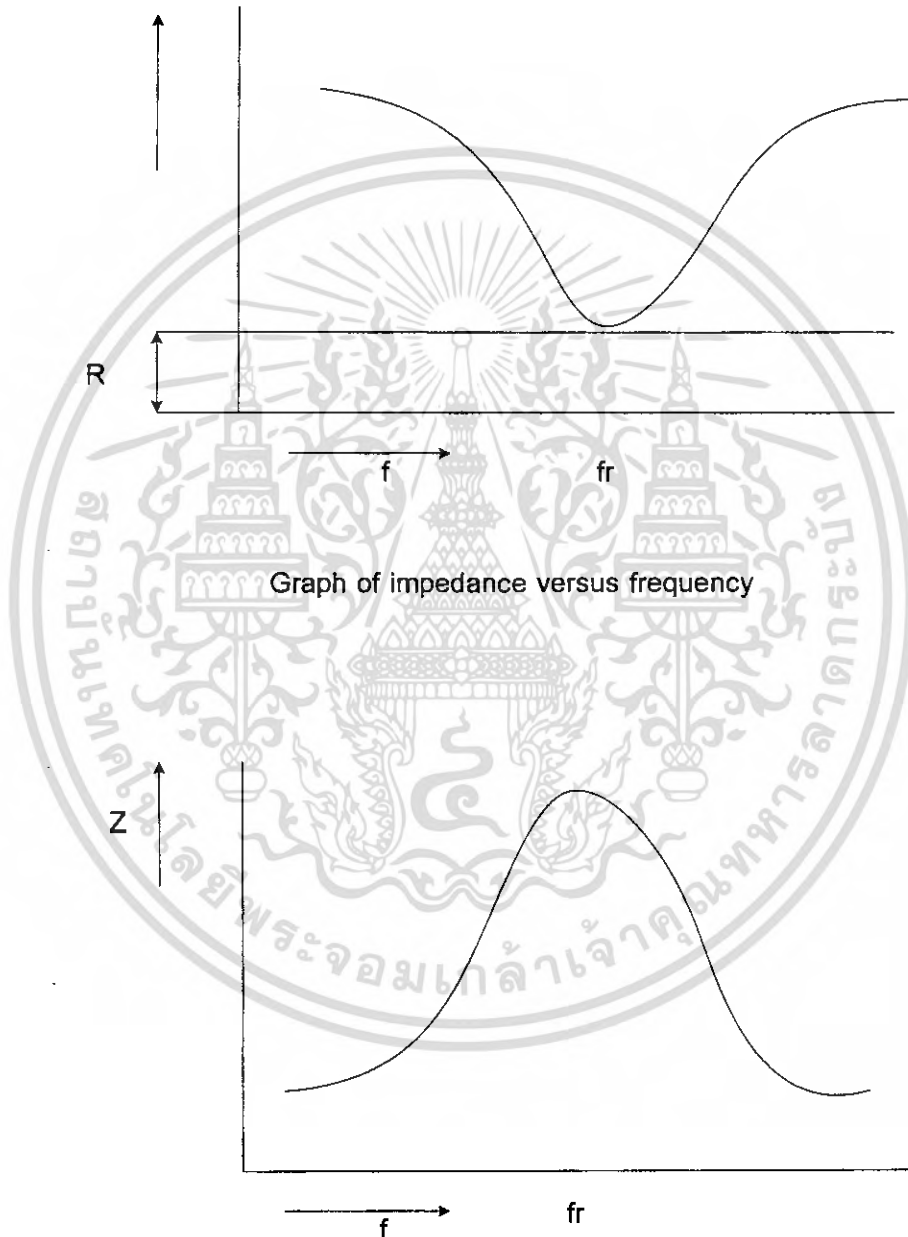
เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/(2\pi fc)$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ดังรูปที่ 2.16 ข.) จะพบว่า เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น (Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น แต่ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์ ผลรวมของรีแอกแตนซ์คือ $X_L - X_C$ ดังแสดงไว้เป็นเส้นประในกราฟของรูปที่ 2.16 ข) ที่ความถี่ต่ำ ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอกแตนซ์จะเป็นค่าของ X_C ที่ความถี่สูง $X_L = X_C$ คือค่าที่ความถี่รีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

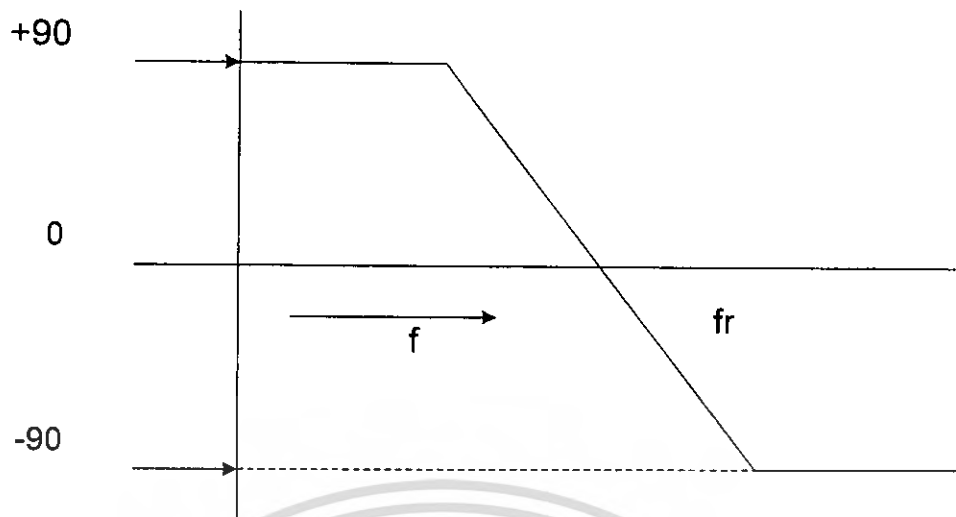
$$Z = R + j(0) \quad (2.14)$$

$$Z = R \quad (2.15)$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่ จะได้ดังรูปที่ 18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Graph of current phase angle Versus frequency

รูปที่ 2.17 กราฟอิมพีแดนซ์กระแสและมุมเฟสกับความถี่และกระแสที่ไหลเมื่อรีโซแนนซ์
($X_L = X_C$)

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 17 จะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์ ที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.17)$$

$$X_L = 2\pi f L \quad (2.18)$$

$$2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.19)$$

ดังนั้น เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่ (henrys) , C มีหน่วยเป็นฟารัด (farads)
F มีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ (Hertz)

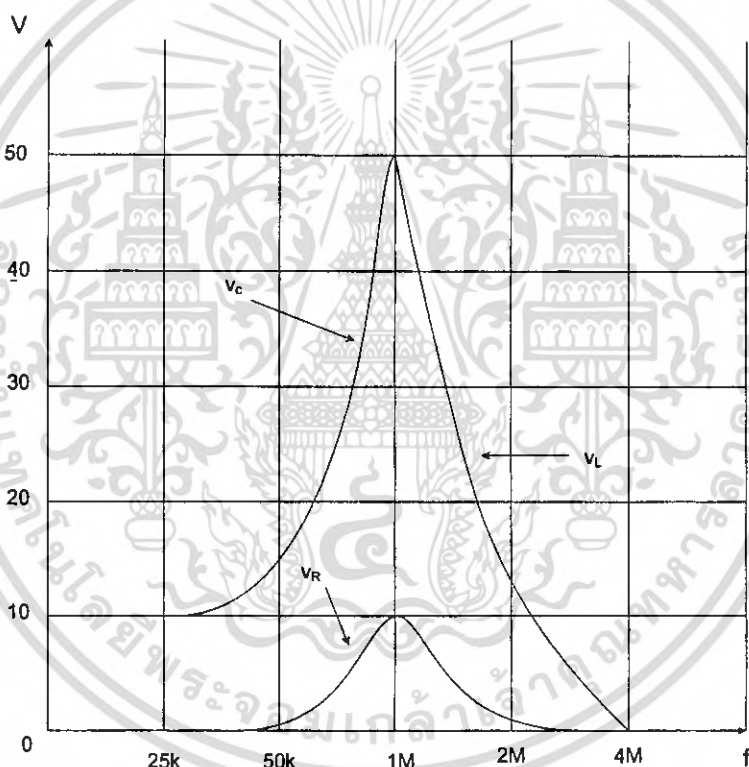
แรงดันที่จตุรีโซแนนซ์

แรงดันที่ตกคร่อมตัวทานในวงจร RLC จะมีมีค่าเท่ากับ $I \cdot R$ และที่จตุรีโซแนนซ์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

$$v_C = IX_C \quad (2.20)$$

$$v_L = IX_L \quad (2.21)$$

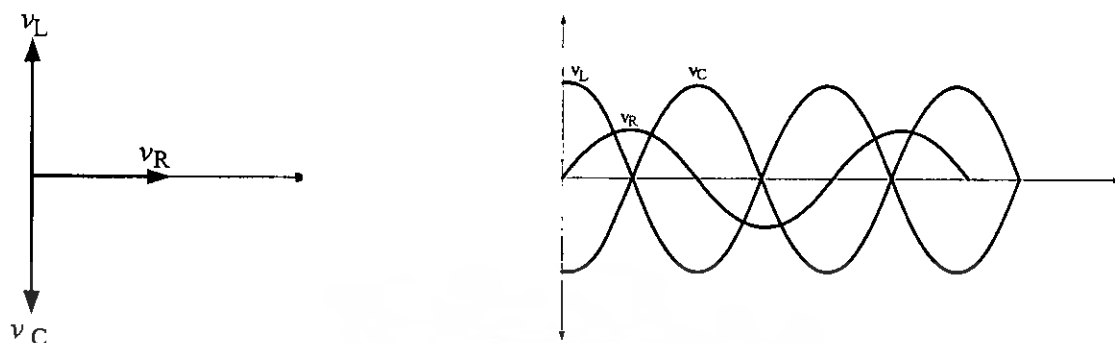
เมื่อนำค่า v_R , v_C และ v_L มาพล็อตกราฟกับค่าความถี่ จะพบว่า มีลักษณะคล้ายกับกราฟของกระแสกับความถี่



รูปที่ 2.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า v_R , v_C และ v_L กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C



ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม
ของวงจร RLC รีโซแนนซ์

ข) รูปคลื่นแรงดัน v_R, v_C และ v_L
ที่จุดรีโซแนนซ์

รูปที่ 2.19 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนซ์

เมื่อเรานำรูปคลื่นของ v_R, v_C และ v_L ที่จุดรีโซแนนซ์มาพล็อต ดังรูป จะพบว่า v_L จะ
กลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน v_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ v_C และ v_L มีค่าเท่ากันศูนย์ จากที่กล่าวมา
นี้ แสดงให้เห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรี
โซแนนซ์ อย่างไรก็ตาม ที่จุดรีโซแนนซ์ จะไม่มีการสะสมพลังงาน

Q แฟคเตอร์ของวงจรรอนุกรม RLC พิจารณาสมการ I, v_C, v_L ที่จุดรีโซแนนซ์

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.22)$$

$$v_L = IX_L \quad (2.23)$$

ดังนั้น
$$v_L = \frac{V X_L}{R} \quad (2.24)$$

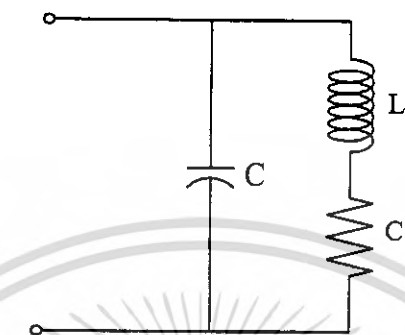
$$\frac{v_L}{V} = \frac{X_L}{R} \quad (2.25)$$

อัตราส่วน $\frac{v_L}{V}$ และ $\frac{X_L}{R}$ คือค่าควอลิตี้ (Quality) ของวงจรรีโซแนนซ์หรือค่า Q แฟค
เตอร์นั่นเอง

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.26)$$

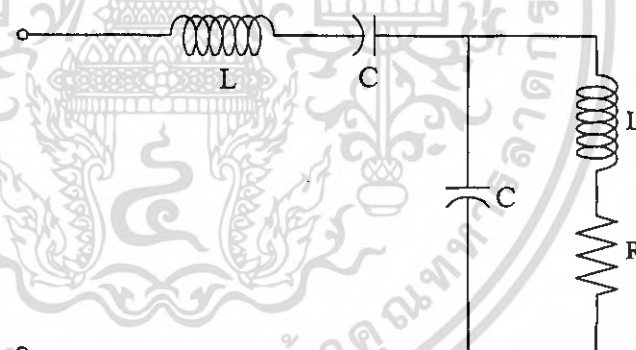
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน (Parallel Resonant) หรือมักเรียกว่าวงจร Tank และจากรูปที่ 20 ลักษณะพฤติกรรมของวงจรรีโซแนนซ์ขนานจะมีอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ตำแหน่งรีโซแนนซ์ซึ่งที่ตำแหน่งรีโซแนนซ์นี้จะเกิดการส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดสูงสุดโดยที่กระแสไหลเข้าวงจรน้อยที่สุดเนื่องจากมีอิมพีแดนซ์สูงสุด



รูปที่ 2.20 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

2.5.3 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรมและขนาน (Series and Parallel Resonant) จากรูปที่ 21 ลักษณะวงจรแบบนี้เป็นการเพิ่มวงจร LC อนุกรมเข้าไปกับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งจะทำให้วงจรมีค่าตำแหน่งรีโซแนนซ์มากกว่า 1 จุด



รูปที่ 2.21 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรมและขนาน (Series and Parallel Resonant)

บทที่ 3

การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงและขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน สำหรับงานให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

3.1 แหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบรีโซแนนซ์อนุกรม

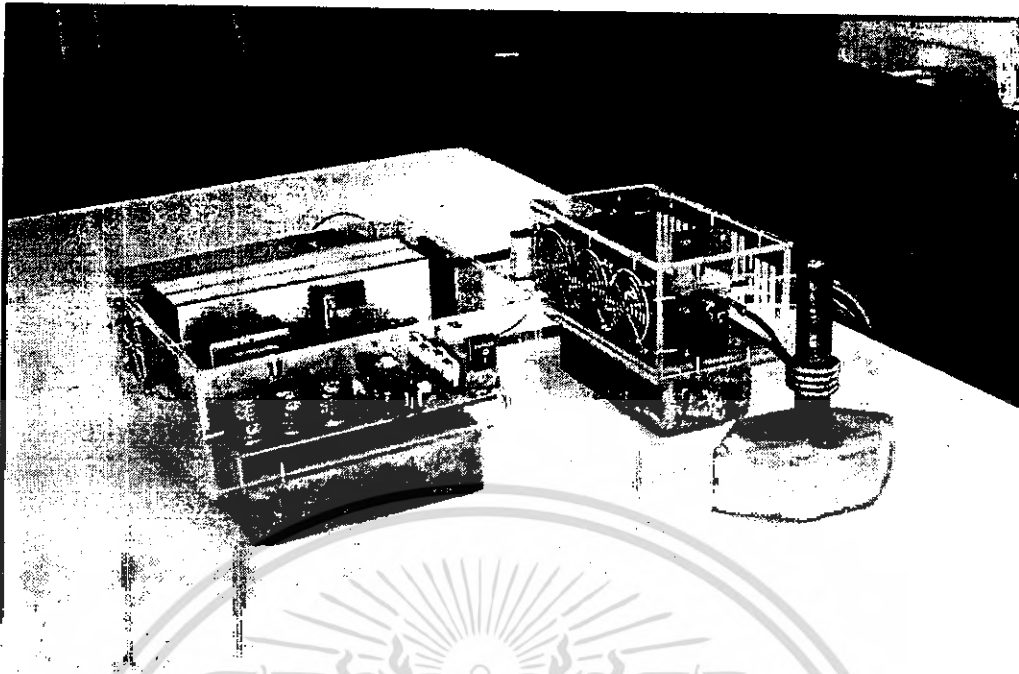
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งควบคุมกำลังด้วยการเลื่อนเฟสและรักษาสภาวะ ZVS โดยการปรับความถี่นั้น ตัวเครื่องต้นแบบต้องถูกออกแบบให้สามารถควบคุมการทำงานให้อยู่ในย่านความถี่ 60 kHz ถึง 90 kHz และต้องยังสามารถเริ่มทำงานได้อย่างไม่มีปัญหาของการเริ่มต้นทำงานและสามารถควบคุมการปรับความถี่รวมทั้งระบบป้องกันกระแสเกินและระบบการออกแบบที่ปลอดภัยจากแรงดันไฟฟ้าจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน อีกทั้งระบบที่ทำให้เครื่องสามารถทำงานอย่างต่อเนื่องเป็นระยะเวลายาวนานได้ โดยมีเสถียรภาพดีตลอด เครื่องต้นแบบที่ใช้ในโครงการนี้มีลักษณะภายนอกดัง รูปที่ 3.1 และมีลักษณะวงจรกำลังดังรูปที่ 3.2 ลักษณะของเครื่องจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสความถี่สูง กับส่วนของโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC รีโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

3.1.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงนี้เป็นส่วนที่ใช้จ่ายกำลังงานให้กับโหลด วงจร RLC รีโซแนนซ์อนุกรมดังรูปที่ 3.2 โดยการ รับแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ 220 โวลต์ จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและนำมาแปลงเป็นแรงดันขึ้นบันไดความถี่สูง 60kHz -90kHz เพื่อป้อนให้ชุดโหลดซึ่งเป็นวงจร RLC รีโซแนนซ์อนุกรม โดยส่วนต่างๆของแหล่งจ่ายดังกล่าวจะประกอบไปด้วยรายละเอียดดังนี้

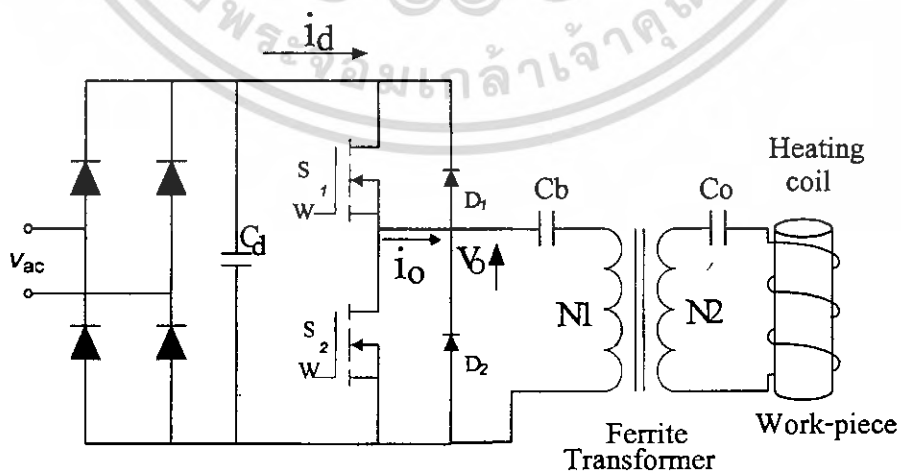
1. วงจร Rectifier and filter ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่น ไซน์ความถี่ต่ำ 220 โวลต์, 50Hz จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับวงจรกึ่งบริดจ์อินเวอร์เตอร์

2. วงจร Half-bridge Mosfet Inverter ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้รับจากวงจร Rectifier ให้เป็นแรงดันขึ้นบันไดความถี่สูง พร้อมทั้งปรับความถี่เพื่อให้สามารถทำงานในสภาวะ ZVS (Zero Voltage Switching) เพื่อจ่ายให้กับโหลด RLC รีโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 3.1 เครื่องต้นแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานการให้ความร้อนโดยความถี่สูง

3.1.2 วงจร RLC รีโซแนนซ์อนุกรม จะมีประกอบอยู่ 3 ส่วนคือหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ ความถี่สูง, ตัวเก็บประจุความถี่สูงกระแสสูง, และขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กชิ้นงานสอดอยู่ภายใน โดยขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนนี้มีลักษณะของวงจรสมมูลเป็นวงจร RL อนุกรมไหลตถูกจัดอยู่ลักษณะเป็นวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมเพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดหรือชิ้นงานได้มากที่สุด



รูปที่ 3.2 วงจรกำลังของแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำแบบรีโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง

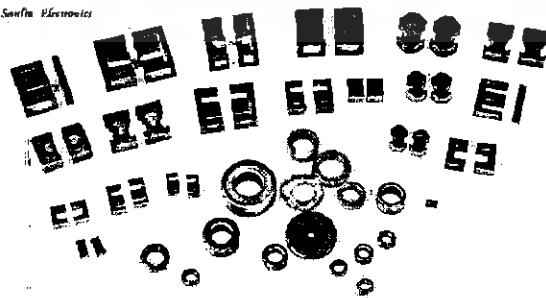
ในการพิจารณาออกแบบใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับส่งผ่านกำลังที่ทำงานที่ความถี่สูงนั้น ลักษณะและโครงสร้างของหม้อแปลงที่ใช้สำหรับงานย่านความถี่สูงจะมีความแตกต่างกับสำหรับหม้อแปลงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำหลายอย่าง และสำหรับการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งทำงานกับโหลดซึ่งเป็นวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมจะพบว่า ค่าความต้านทานของขดลวด และ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage Inductance) จะเป็นตัวแปรที่มีผลต่อค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมด้วย โดยเฉพาะลักษณะโหลดของแหล่งจ่ายให้ความร้อนซึ่งมีลักษณะเป็น วงจรรีโซแนนซ์อนุกรมที่มีค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำต่ำมาก รวมทั้งยังต้องพิจารณาถึงระบบการระบายความร้อนให้กับขดลวดทุติยภูมิที่ต้องมีความสามารถระบายได้อย่างรวดเร็วเนื่องการไหลของกระแสไฟฟ้าความถี่สูงปริมาณมาก ดังนั้นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงที่ทำงานที่ความถี่สูงในสภาวะรีโซแนนซ์นี้จึงมีลักษณะการพิจารณาโดยการรวบรวมเงื่อนไขที่เป็นข้อจำกัดและพิกัดต่างๆที่กำหนดไว้เพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ดังมีรายละเอียดดังนี้

1. ไม่สามารถรู้ค่า R และ L ของโหลดในตอนแรกได้เนื่องจากต้องทดสอบหาค่าได้ขณะใช้งานจริงที่พิกัด ทำให้ไม่สามารถกำหนด Ratio ของหม้อแปลงได้ในตอนแรก แต่สามารถทดสอบหาค่า R_{eq} และ L_{eq} ได้ซึ่งเป็นค่า R และ L ของทั้งวงจรรีโซแนนซ์ซึ่งเป็นการรวมค่า R และ L ของหม้อแปลงกับขดลวดตัวนำเข้าไปด้วย
2. กระแสต้านทุติยภูมิมีค่าสูงมาก ($\cong 150$ แอมป์) ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและเกิดความร้อนที่ขดลวดทุติยภูมิสูงมาก
3. แรงดันเป็นขั้วบันไดมี ฮาร์โมนิกส์ กระแสมีลักษณะเป็นคลื่นชานยนต์
4. จำนวนรอบต้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบที่จำกัดเนื่องจากขนาดตัวนำที่มีขนาดใหญ่ ดังนั้นต้องออกแบบก่อนขดลวดต้านปฐมภูมิ และขดลวดต้านปฐมภูมิต้องตีเกลียวจำนวนหลายเส้นเพื่อให้ได้พื้นที่ผิวรวมเพียงพอในการจ่ายกระแสได้
5. แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่มีให้เลือกใช้ไม่มาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกแกนก่อนและเพิ่มกำลังหม้อแปลงโดยขนานแกน
6. ระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดตัวนำต้านทุติยภูมิได้เนื่องจากใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุติยภูมิ
7. แกน เฟอร์ไรต์ มีลักษณะรูปทรงเป็นแท่งที่มีขนาดคงที่ทำให้การเพิ่มกำลังทำได้โดยการขนานแกนแต่ทำให้ปริมาตร เพิ่มครั้งละ 2 เท่า ไม่สามารถเพิ่มทีละน้อยเพื่อจ่ายกำลังที่สูงขึ้นไม่มากดังนั้นการเพิ่มกำลังไม่มากแต่ต้องเพิ่มขนาดแกนถึงเท่าตัว ทำให้ราคาของแกนสูงขึ้นมากเกินได้ ดังนั้นการเพิ่มกำลังไม่มากอาจทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่ใช้งานให้มากขึ้นได้

3.2.1 พื้นฐานหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
 ลักษณะหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้งานที่ความถี่สูงนั้นก็
 เนื่องจาก ที่ความถี่สูงนั้นหม้อแปลงโดยทั่วไปจะเกิดกำลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้นเมื่อทำงานที่
 ความถี่



Source: Electronics



รูปที่ 3.3 ลักษณะรูปทรงแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆที่มีใช้งานโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ที่มีใช้กันโดยทั่วไป คือ EE, EI, ETD, ER, CC, UU, RM, EEL, CI, RM, POT, EC, POT แต่แกนที่มีขนาดใหญ่ในการให้กำลังได้เป็นกิโลวัตต์มักใช้ชนิด EE ซึ่งมีขายโดยทั่วไปจะมีให้เลือก 2 ขนาดคือ EE55 กับ EE 80 ซึ่ง EE 80 จะมีขนาดใหญ่กว่า EE 55 ดังนั้นเมื่อถ้าเลือกใช้ EE55 จึงต้องใช้การขนานกันของแกนมากกว่า 1 คู่ แต่เนื่องจากพื้นที่ในการพันขดลวดของ แกน EE 55 มีขนาดเล็กซึ่งไม่เหมาะที่จะใช้พันขดลวดที่ต้องการๆ ระบายความร้อนดังนั้นจึงพิจารณาที่จะเลือกใช้แกนขนาด EE 80 ซึ่งมีพื้นที่ในการพันขดลวดใหญ่กว่าและสามารถจ่ายกำลังได้มากกว่า ส่วนจุดด้อยของการนำแกนเฟอร์ไรต์มาใช้งานคือ เฟอร์ไรต์ เปราะแตกหักง่าย ใช้ที่ความถี่ต่ำกว่า 20kHz ไม่ได้ เนื่องจากจะอิ่มตัวได้ง่าย เมื่อถูกนำมาใช้งานที่พิกัดกำลังสูงมีขนาดให้เลือกไม่มาก การเพิ่มกำลังโดยการขนานแกนทำได้โดยต้องเพิ่มจำนวนแกนครั้งละ 1 คู่ขึ้นไปซึ่งอาจเกินความจำเป็นได้รูปทรงและชนิดเนื้อสารของแกนเฟอร์ไรต์โดยทั่วไปจะถูกกำหนดหลอมมาตามขนาดที่กำหนดมาแล้วจากผู้ผลิตเช่น Philips, Ferroxe Cube, Tomita, Tdk, Fdk เป็นต้น

3.2.2 ขั้นตอนการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง

จากเงื่อนไขและข้อจำกัดที่ได้กล่าวมาแล้วสามารถนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดังนี้

1. เลือกขนาดและชนิดของแกนหม้อแปลง ในการเลือกชนิดเนื้อสารของแกนจะพิจารณาจากความถี่สำหรับย่านการใช้งานซึ่งมีการใช้งานในย่าน 50 KHz-100 kHz ซึ่งแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันทั่วไปก็สามารถทำงานในย่านความถี่นี้ได้ สำหรับการเลือกขนาดแกนจะพิจารณาแนวทางดังนี้

1.1 เลือกแกนที่สามารถจ่ายกำลังที่พิกัดได้ โดยจะเลือกแกนที่สามารถจ่ายได้สูงกว่าพิกัดใช้งาน แต่เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันโดยทั่วไป จะถูกหลอมมาเป็นคู่ 2 ซึ่งในการใช้งาน เมื่อต้องการเพิ่มกำลังสามารถทำได้โดยการขนานแกนเพิ่มเข้าไปโดยจะสามารถเพิ่มได้เป็นคู่ๆ ดังนั้นการเพิ่มขนาดแกนเป็น 2 คู่ จะทำให้พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็น 2 เท่าซึ่งก็สามารถลดจำนวนรอบของขดลวดลงได้ทำให้มีพื้นที่ในการระบายความร้อนให้กับแกนและขดลวดได้มากขึ้น

1.2 เลือกขนาดแกนที่สามารถระบายความร้อนให้ตัวนำได้ได้สะดวก ดังนั้นแกนที่เลือกจะต้องมีช่องพันขดลวดที่ใหญ่เพียงพอ และเนื่องจากในวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดหุ้มฉนวนเพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำได้สะดวก ดังนั้นช่องพันขดลวดของหม้อแปลงจำเป็นต้องมี ความกว้างมากเพียงพอให้ท่อสามารถตัดแล้วพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ได้

2. การพิจารณาเลือกใช้ขดลวดตัวนำ ลวดตัวนำที่ใช้เป็นขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติภูมิที่พิจารณาเลือกใช้ได้เลือกใช้ตามความเหมาะสมของการใช้งาน เนื่องจากหม้อแปลงถูกใช้งานที่ความถี่สูงทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่บริเวณผิวเนื่องจากผลของ Skin Effect ดังนั้นจึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการเฉพาะพื้นที่ผิวของตัวนำในการให้กระแสไหลเท่านั้น โดยขดลวดด้านปฐมภูมิเลือกใช้ ลวดตัวนำขนาดเล็กดีเกิลยวขนาดกันจำนวนหลายเส้นเพื่อให้มีพื้นที่ผิวรวมกันมากเพียงพอใน การรับกระแสด้านปฐมภูมิไหลได้ ขนาดเส้นลวดที่ใช้ในการดีเกิลยวเลือกใช้ขนาดลวดทองแดงที่ ไม่เล็กจนเกินไปเพื่อเมื่อถูกดีเกิลยวจะไม่ขาดง่าย สำหรับด้านทุติยภูมิเลือกใช้ท่อทองแดงกลวง ขด เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดทุติยภูมิร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำความ ร้อนได้ เนื่องจากข้อหนึ่งของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ต่ออยู่กับด้านหนึ่งของขดลวด เหนี่ยวนำความร้อนดังนั้นจึงสามารถใช้น้ำระบายความร้อนร่วมกันได้ ขนาดท่อทองแดงที่ใช้จะ พิจารณาจาก ขนาดที่ใหญ่มากที่สุด เพื่อให้มีพื้นที่ผิวมากที่สุดแต่ต้องเป็นท่อทองแดงที่สามารถ ที่จะตัดให้พันรอบแกนหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ได้โดยไม่บวมและแบน ซึ่งขนาดของท่อทองแดงที่ เลือกใช้มีขนาด 6 มิลลิเมตรซึ่งสามารถพันขดทุติยภูมิชั้นได้ 6 รอบ ซึ่งลักษณะใช้ท่อทองแดง เป็นทุติยภูมิสะดวกที่จะใช้พันในแบบพันชั้นเดียว ซึ่งเป็นชั้นนอกสุดของการพันขดลวด สำหรับหม้อแปลงด้วย

3. การพิจารณากำหนดจำนวนรอบและอัตราส่วน $N_1:N_2$ เนื่องจากลักษณะไหลด ของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กซึ่ง ต้องการให้ความร้อนสอดอยู่ภายใน ซึ่งโดยปกติไม่สามารถหาค่า R และ L ได้ด้วยเครื่องมือวัด ค่า R และ L ทั่วไป ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงเพื่อใช้กับไหลดชนิดนี้ จึงเป็นการออกแบบ โดยอาศัยการทดลองโดยเริ่มจากกำหนดจำนวนรอบสูงสุดทางด้านทุติยภูมิที่สามารถพันได้ จากนั้นพันลวดทางด้านปฐมภูมิเพื่อให้ได้กระแสจ่ายไปยังไหลดได้ที่พิกัด ซึ่งในการพันขดลวด ปฐมภูมินี้ถ้าจำเป็นต้องเพิ่มจำนวนรอบมากขึ้นแต่พื้นที่ไม่เพียงพอ ต้องทำการลวดรอบทางด้าน ทุติยภูมิลง ครั้งละ 1 รอบจนสามารถพันขดลวดที่พิกัดกระแสสูงสุดที่ต้องการได้ ซึ่งก็จะทำให้ได้ อัตราส่วนแรงดัน $N_1:N_2$ หลังจากได้อัตราส่วนที่ต้องการ ก็สามารถประมาณค่า R และ L ของ ไหลดได้

3.3 การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเป็นส่วนประกอบสำคัญที่สุดส่วนหนึ่งของงานการให้ความ ร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความร้อนสูง เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังงาน ไฟฟ้าเพื่อ แปลงรูปพลังงานให้อยู่ในรูปแบบกำลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อจะใช้เส้นแรงแม่เหล็กนี้ ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานซึ่งปกติจะเป็นวัสดุที่มีลักษณะเป็นสารแม่เหล็กเช่นเหล็ก เป็น ดิน

3.3.1 แนวทางพื้นฐานการเลือกพิจารณาออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ในการออกแบบและพิจารณาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานในโครงการนี้ ได้อาศัยแนวทางการพิจารณาศึกษาจาก ข้อมูลของลวดเหนี่ยวนำที่มีใช้กันในอุตสาหกรรมการ ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยทั่วไปประกอบกับลักษณะพิกัดต่าง ๆ และจุดประสงค์และ ลักษณะการนำไปใช้งานโดยมีแนวทาง 5 ประการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. กระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในการออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบได้เลือกที่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์อนุกรม ชนิดจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งจะมีแรงดันDC เท่ากับ 310 โวลต์ดังนั้นโดยปกติขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีใช้ทั่วไปจะมีจำนวนรอบน้อยมาก ซึ่งจะไม่สามารถรับแรงดันที่สูงได้ ดังนั้นจึง จำเป็นต้องลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนลงในระดับที่ขดลวดและแหล่งจ่ายความถี่สูงสามารถเข้ากันได้ ซึ่งทำโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลง ซึ่งก็จะทำให้กระแสด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูง ดังนั้นในการออกแบบขดลวดจึงจำเป็นที่จะต้องให้สามารถรับปริมาณกระแสที่สูงได้ไม่เกินประมาณ 150 แอมป์ และเนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูงซึ่งมีผลของ Skin effect ทำให้ กระแสส่วนใหญ่ไหลเฉพาะที่บริเวณผิวของตัวนำ ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจำเป็นต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขดลวดจึงต้องมีพื้นที่เพียงพอในการให้กระแสไหลได้อย่างเพียงพอ

2. ลักษณะรูปทรงขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จากลักษณะโพลดที่ใช้ในโครงการงานซึ่งได้เลือกใช้แท่งเหล็กรูปทรงกระบอกตันและพื้นที่ที่ต้องการให้เกิดความร้อนจะเป็นบริเวณผิวของแท่งเหล็กดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะมีลักษณะเป็นขดลวดทรงกระบอกดังรูปที่ 3.1 ซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กชิ้นงานและขดลวดจะพันให้มีเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยที่สุดเพื่อขดลวดจะสามารถเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไปยังแท่งเหล็กได้มากที่สุด

3. กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในวิทยานิพนธ์ได้กำหนดพิกัดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ 3 KVA ดังนั้นขนาดกำลังของเครื่อง ขนาดของชิ้นงานและพื้นที่การให้ความร้อนจะมีความสัมพันธ์กับขนาดและจำนวนรอบของขดลวดรวมทั้งความเร็วของช่วงเวลาในการให้ความร้อนด้วย ซึ่งพิจารณาเลือกความเหมาะสมได้จากการทดสอบในหัวข้อต่อไป

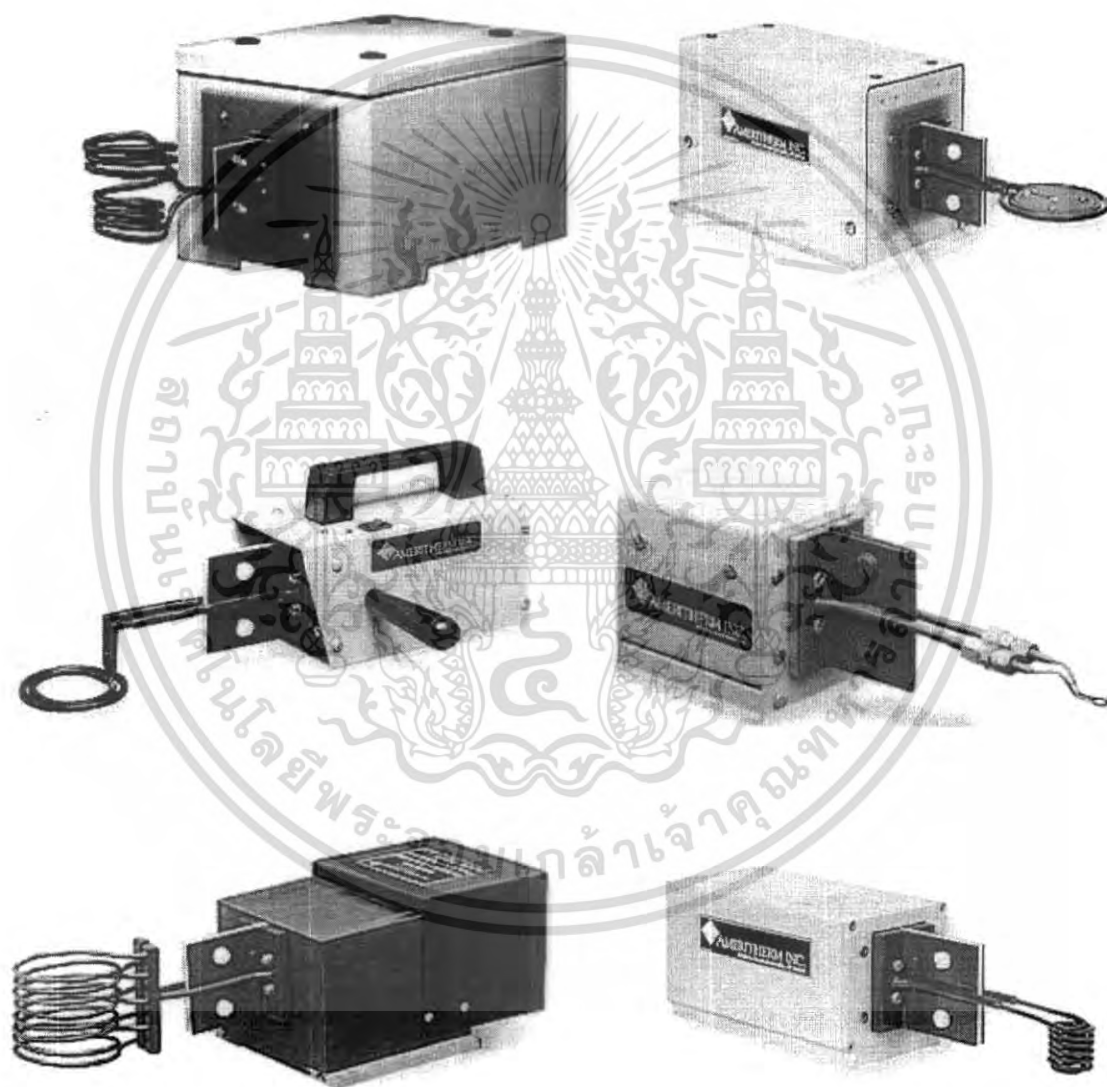


รูปที่ 3.4 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนแบบต่างๆที่มีใช้ในอุตสาหกรรมการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

4. ความสะดวกในการออกแบบ ในการเลือกวัสดุในการทำขดลวด ได้เลือกใช้ท่อทองแดงซึ่งนิยมใช้ในการทำท่อน้ำยาของตู้เย็นและแอร์โดยทั่วไป ซึ่งหาง่ายและมีราคาถูก และมีความเหมาะสมเนื่องจากสามารถออกแบบและพันได้ง่าย ทั้งยังสามารถระบายความร้อนได้สะดวกอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การระบายความร้อนและอายุการใช้งาน เนื่องจากขดลวดเหนียวนำความร้อนมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงและปริมาณมากไหลผ่านจึงทำให้เกิดความร้อนเนื่องจากการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น และขดลวดนี้ยังวางอยู่ใกล้แท่งเหล็กชิ้นงาน ซึ่งมีอุณหภูมิสูงมากทำให้ขดลวดได้รับความร้อนมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนให้กับขดลวด ซึ่งจากลักษณะของขดลวดซึ่งได้เลือกใช้เป็นท่อทองแดงซึ่งง่ายต่อการขุดและการพันดังนั้นจึงเลือกการระบายความร้อน โดยใช้น้ำ โดยใช้ปั๊มน้ำไหลวนผ่านภายในขดลวดอยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพสูงและอายุการใช้งานนาน



รูปที่ 3.5 ลักษณะขดลวดแบบแยกกับแหล่งจ่ายความถี่สูงเพื่อการเคลื่อนย้ายที่สะดวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 หลักการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

ขั้นตอนการคำนวณและออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

1. กำหนดกำลังไฟฟ้า P ของ output inverter
2. ทำการหาค่า V_1 จากสมการที่ (3.1)

$$V_1 = \frac{4 V_{dc}}{\pi} \frac{1}{2 \sqrt{2}} \quad (3.1)$$

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (3.2)$$

3. กำหนดค่าตัวประกอบกำลัง power factor

$$\cos \theta = p.f \quad (3.3)$$

4. สามารถหาค่า I_1 จากสมการ

$$P = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad \text{W} \quad (3.4)$$

โดยแทนค่า P, V_1 , P.f. จะได้

$$I_1 = \frac{P}{V_1 \cos \theta_1} \quad \text{A} \quad (3.5)$$

5. สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 จากสมการ

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \Omega \quad (3.6)$$

6. สามารถหาค่าตัวต้านทาน R จากสมการ

$$R = Z_1 \cos \theta_1 \quad (3.7)$$

7. สามารถหาค่า $X_{L1} - X_{C1}$ จากสมการ

$$X_{L1} - X_{C1} = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. กำหนดค่า Q และความถี่ resonant $\omega_0 = 2\pi f_r$

9. สามารถหาค่า L ได้จากสมการ

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3.9)$$

$$L = \frac{QR}{\omega_0} \quad (3.10)$$

$$L = \frac{QR}{2\pi f_r} \text{ H} \quad (3.11)$$

10. สามารถหาค่า C ได้จากสมการ

$$Q = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (3.12)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 RQ} \quad (3.13)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_r RQ} \quad (3.14)$$

11. หาค่า switching frequency f_1 จากสมการ

$$X_L - X_C = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.15)$$

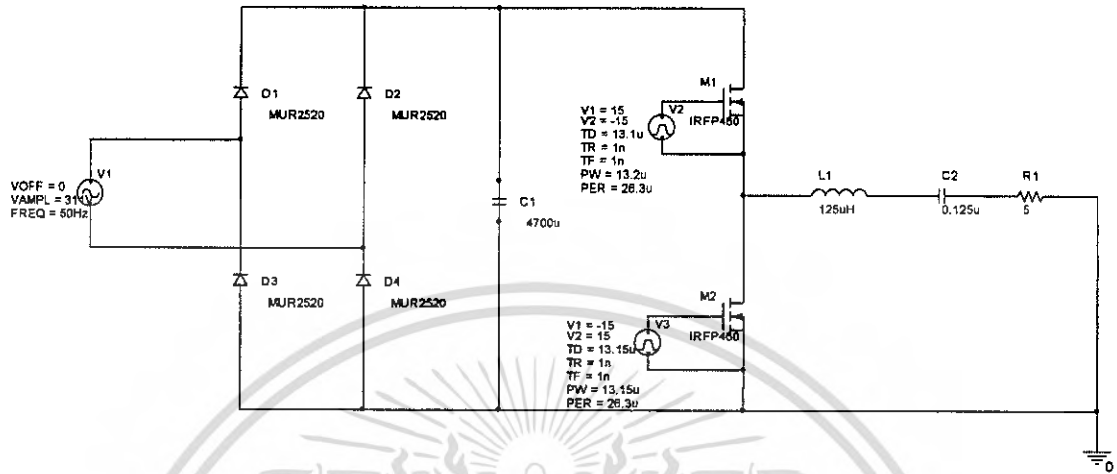
$$\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C} = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.16)$$

$$\frac{\omega_1^2 LC - 1}{\omega_1 C} = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.17)$$

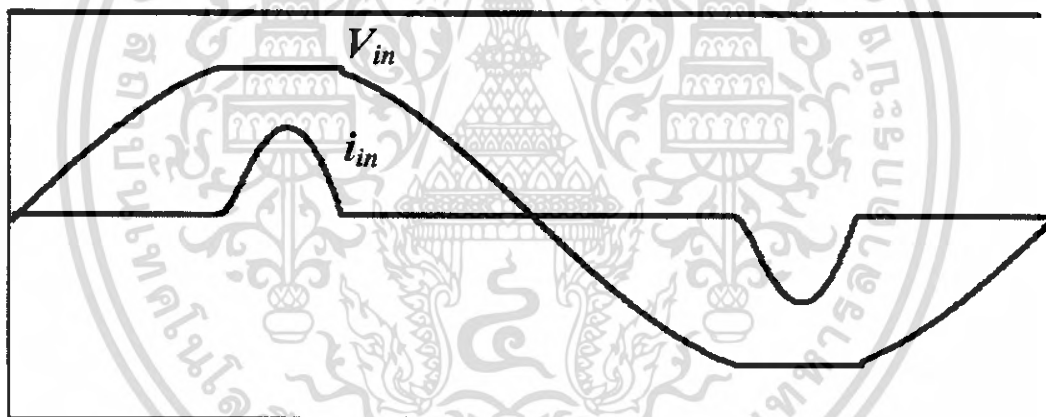
$$\omega_1^2 LC - [(Z_1 \sin \theta_1) C \omega_1] - 1 = 0 \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

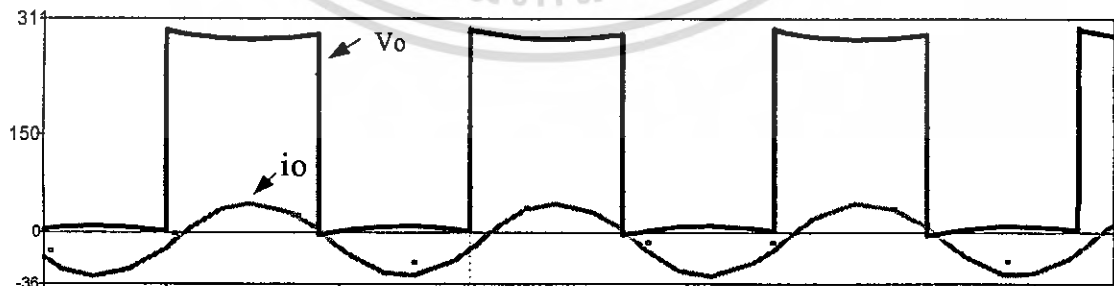
$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} H_z \tag{3.19}$$



รูปที่ 3.6 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice



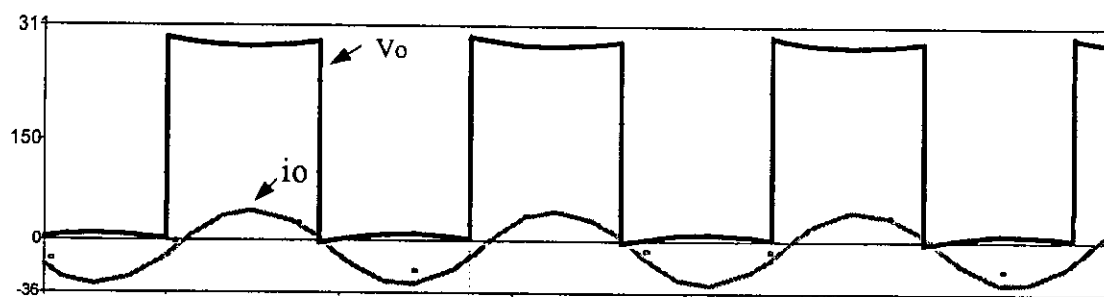
รูปที่ 3.7 Input ของวงจรที่ได้กับการไฟฟ้า



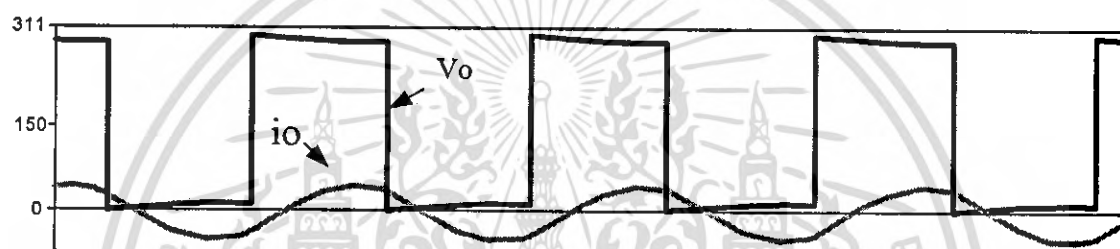
รูปที่ 3.8 Outputของวงจรhalf- Bridge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

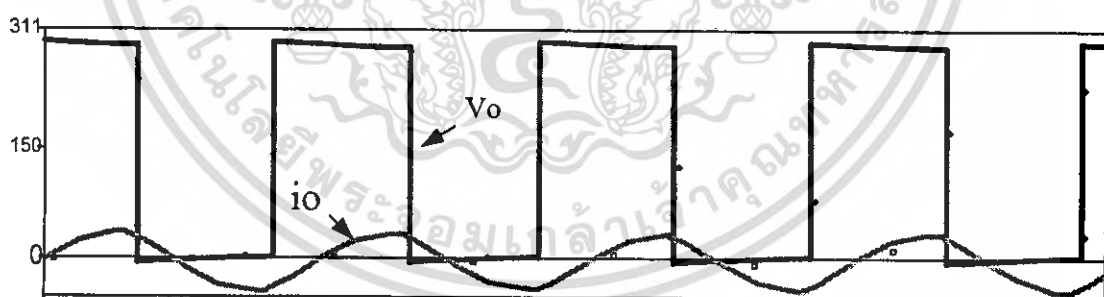
การเปรียบเทียบ out put ที่ความถี่ต่างๆ



ที่ความถี่ 40KHz



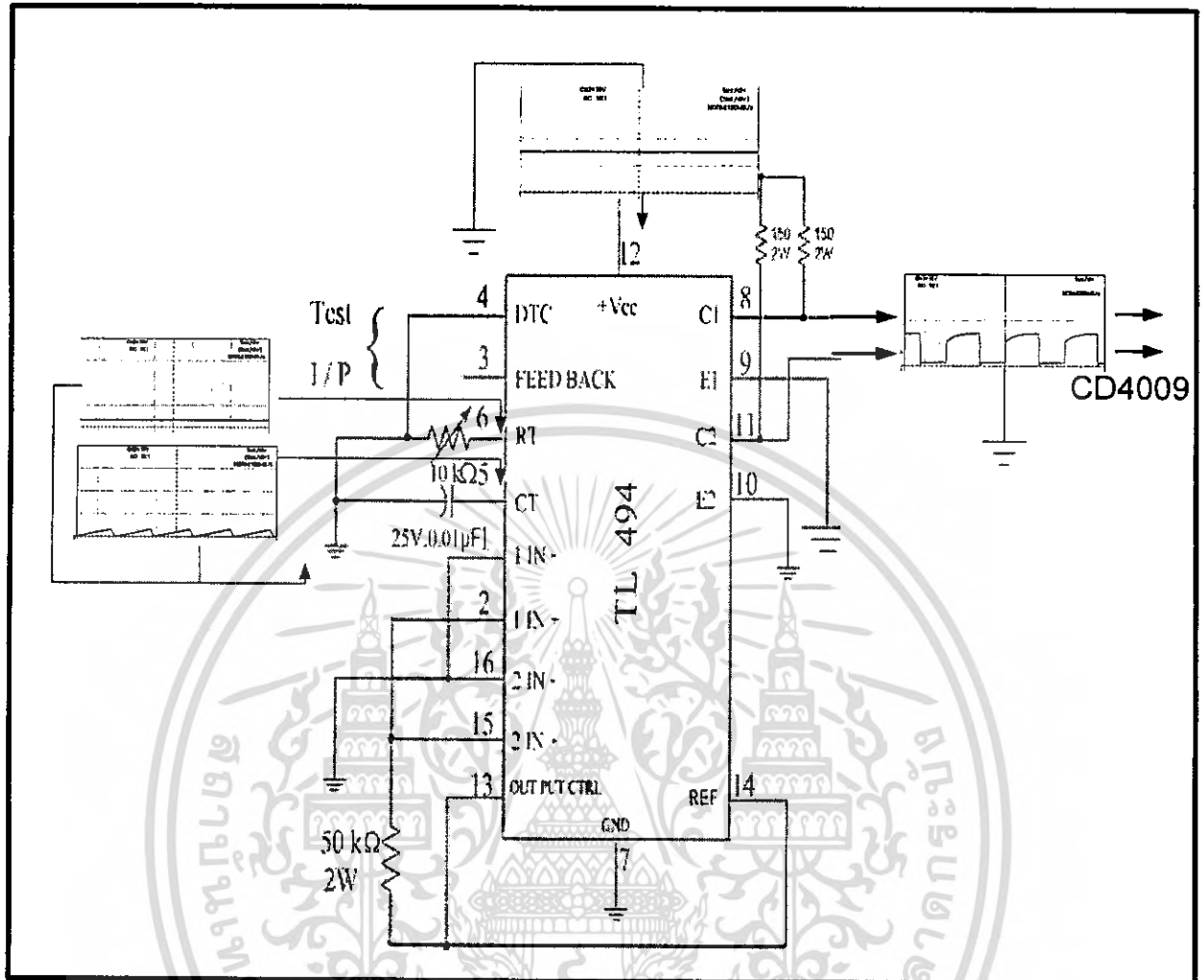
ที่ความถี่ 45KHz



ที่ความถี่ 50KHz

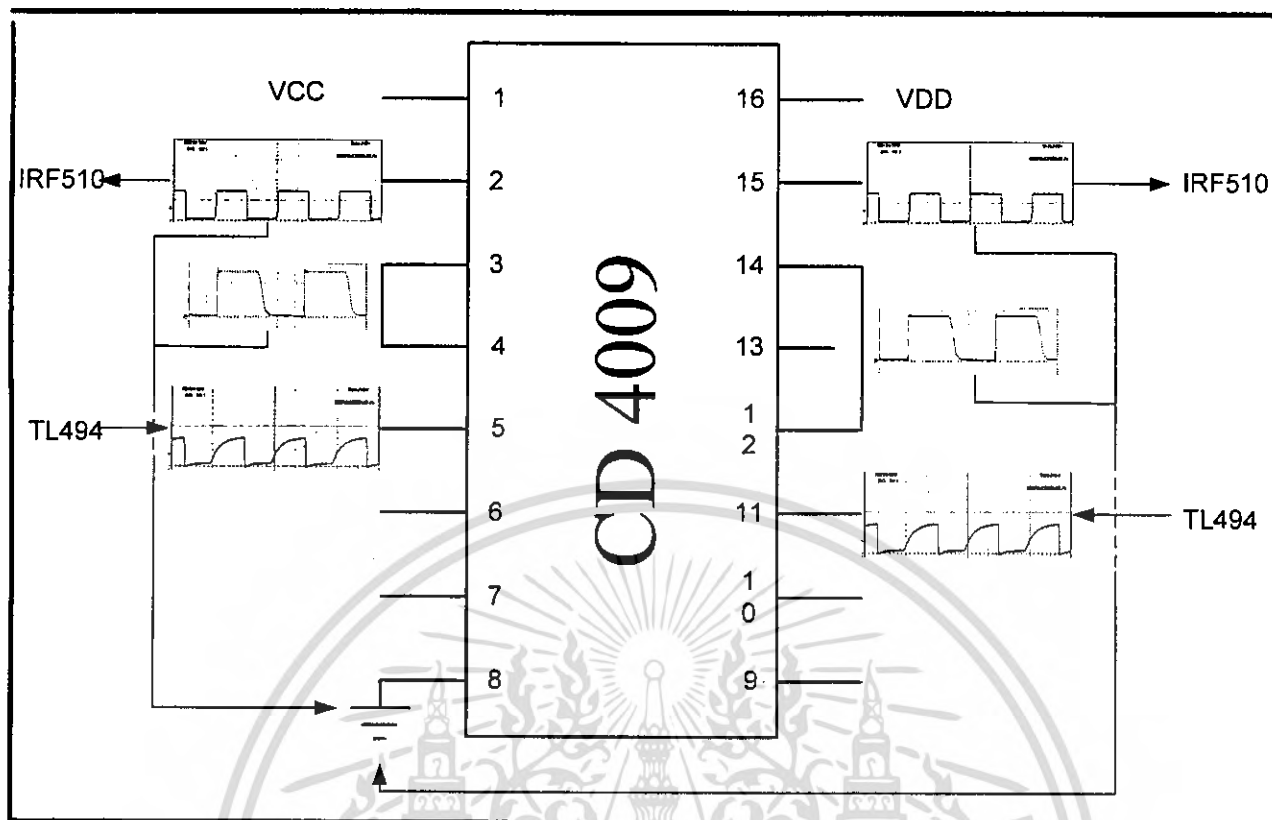
รูปที่ 3.9 การเปรียบเทียบ out put ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

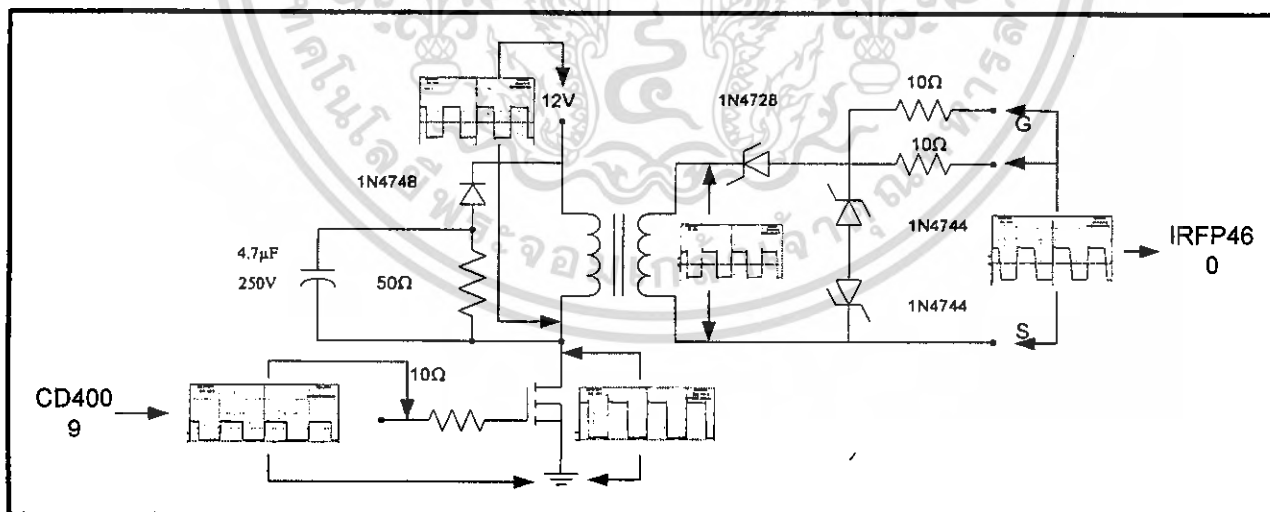


รูปที่ 3.10 ชุดสร้างสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ชุด CD4009



รูปที่ 3.12 ชุดแยกโถด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลองเทียบกับผลจากการ Simulation

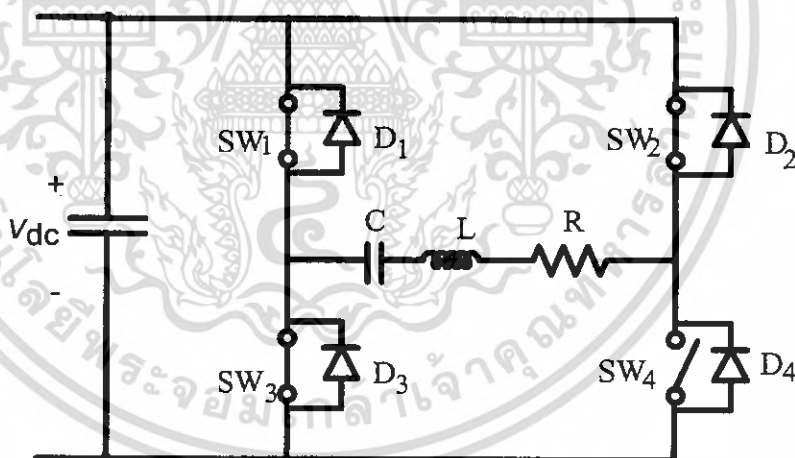
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นผลที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการซิมูเลตในค่าต่างๆที่ได้ศึกษาในบทที่ 3 โดยใช้โปรแกรม Matlab ซึ่งในบทที่ 3 สมการต่างๆได้จากการวิเคราะห์วงจรของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง และแรงดันเป็นแบบไฟตรงเรียบ โดยขั้นตอนการซิมูเลตแต่ละกรณีจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

4.2 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab และผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัมความถี่ต่างๆในวงจรเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงกรณีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

4.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

ในการทดลองจะใช้วงจรดังรูป 4.1 ซึ่งมีพิกัดของอุปกรณ์ตามตารางที่ 4.1 ซึ่งมีขั้นตอนการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.1 วงจรเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบ

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงที่ป้อนอินพุทด้วยแรงดันไฟตรงเรียบ ที่ใช้ในการทดลองจริง

รายการอุปกรณ์	รายละเอียด
ไดโอดเรียงกระแส	KBPC10-06
อุปกรณ์สวิตช์อินเวอร์เตอร์	IRFP460 600V
ตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์	0.053 μ F
หม้อแปลงความถี่สูง	แกนเฟอร์ไรท์ EE 80 1 คู่
ขดลวดด้านปฐมภูมิ	ลวดเบอร์ 28 S.W.G ใช้ 20 เส้น พันรอบแกน 38 รอบ
ด้านทุติยภูมิ	ใช้ท่อทองแดงพันรอบแกน 3 รอบ
ประเภทโหลด	เหล็กแท่งทรงกระบอกตันเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 ซม.

1. ทดลองปรับแรงดันที่วารีแอ็คเพื่อหาตำแหน่งที่สามารถอ่านค่าได้ 220 Vrms ขณะที่ยังไม่ทำการต่อกับวงจรเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง แล้วทำเครื่องหมายบอกตำแหน่งดังกล่าว

2. ทำการต่อวารีแอ็คเข้ากับอินพุทของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง โดยที่ยังไม่ได้มีความปรับค่าแรงดันที่วารีแอ็คซึ่งขณะนี้ทำการปรับค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าประมาณ 66 kHz

3. ทำการปรับแรงดันที่วารีแอ็คไปยังตำแหน่งในข้อ (1) วัดคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจรเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง พร้อมทั้งบันทึกกราฟในแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII

4. ทำความถี่เพิ่มขึ้นทีละหนึ่งค่า แล้วทำเช่นเดียวกับข้อ (3)

4.2.2. ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Matlab

1. ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms ทำให้เป็นค่าพีค

2. ใช้ค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

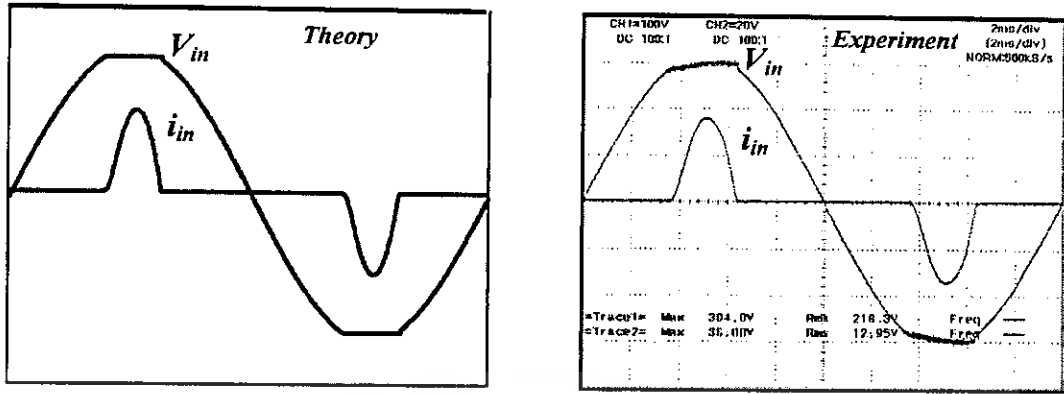
3. ใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จาก การนำคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสโหลด มาทำการอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสโหลดที่ฮาร์โมนิกตำแหน่งต่างๆ

4. ทำการซิมูเลต

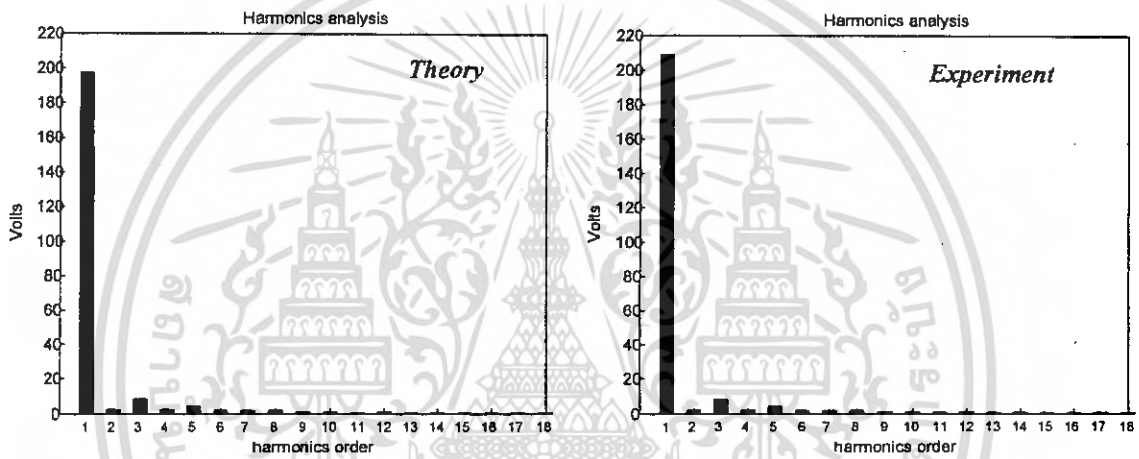
5. ใช้ค่าความถี่สวิตช์ที่ปรับแล้วทำเช่นเดียวกับข้อที่ (4)

หลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธีปรับความถี่ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์โดยวิธีการปรับความถี่ FC ที่ใช้ในเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงนั้น จะใช้หลักการรีโซแนนท์ตั้งที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยการปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้มีความถี่สูงกว่าที่ความถี่รีโซแนนท์ นั่นคือ เมื่อความถี่สวิตช์มีค่าสูงกว่าความถี่รีโซแนนท์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตก็จะมีค่าลดลงตามความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งจะแตกต่างจากหลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธีปรับจำนวนพัลส์ที่จะอาศัยหลักการลดขนาดของแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดรีโซแนนท์ลงด้วยการลดจำนวนพัลส์ในแต่ละพีเรียดเพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้า และเพื่อให้เห็นขั้นตอนการเปลี่ยนแปลงในขณะที่มีการปรับความถี่เพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้า โดยแสดงให้เห็นถึงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ สเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ในขณะที่ปรับความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 66 KHz-72 KHz โดยจะปรับความถี่เพิ่มขึ้นทีละ 1 ความถี่

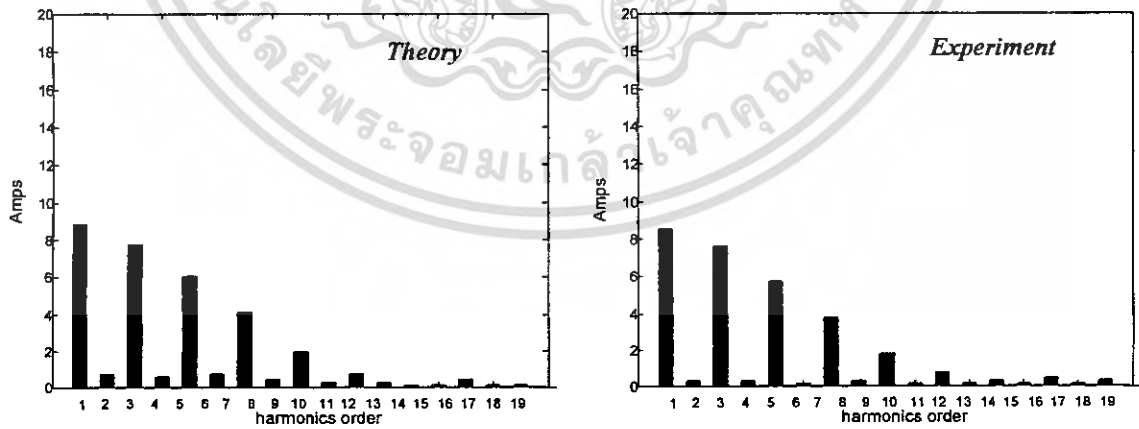




a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



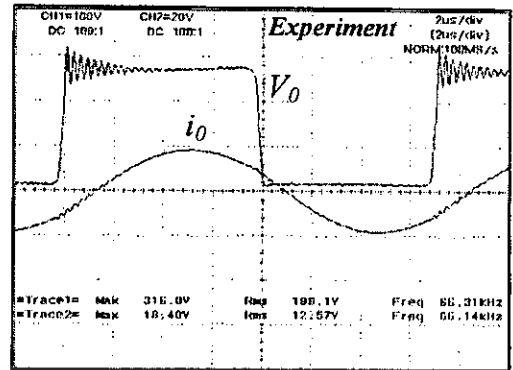
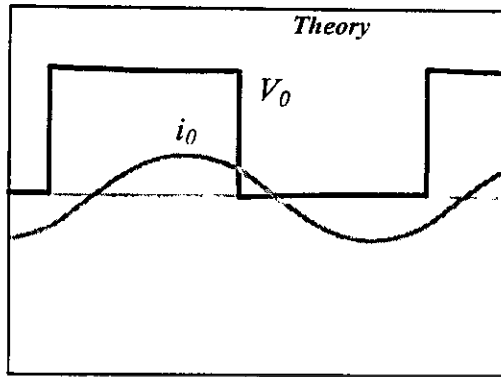
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



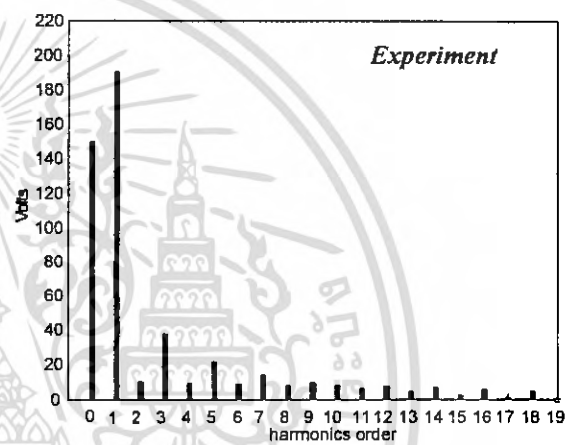
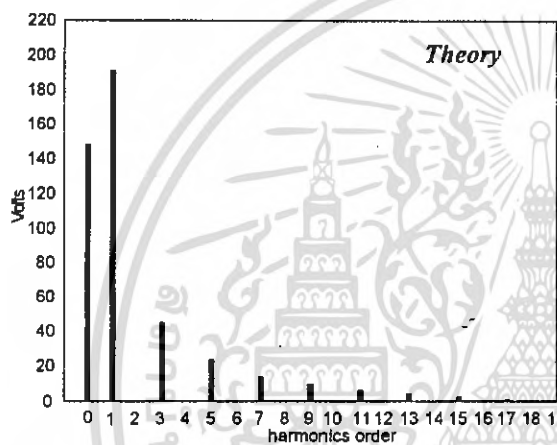
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.1 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 66 kHz (3 coil)

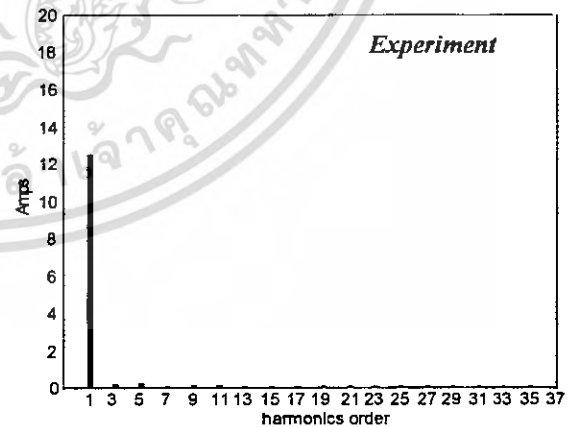
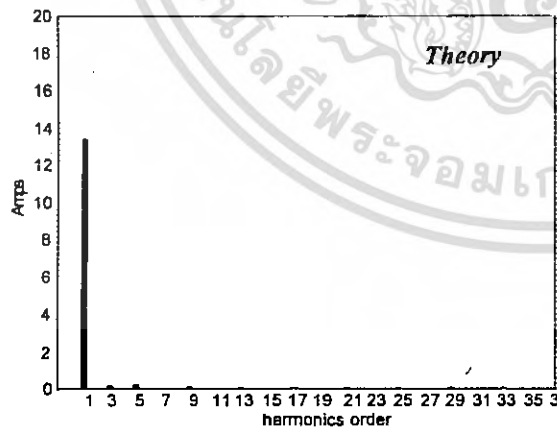
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



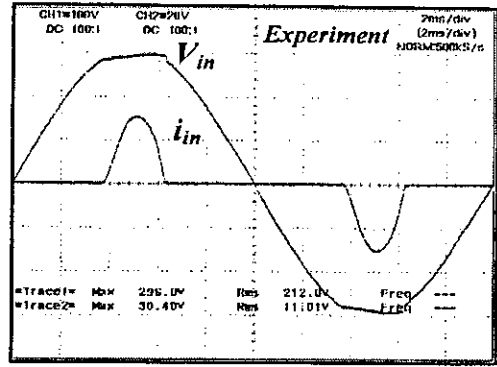
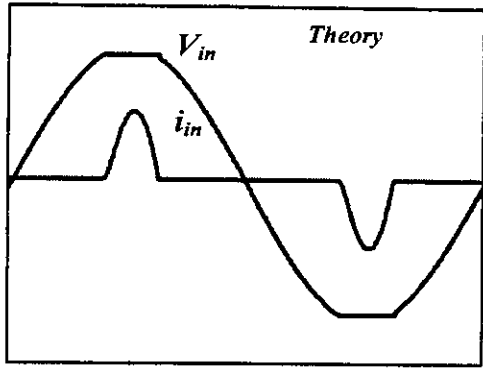
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



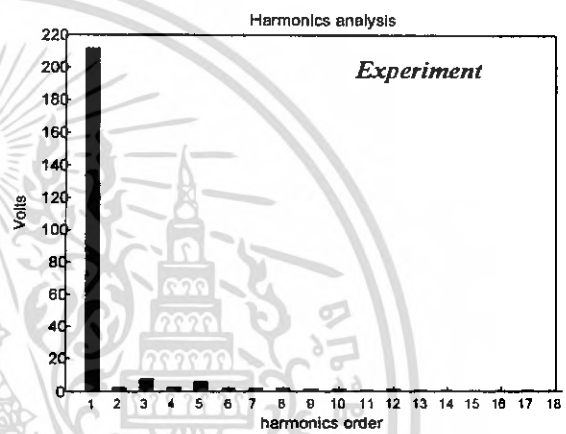
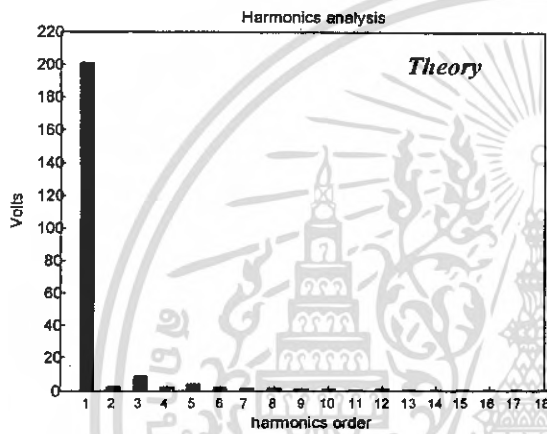
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.2 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 66 kHz (3 coil)

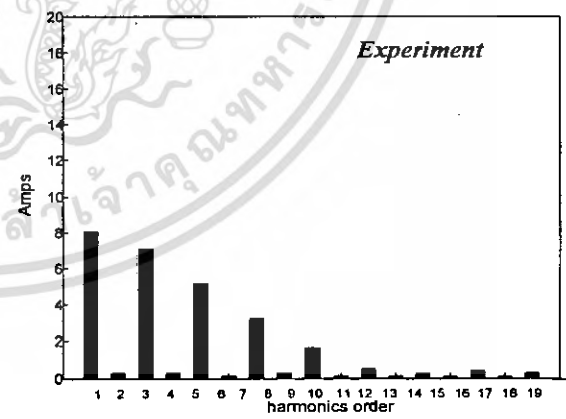
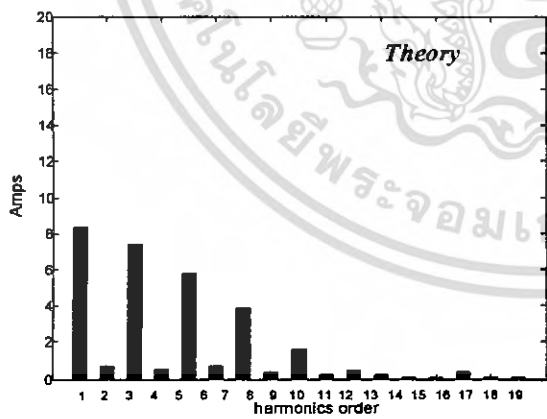
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



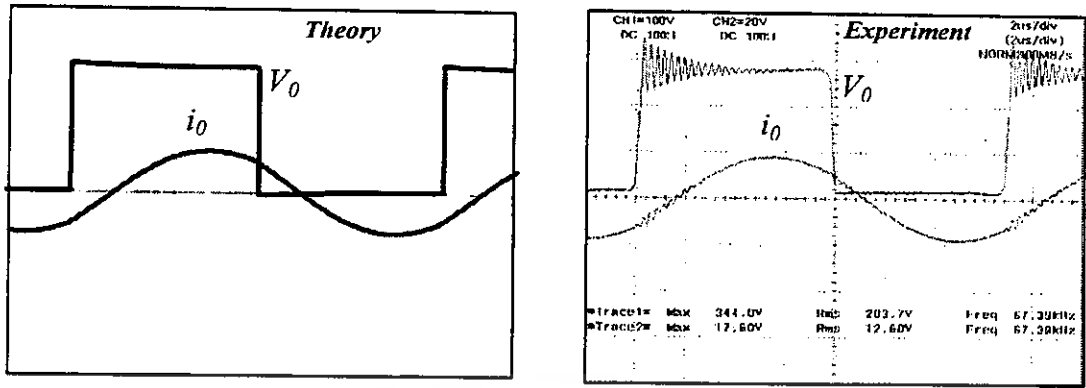
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



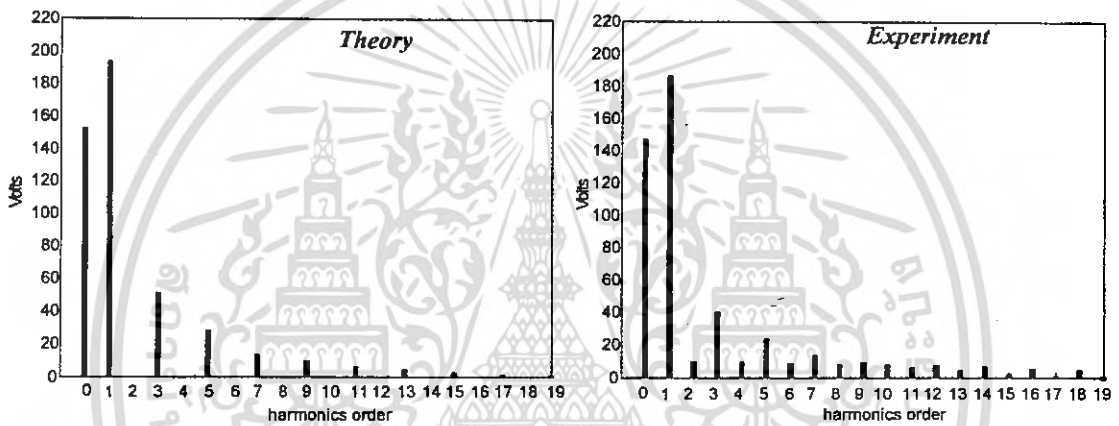
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.3 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 67 kHz (3 coil)

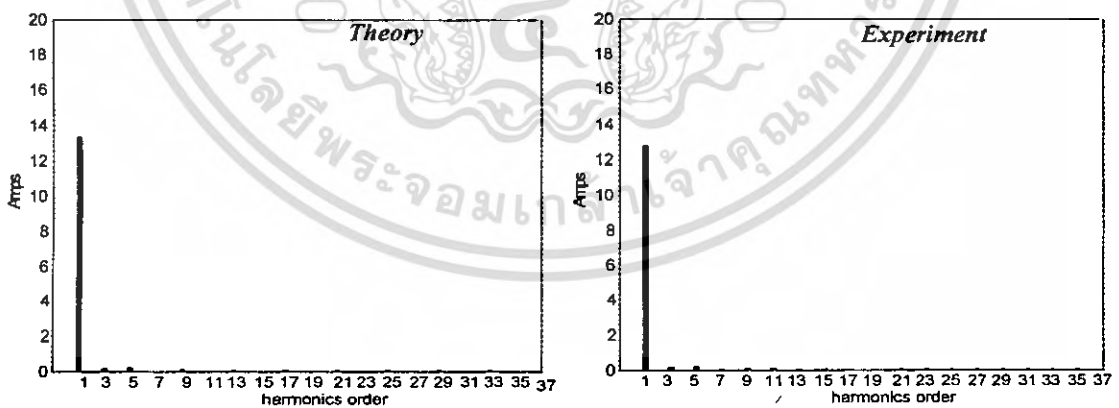
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



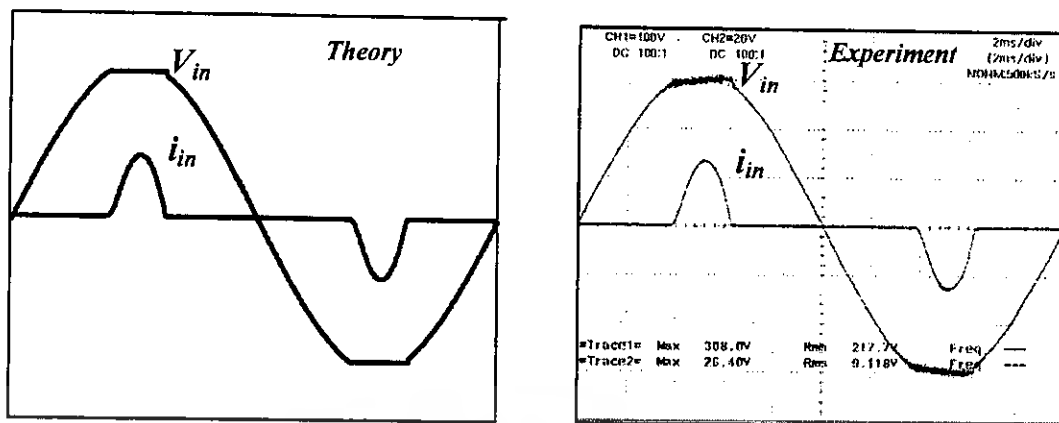
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



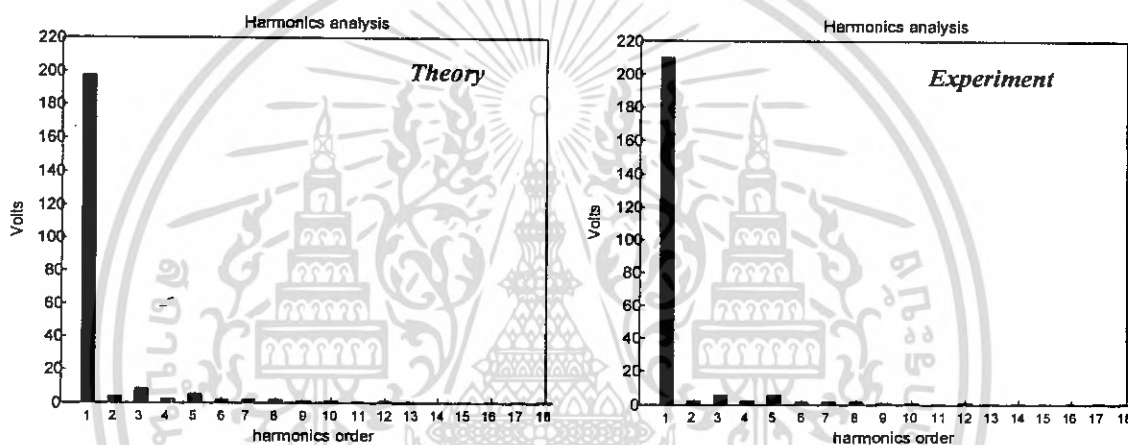
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.4 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 67 kHz (3 coil)

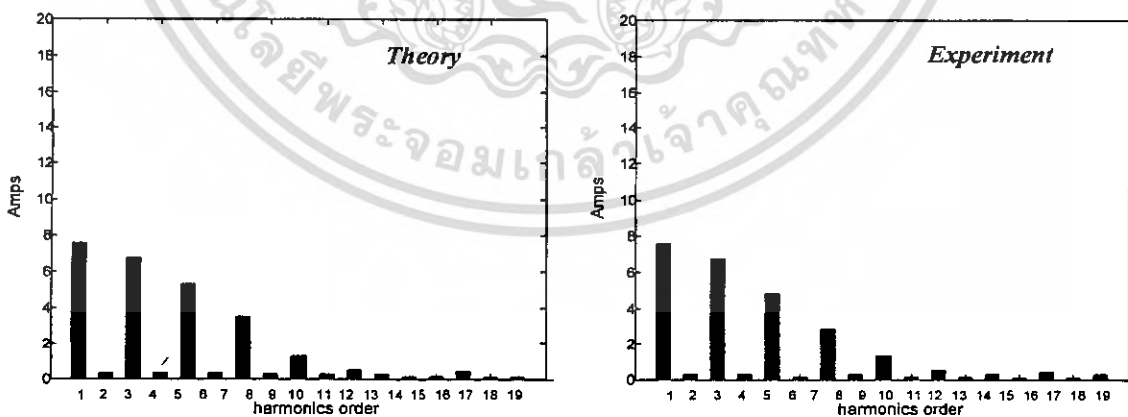
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



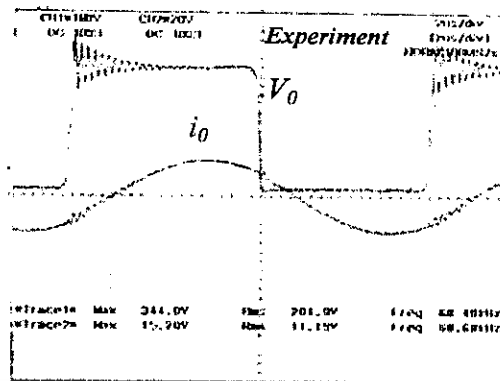
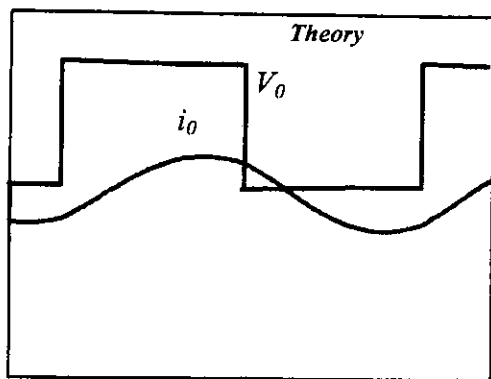
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



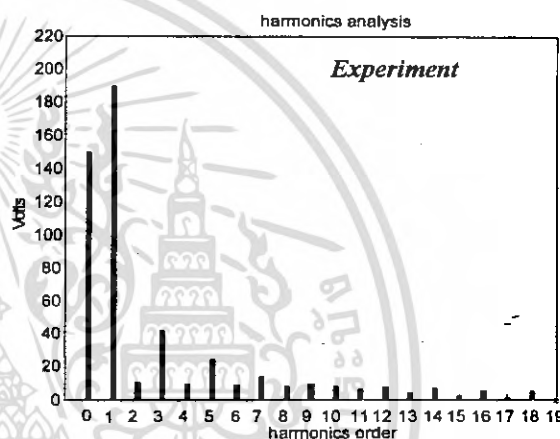
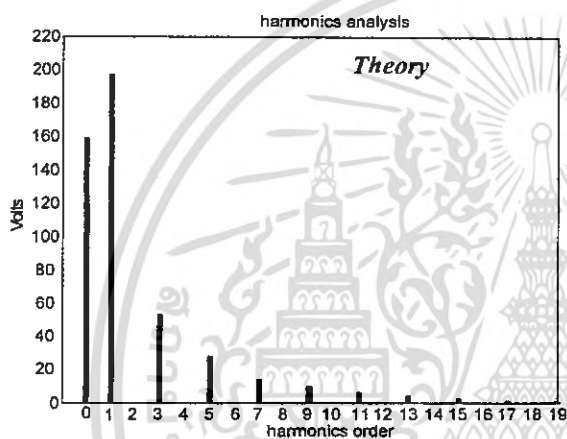
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.5 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 68 kHz (3 coil)

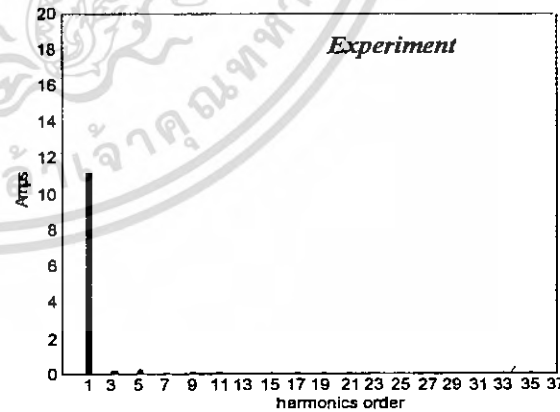
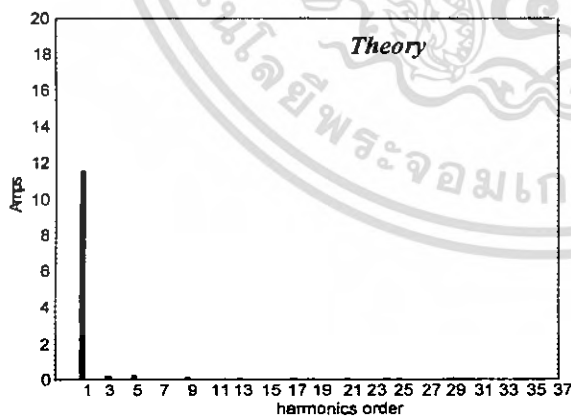
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



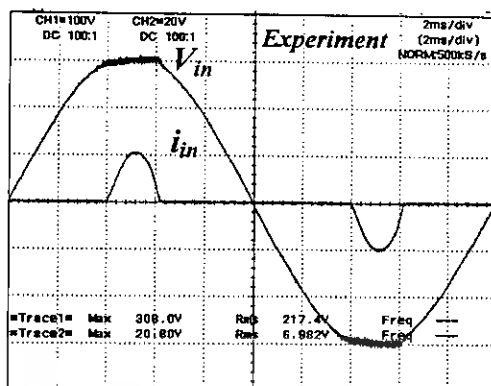
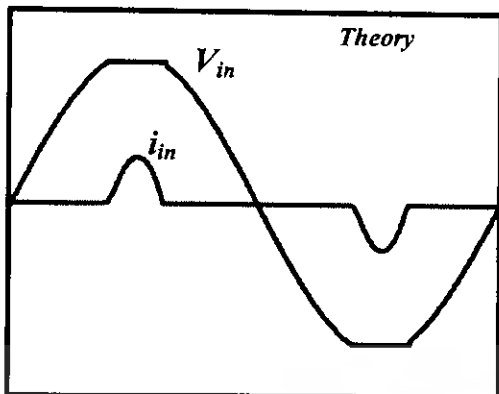
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



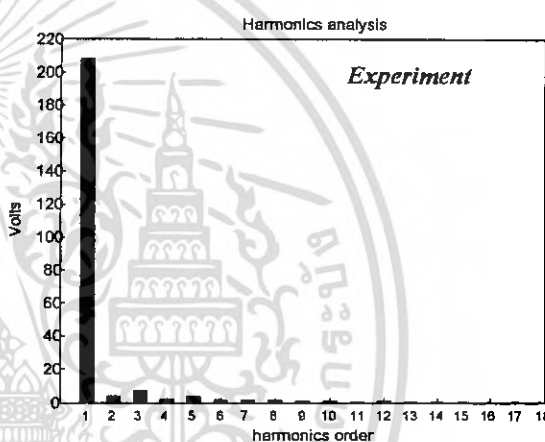
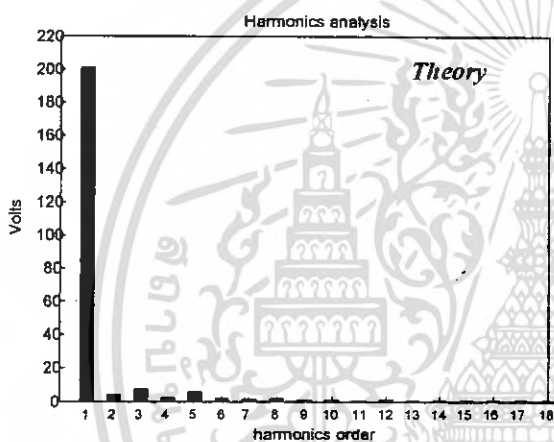
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.6 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 68 kHz (3 coil)

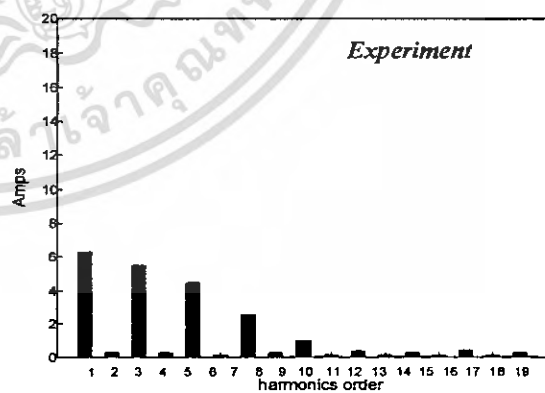
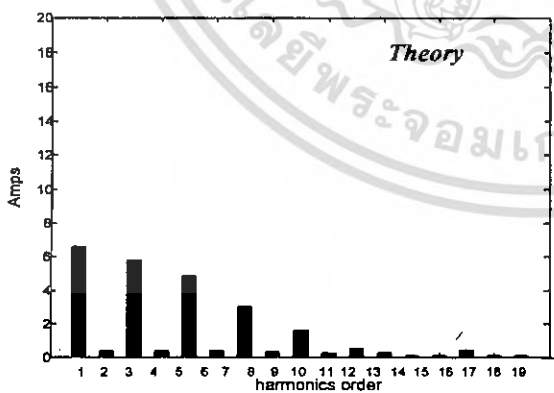
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



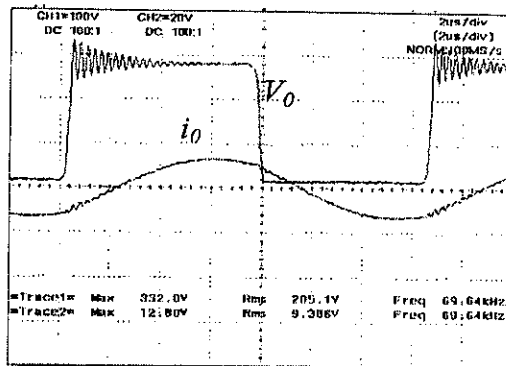
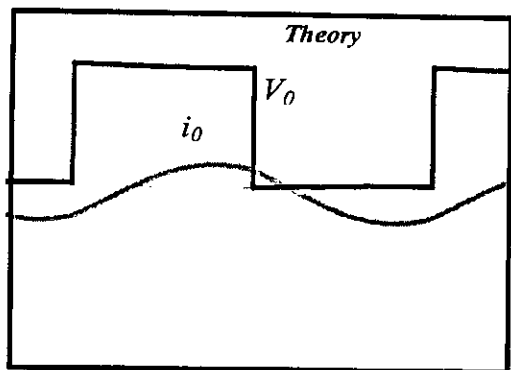
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



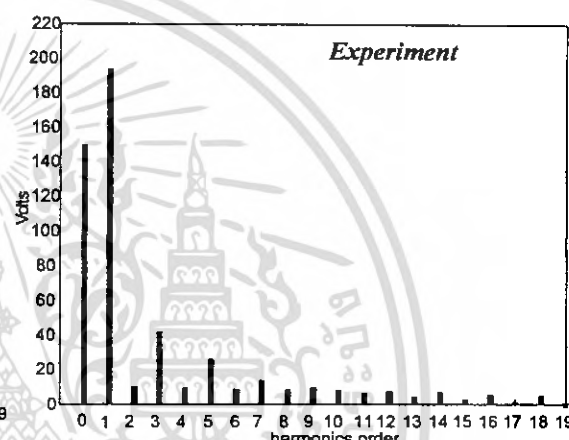
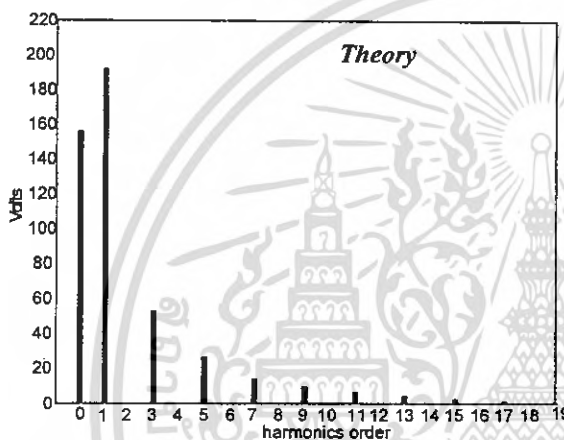
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.7 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 69 kHz (3 coil)

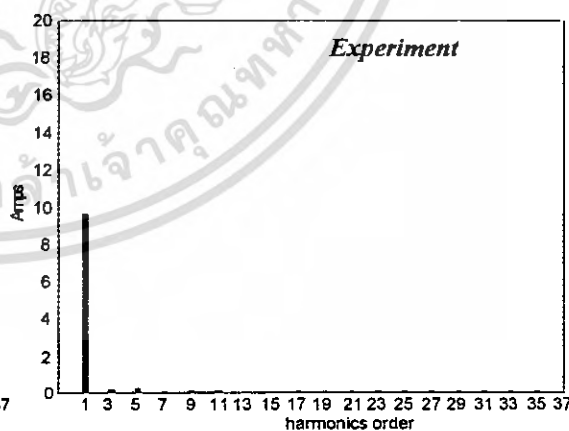
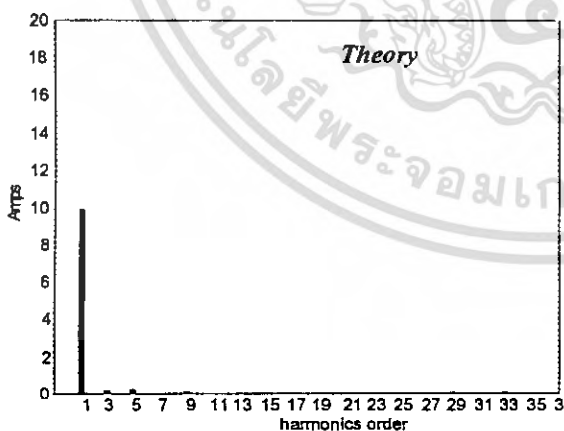
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



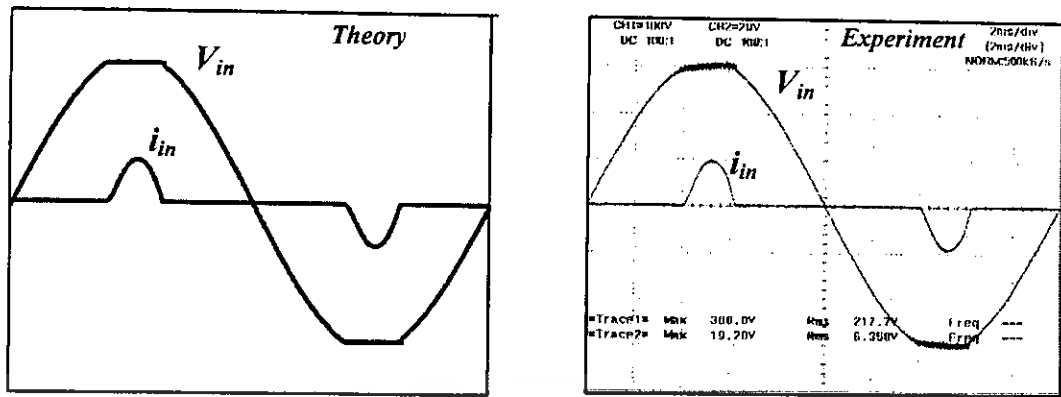
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



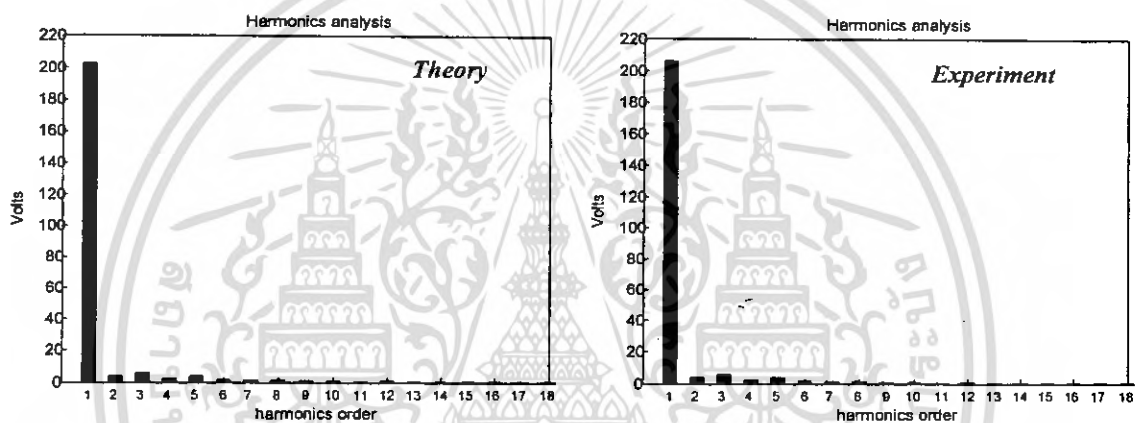
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.8 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 69 kHz (3 coil)

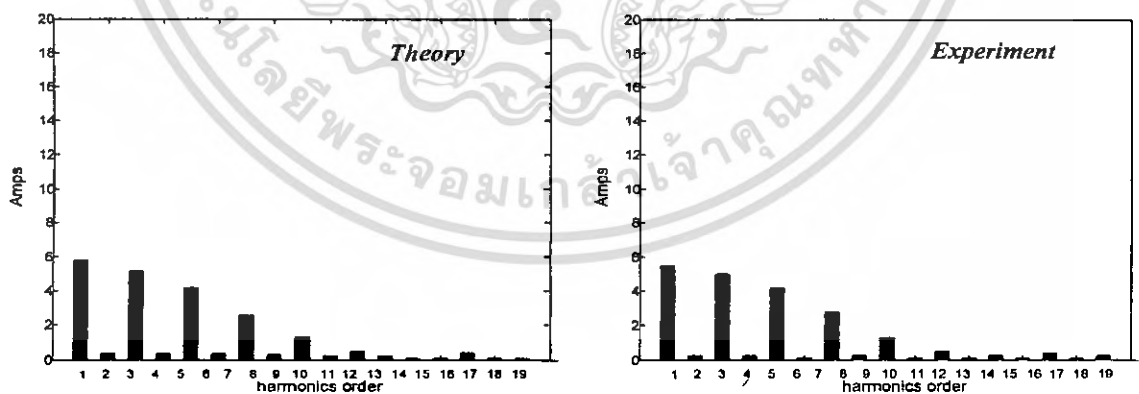
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



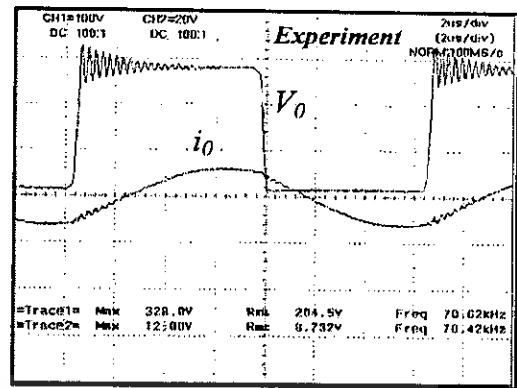
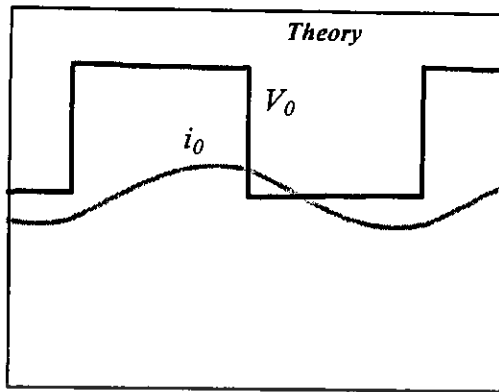
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



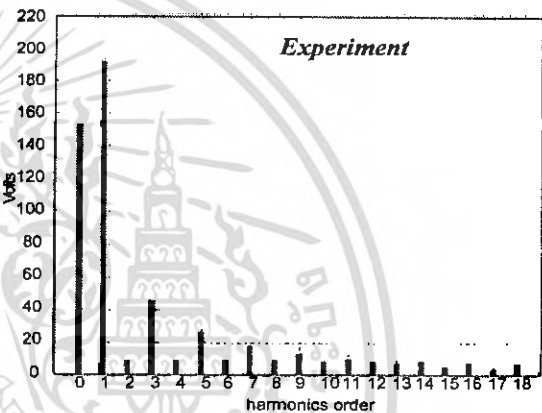
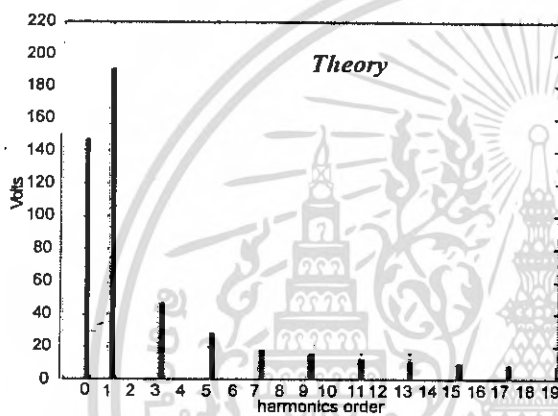
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.9 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 70 kHz (3 coil)

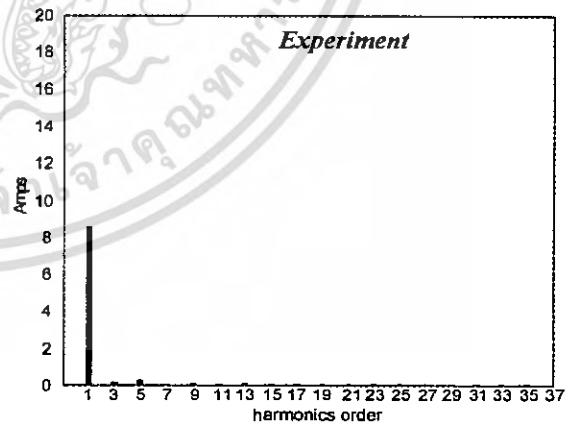
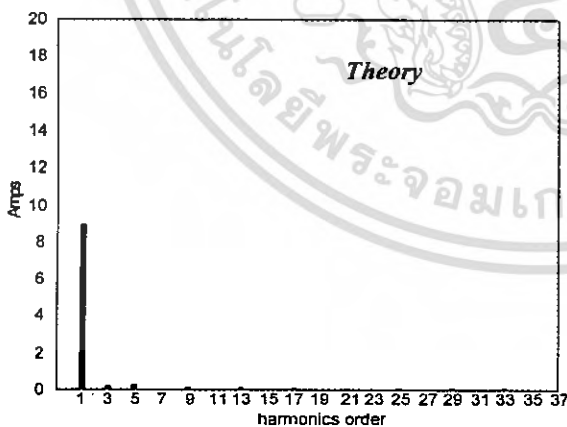
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



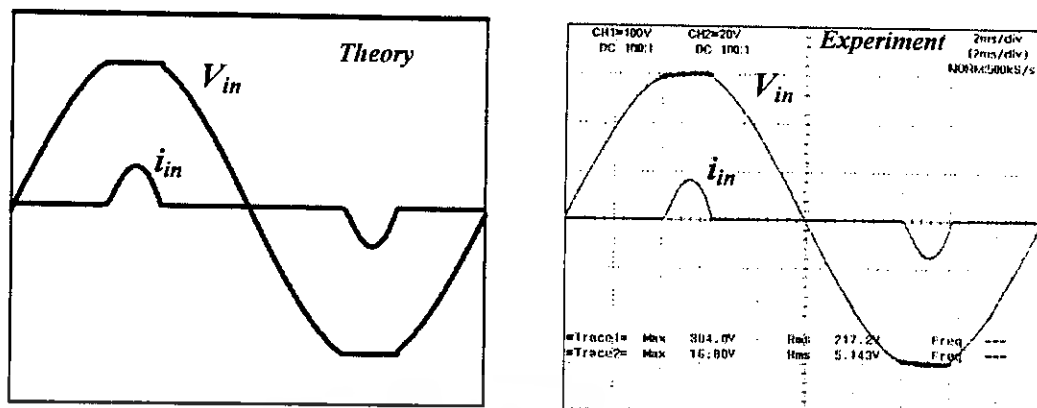
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



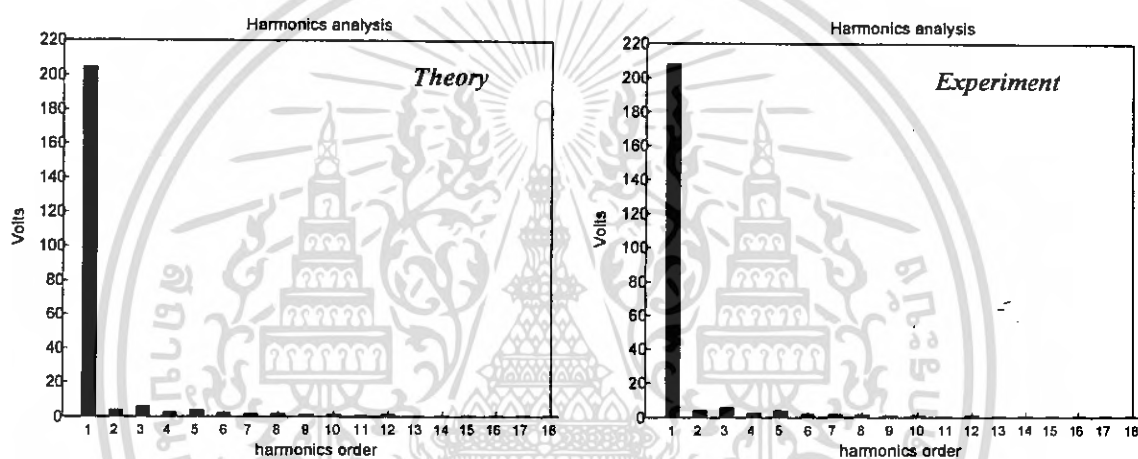
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.10 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิทช์ 70 KHz (3 coil)

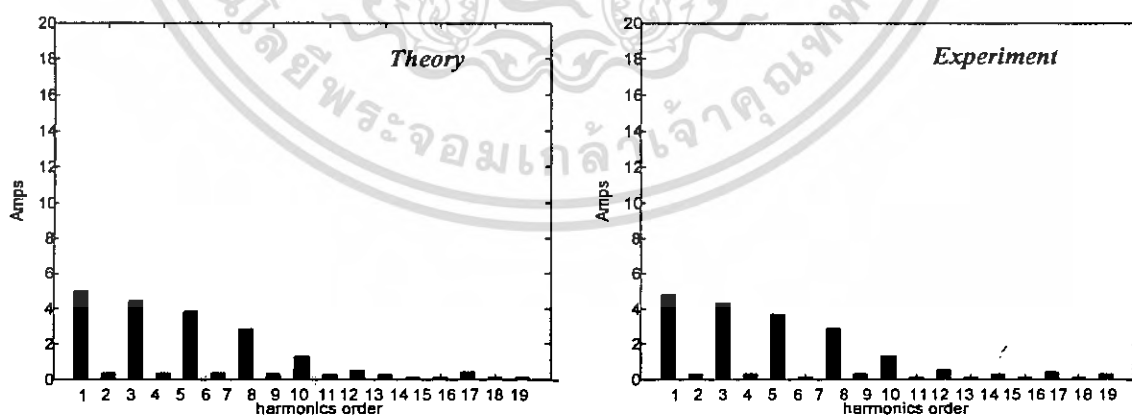
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



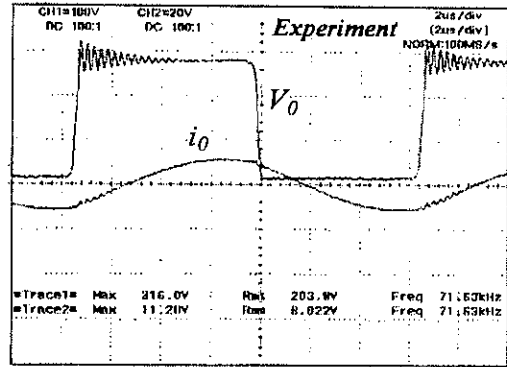
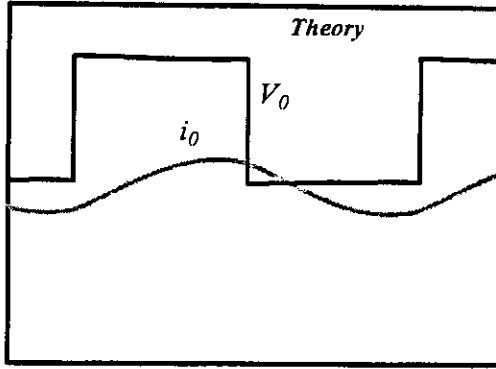
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



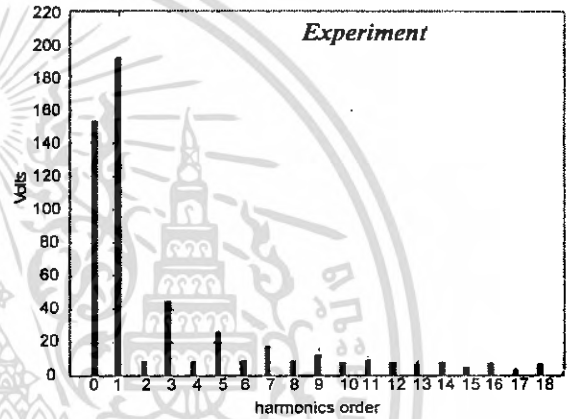
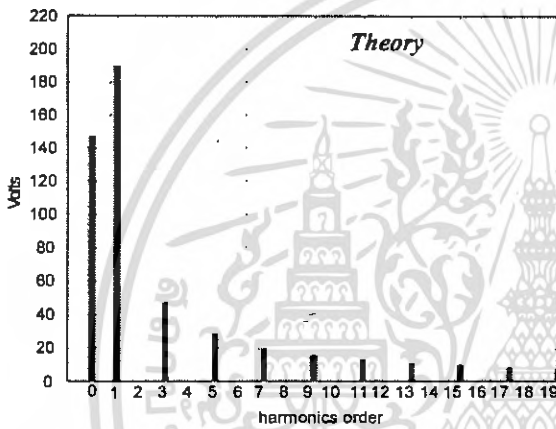
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.11 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 71 kHz (3 coil)

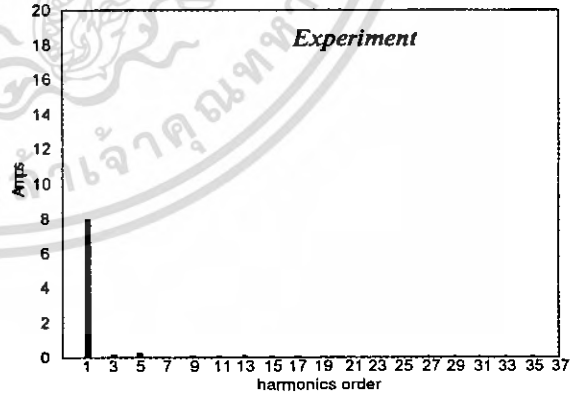
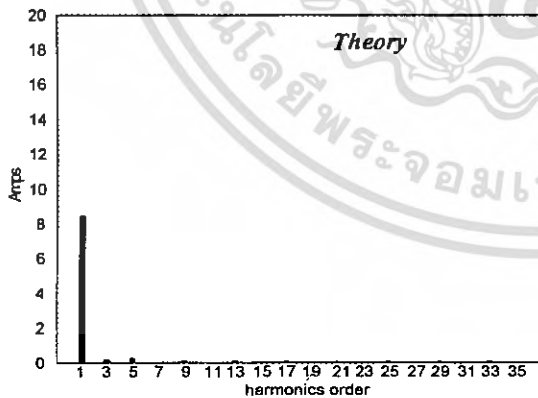
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



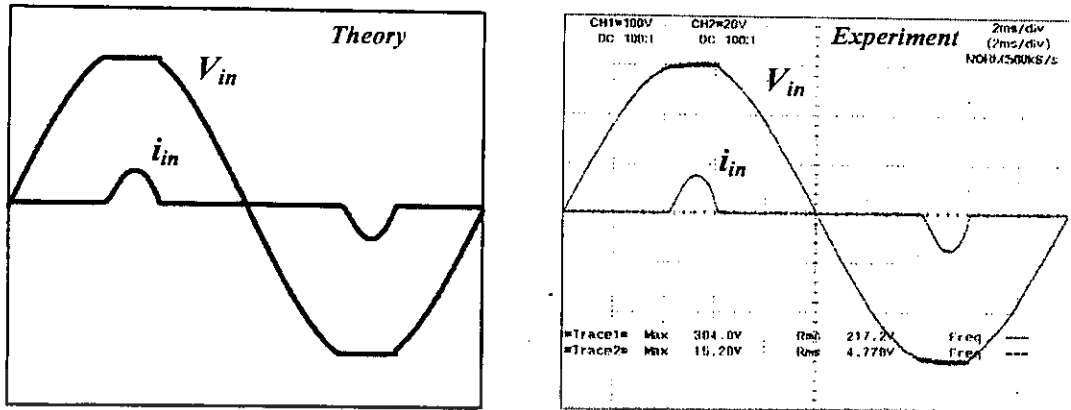
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



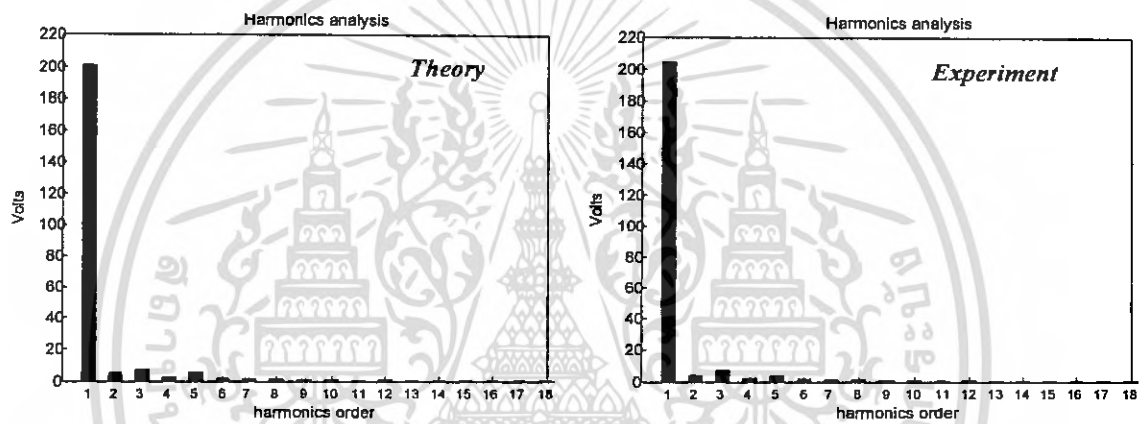
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.12 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 71 kHz (3 coil)

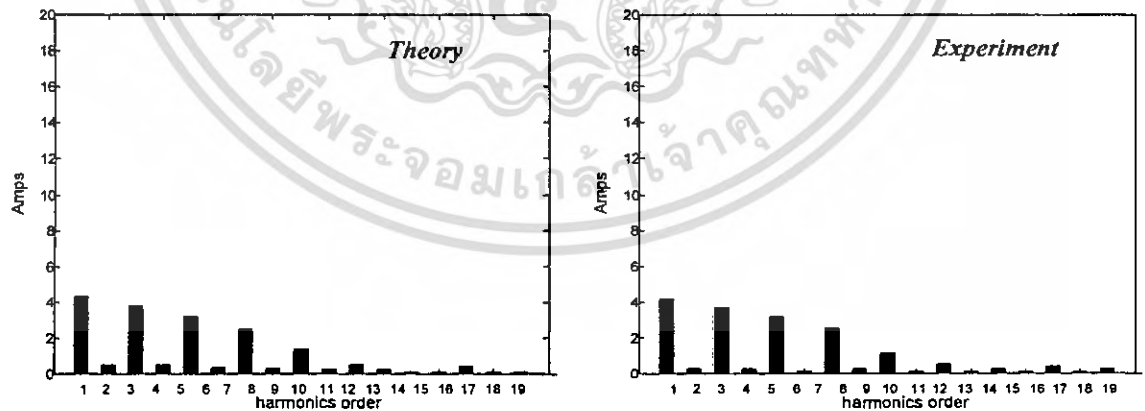
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



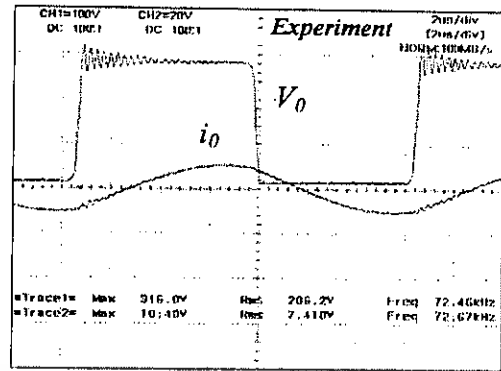
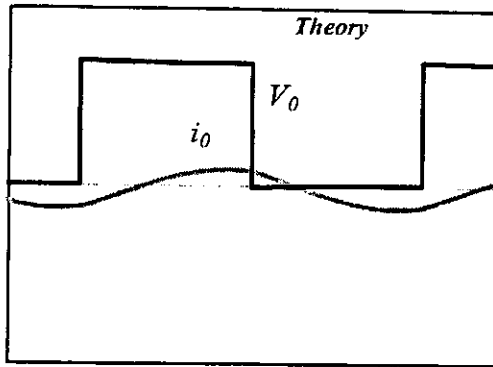
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



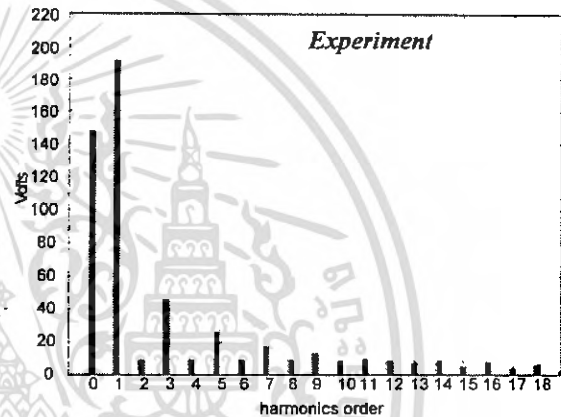
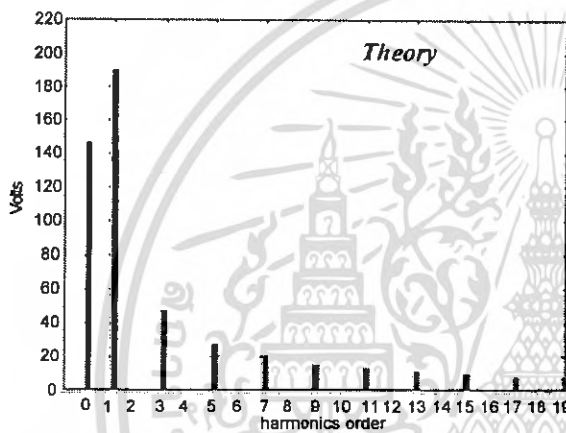
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.13 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 72 kHz (3 coil)

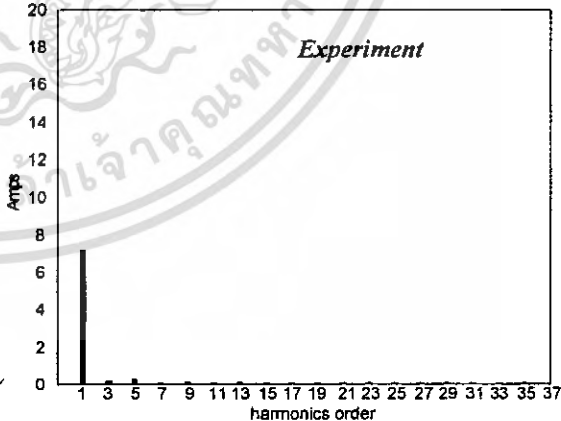
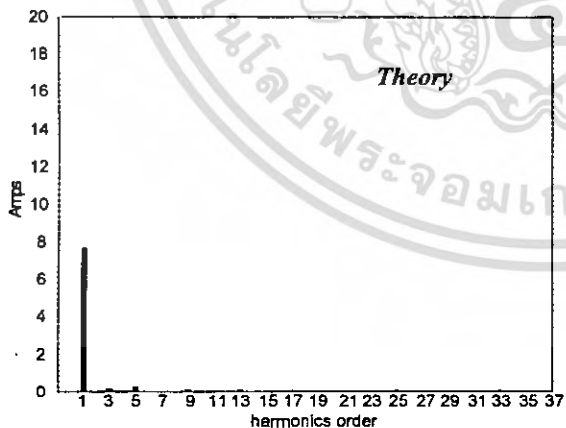
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



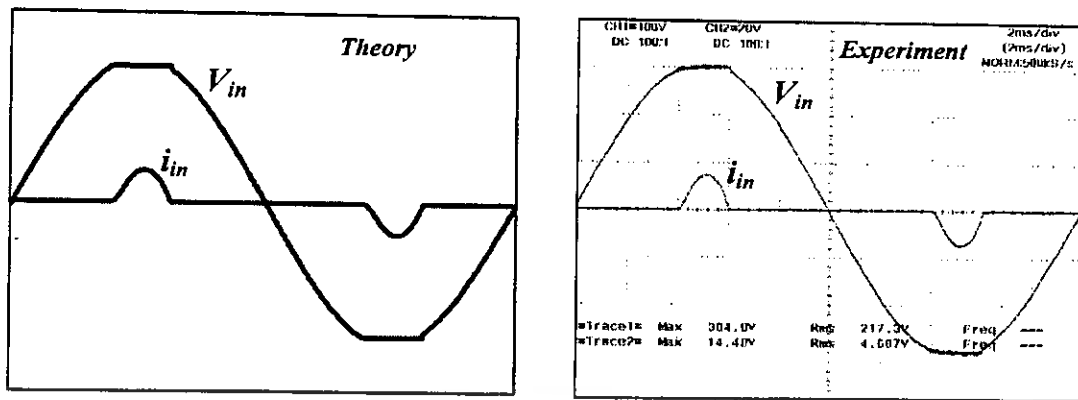
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



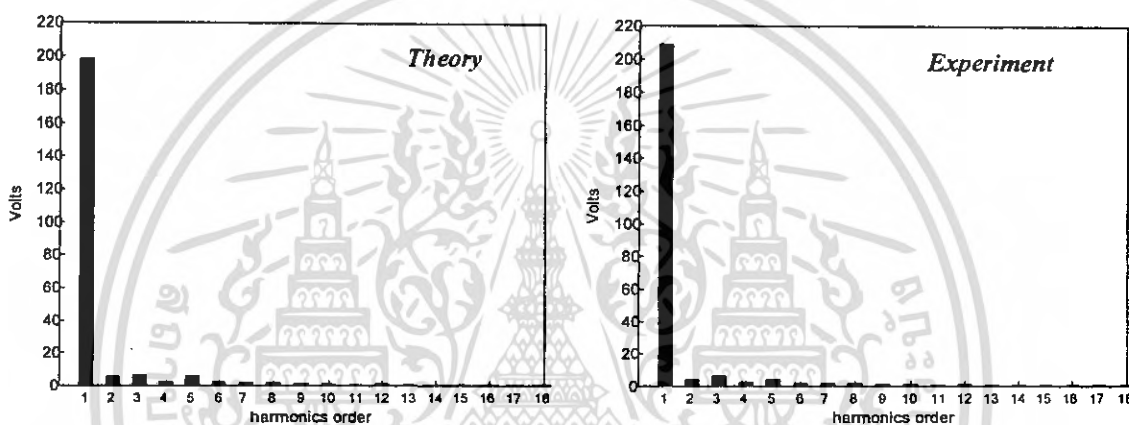
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.14 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 72 kHz (3 coil)

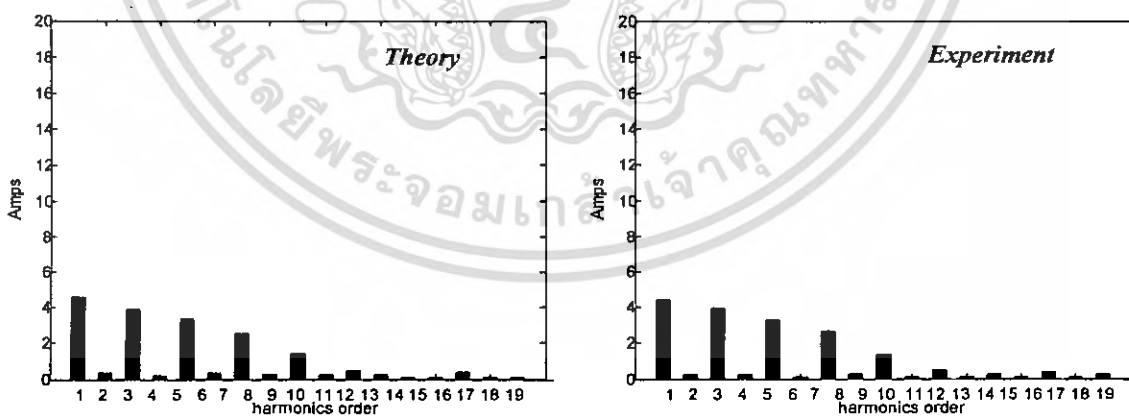
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



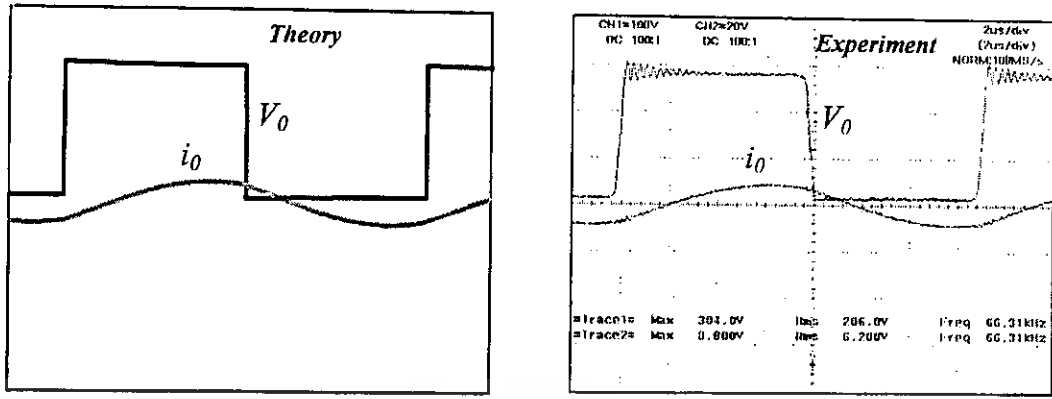
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



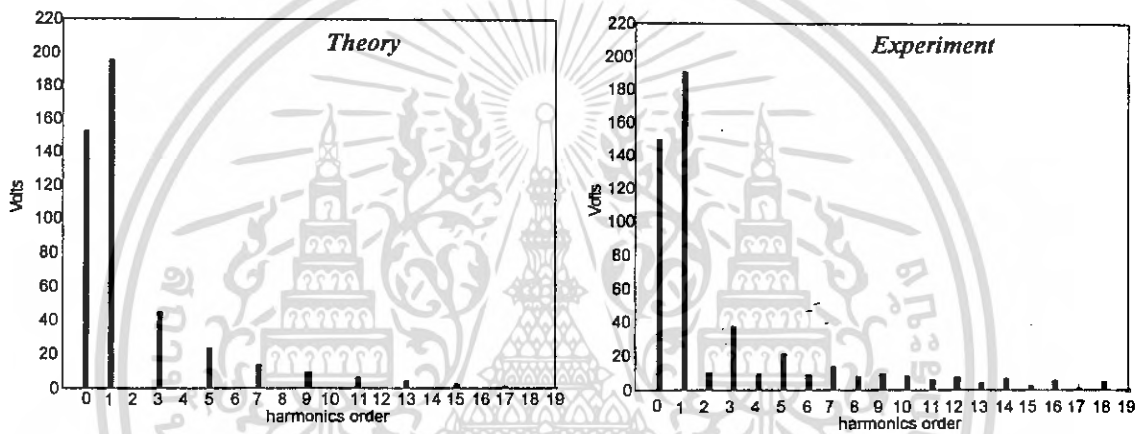
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.15 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 66 kHz (4 coil)

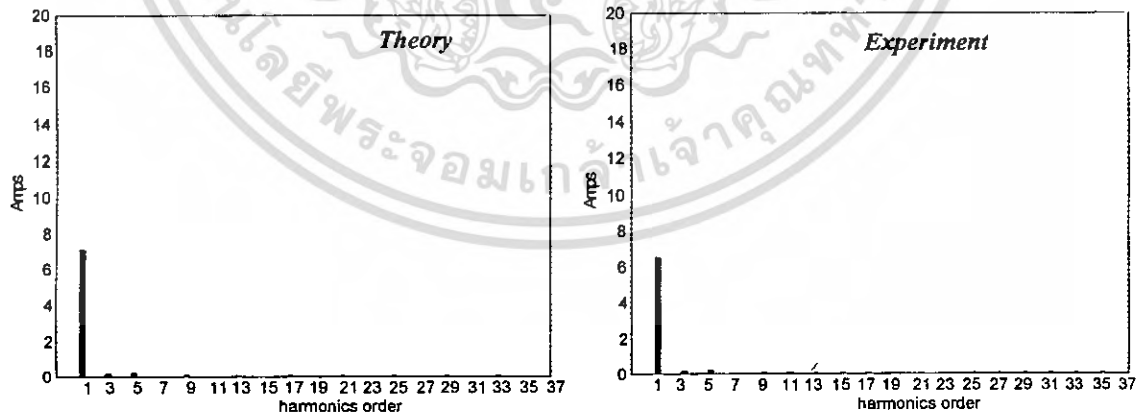
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



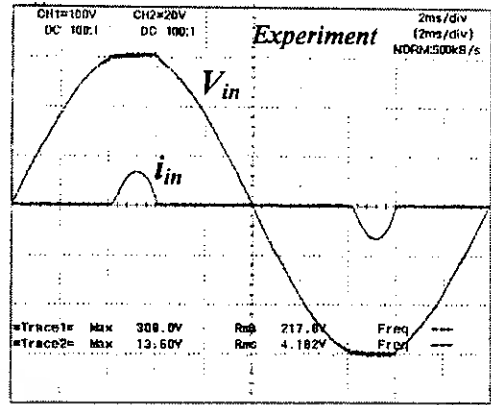
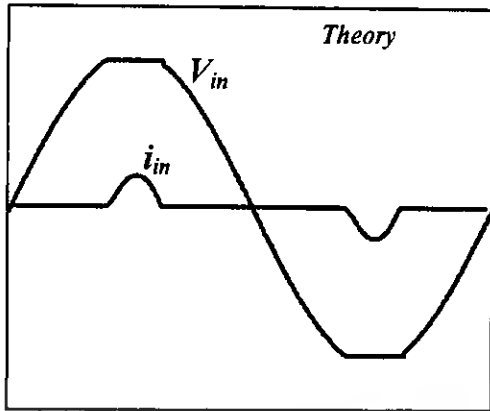
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



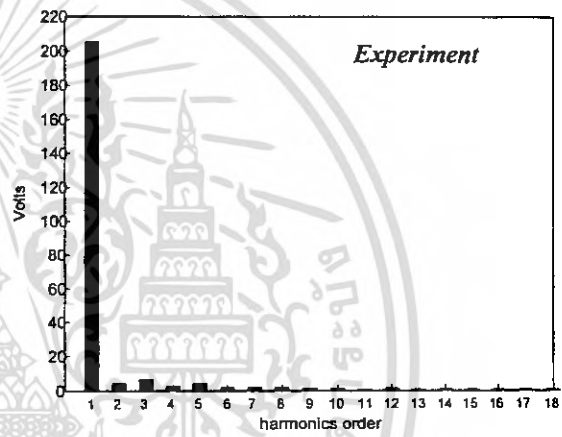
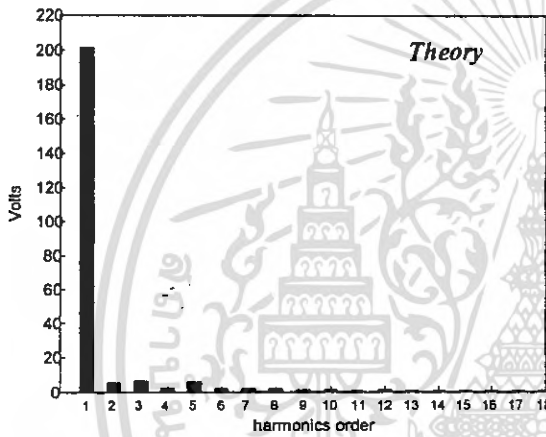
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.16 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 66 kHz (4 coil)

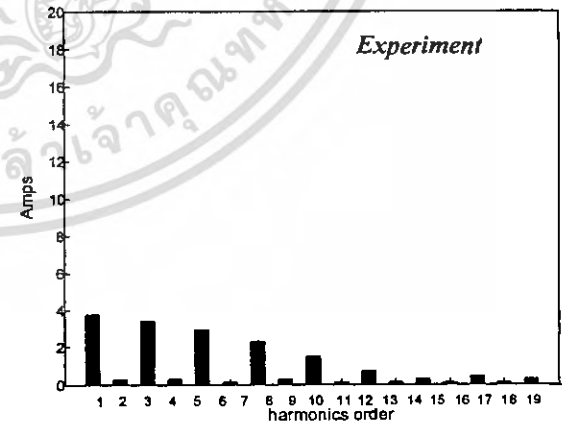
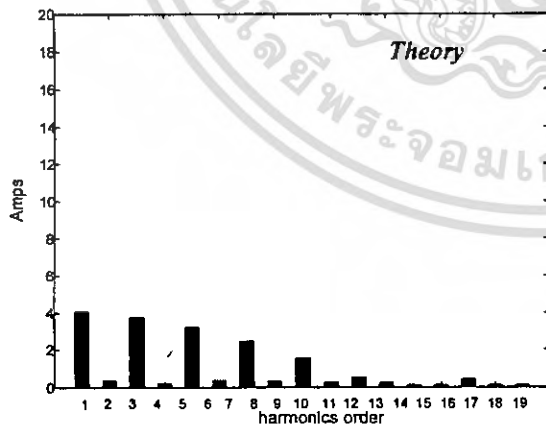
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



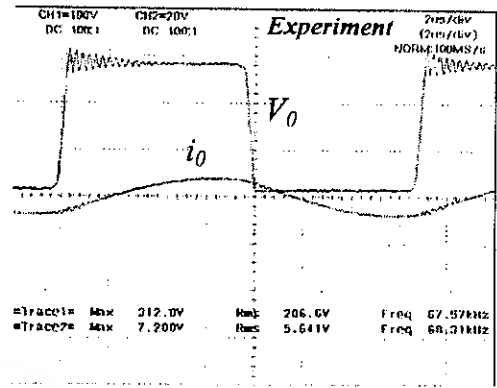
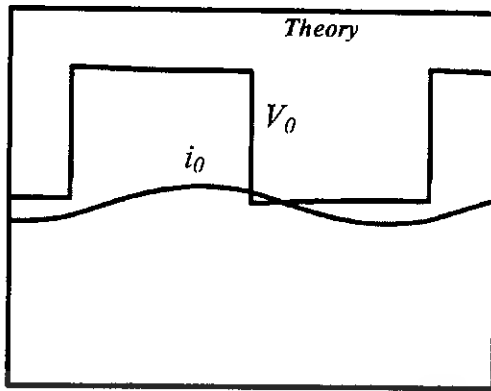
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



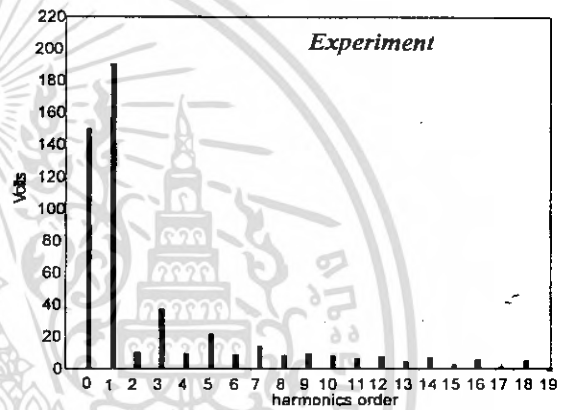
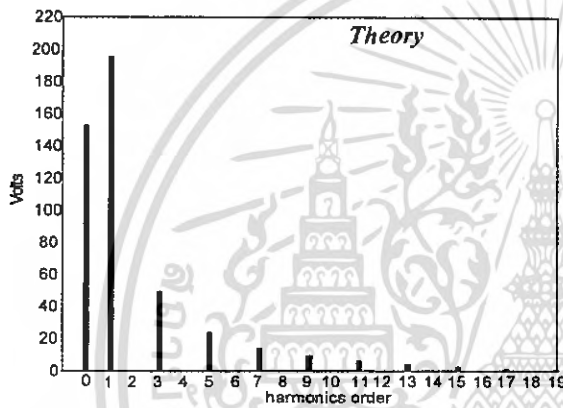
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.17 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 67 kHz (4 coil)

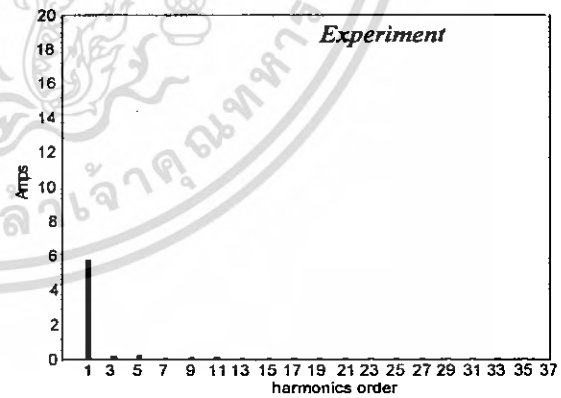
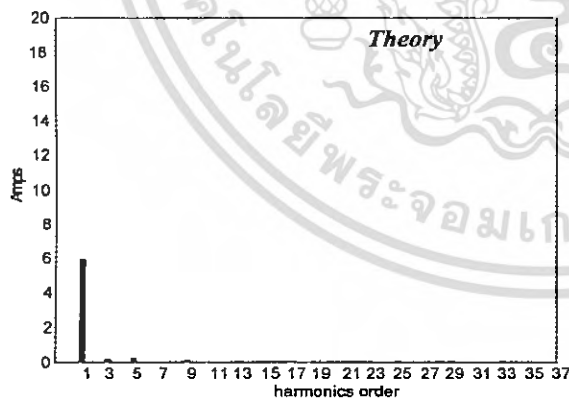
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาร์ทพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



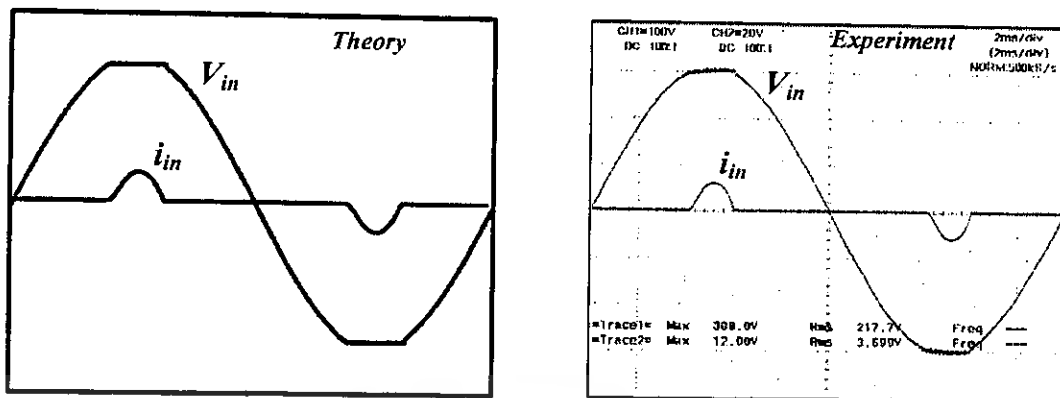
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาร์ทพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



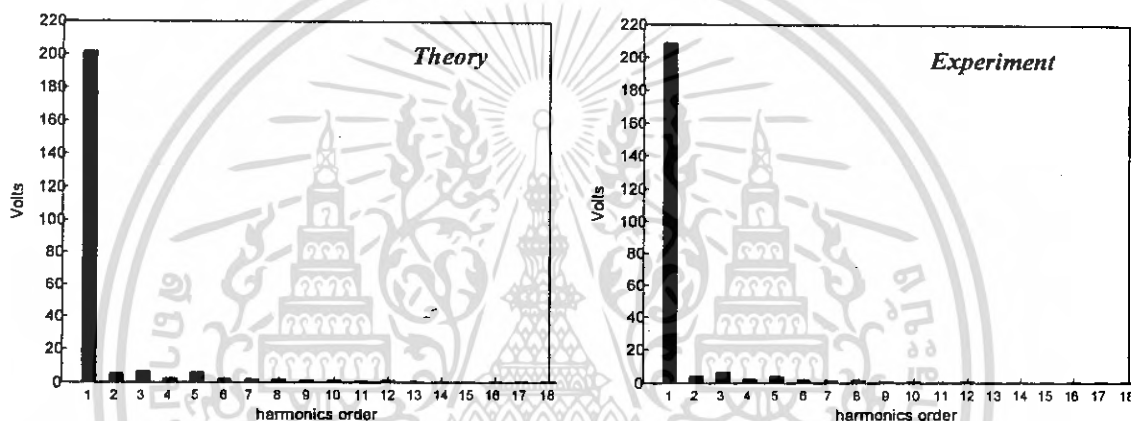
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.18 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาร์ทพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 67 kHz (4 coil)

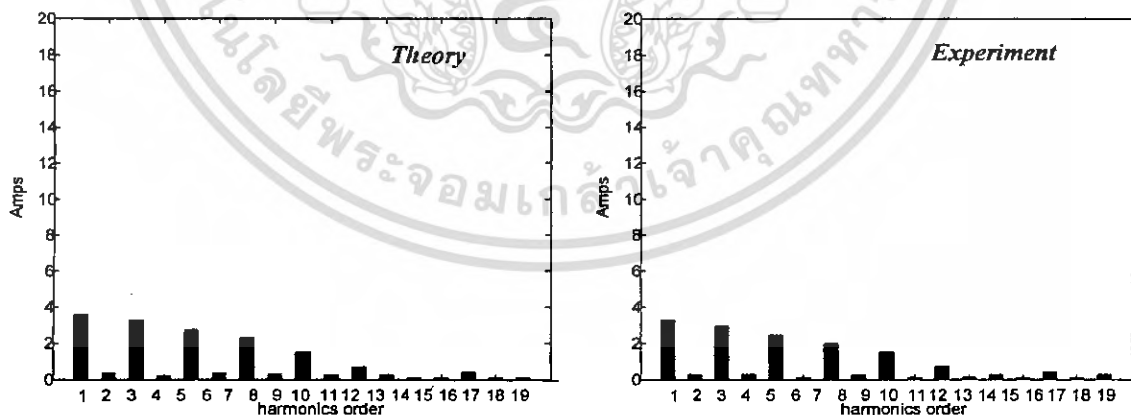
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



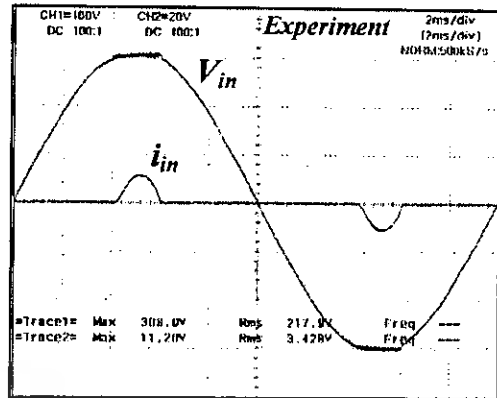
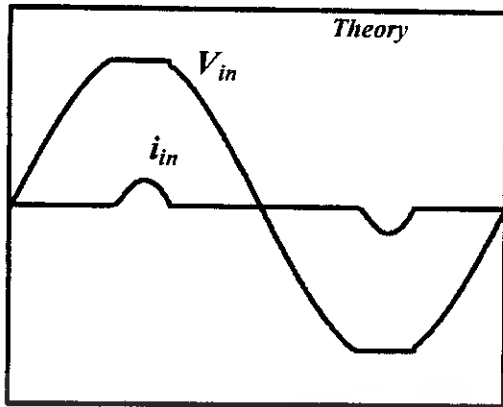
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



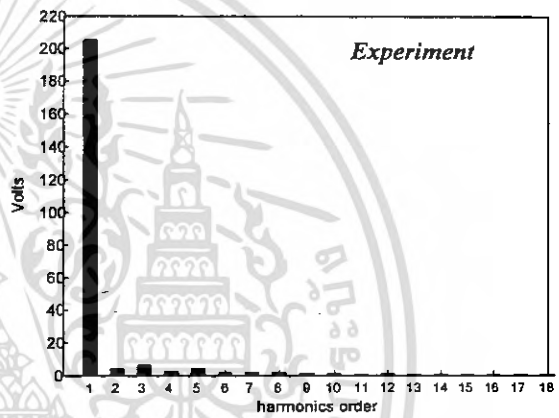
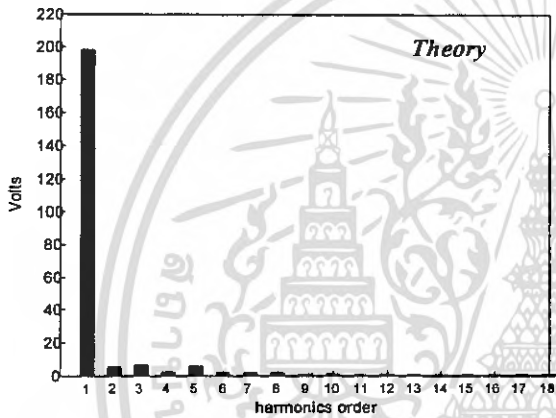
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.19 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 68 kHz (4 coil)

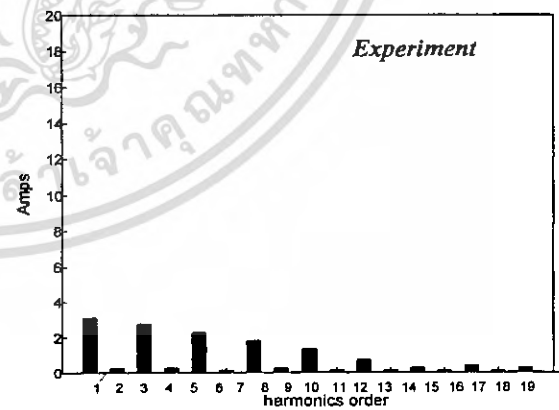
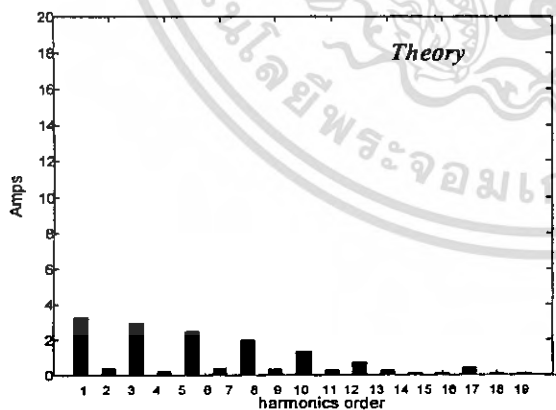
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



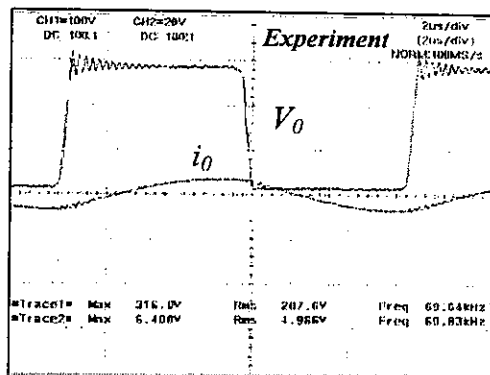
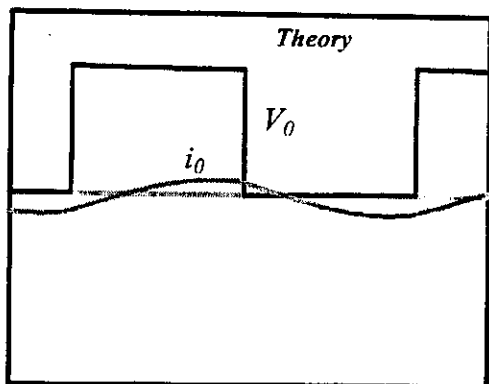
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



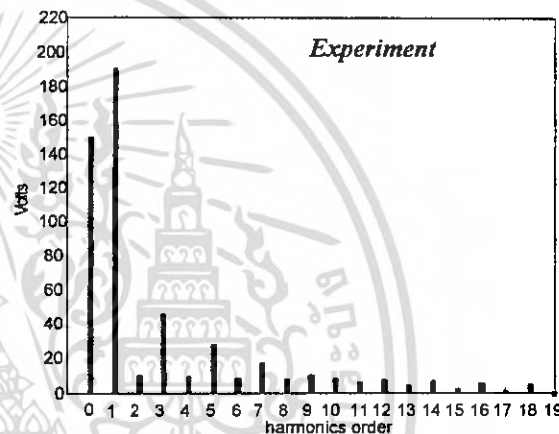
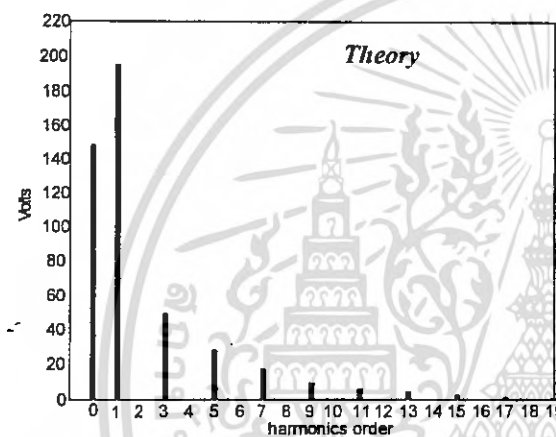
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.21 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 69 kHz (4 coil)

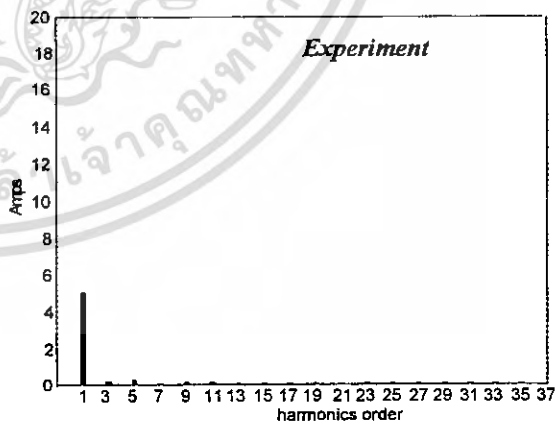
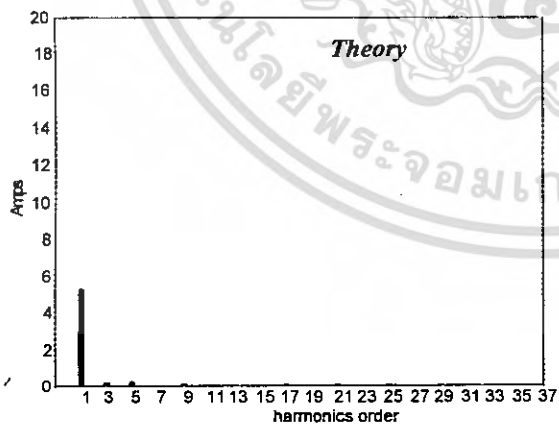
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



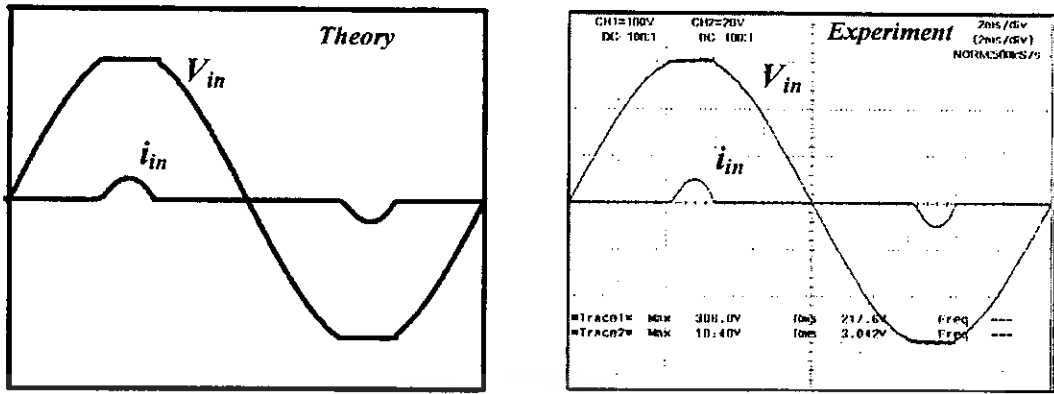
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



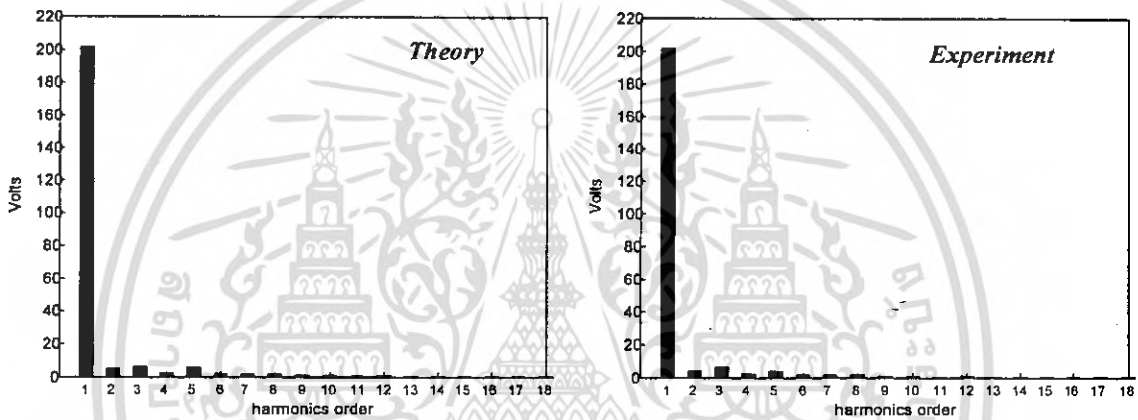
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.22 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 69 kHz (4 coil)

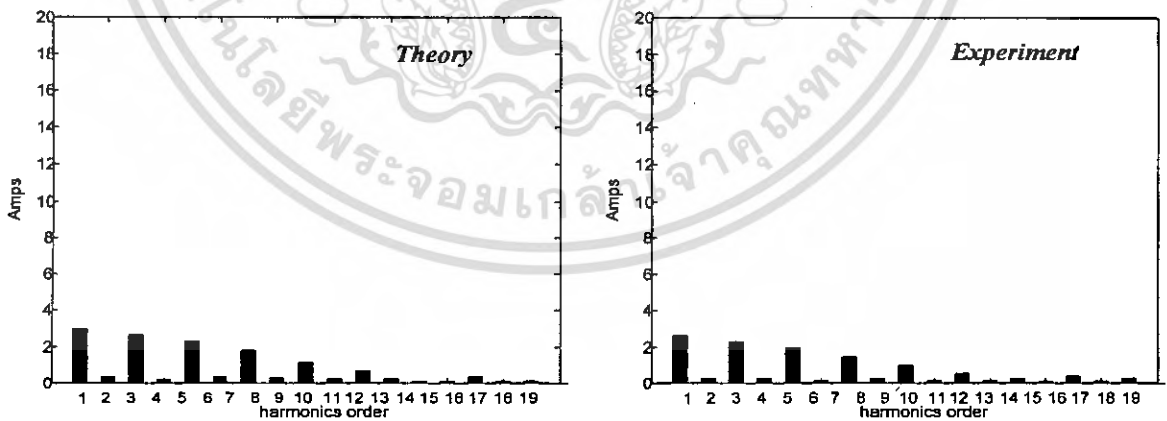
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



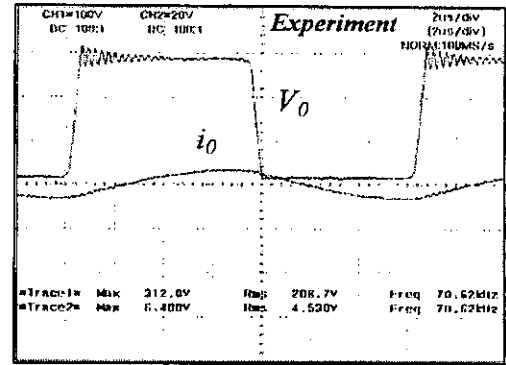
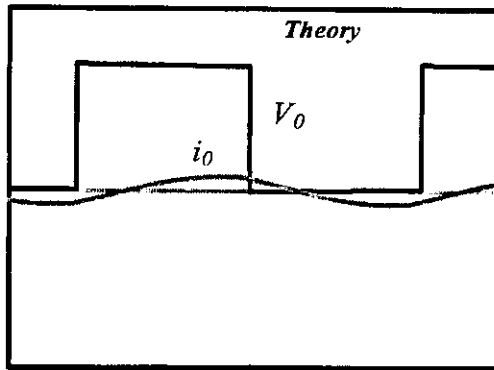
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



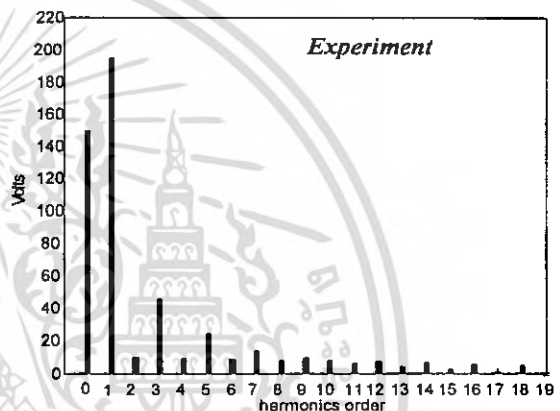
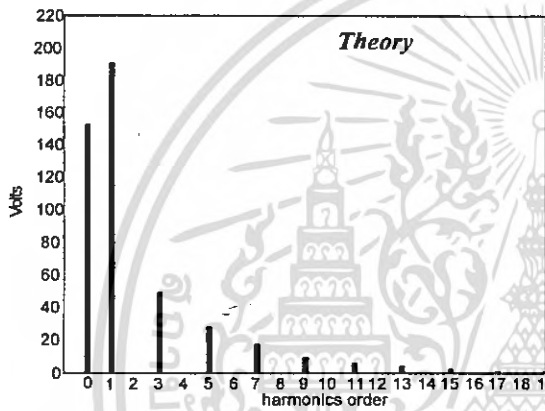
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.23 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 70 kHz (4 coil)

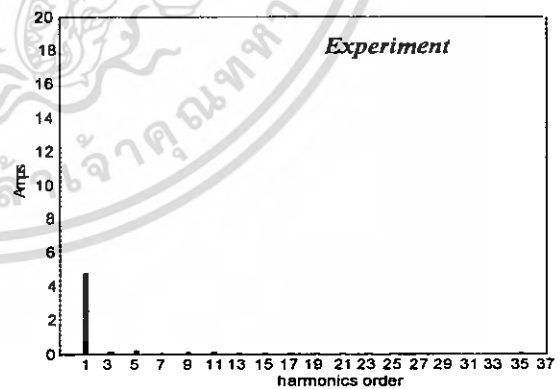
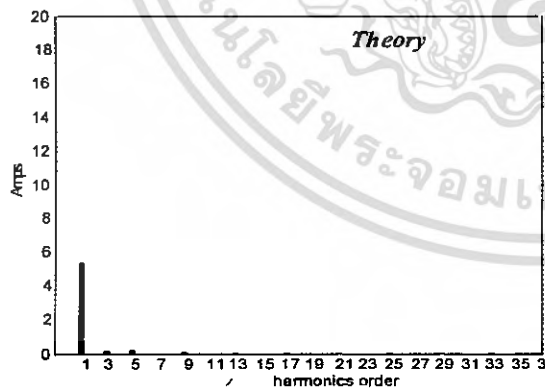
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



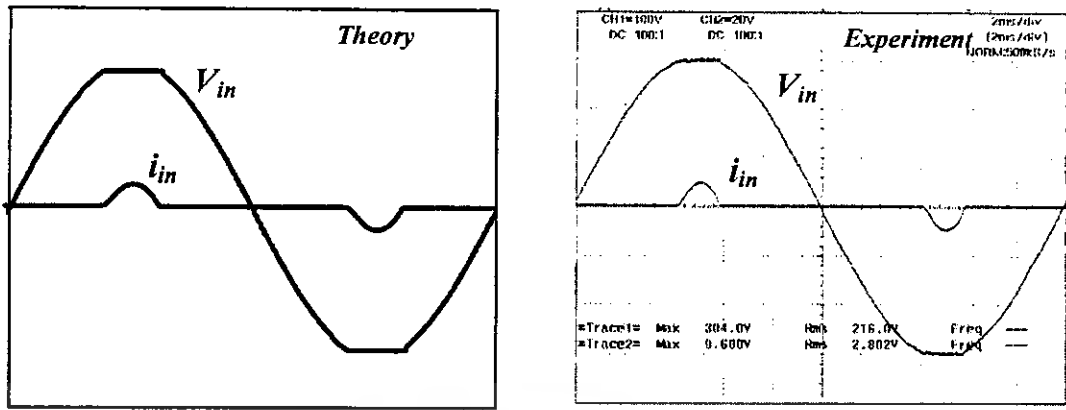
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



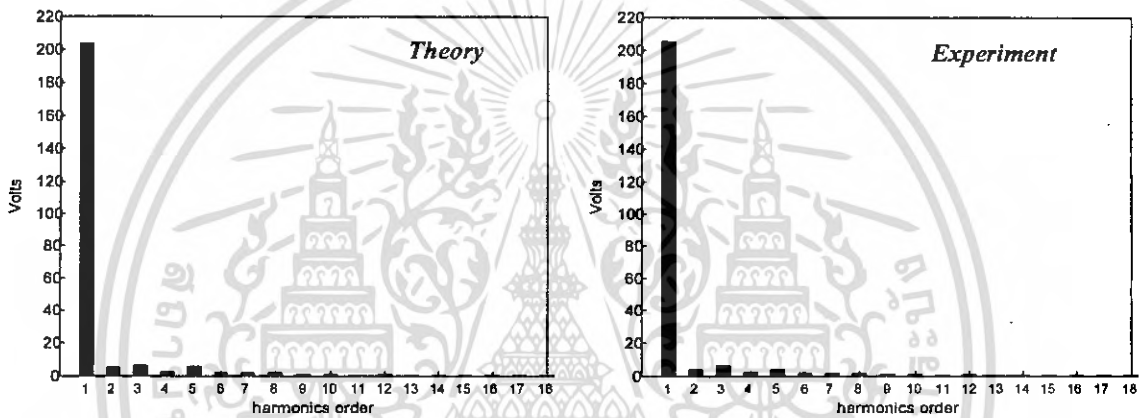
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.24 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 70 kHz (4 coil)

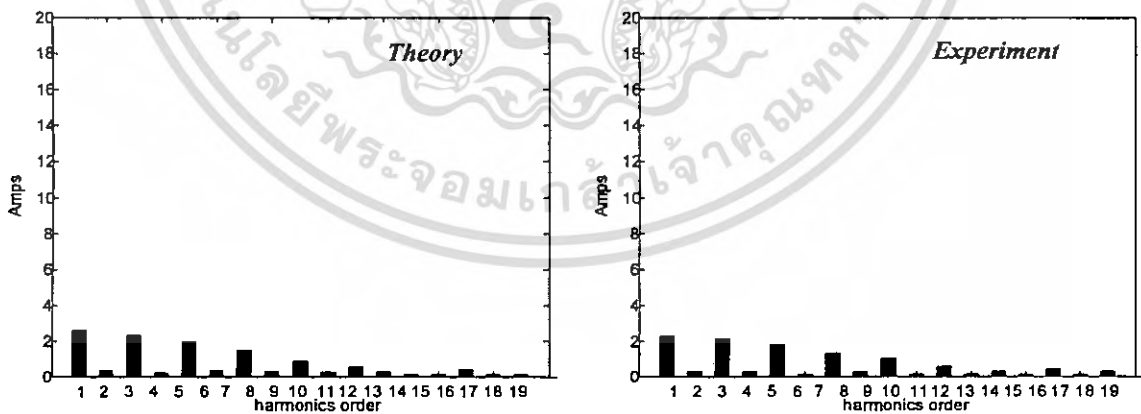
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



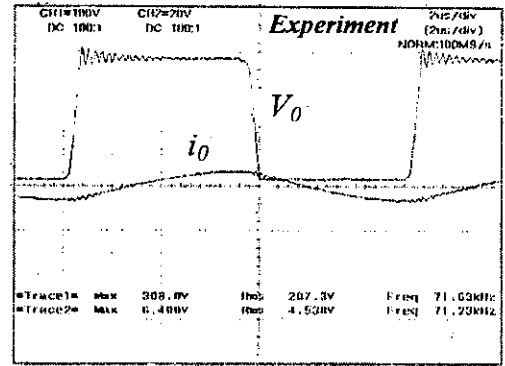
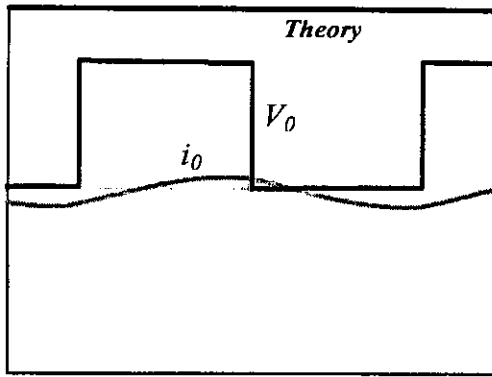
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



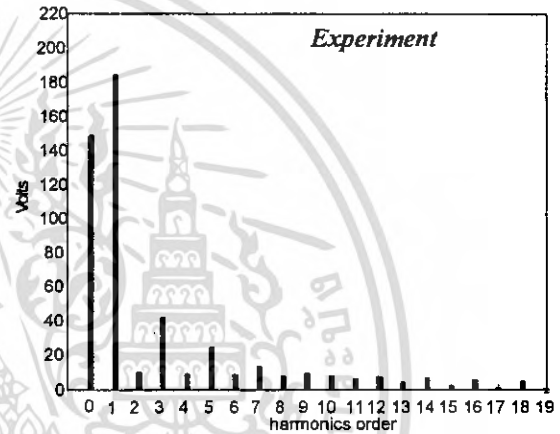
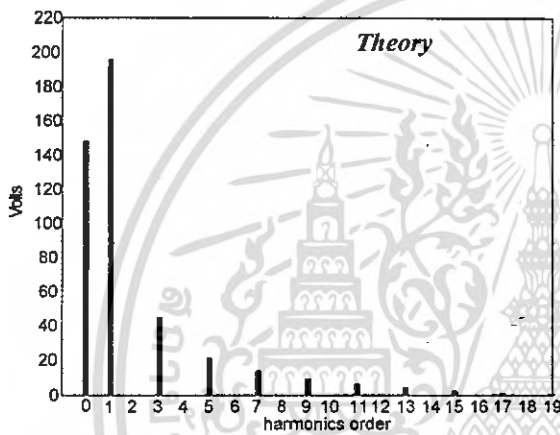
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.25 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 71 kHz (4 coil)

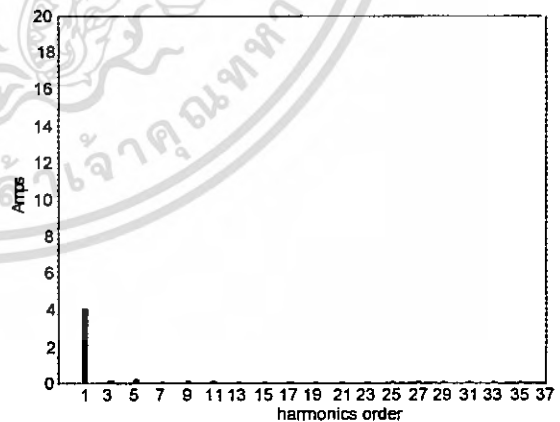
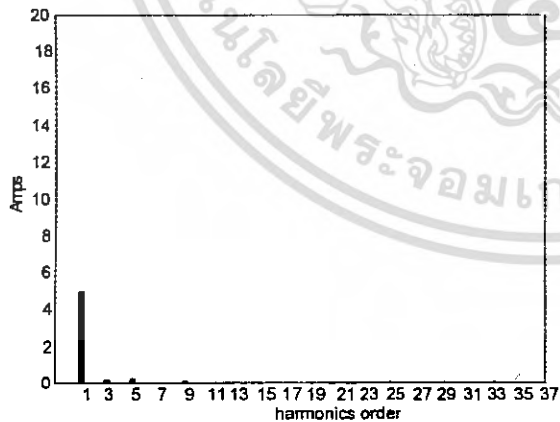
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



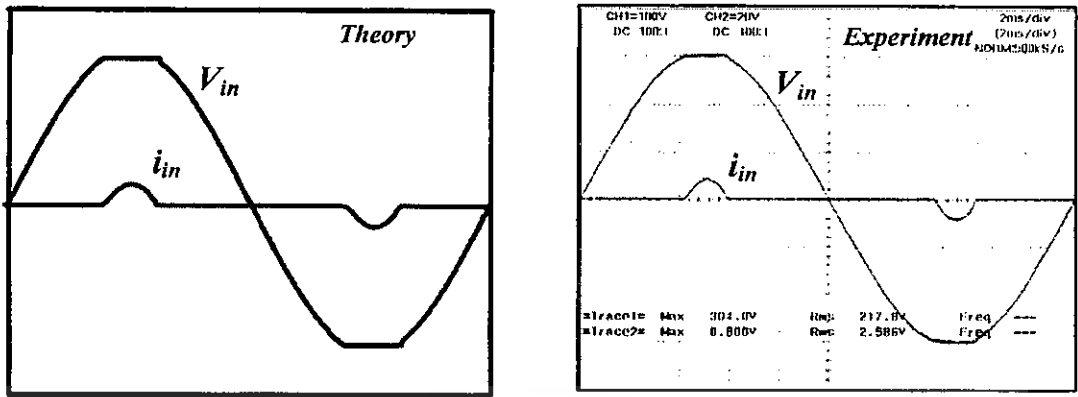
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



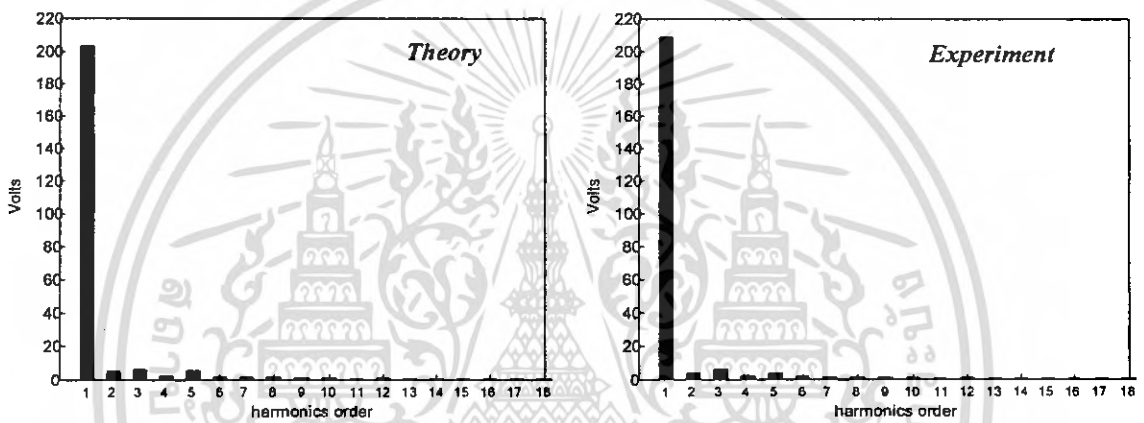
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.26 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 71 kHz (4 coil)

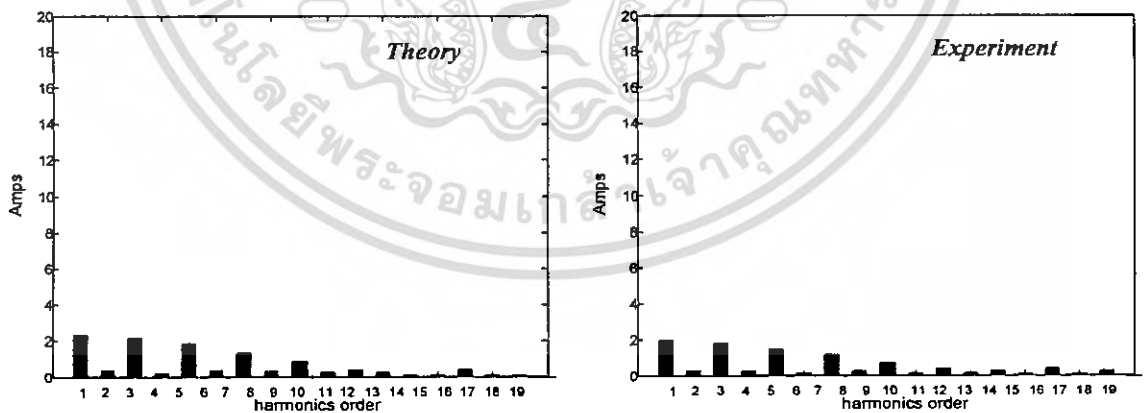
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



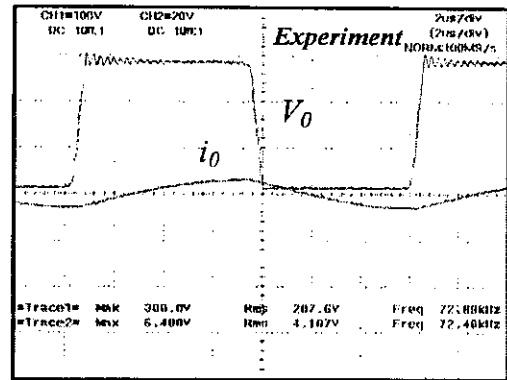
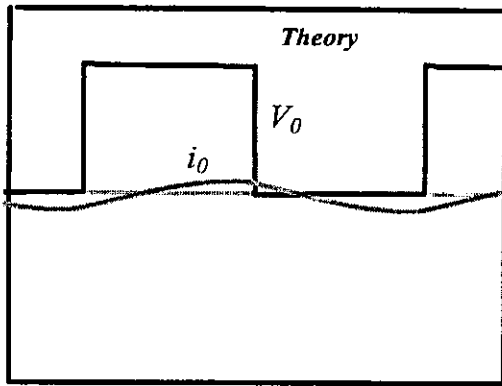
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



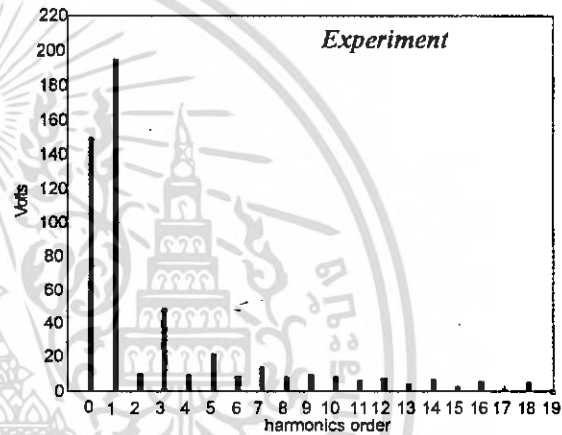
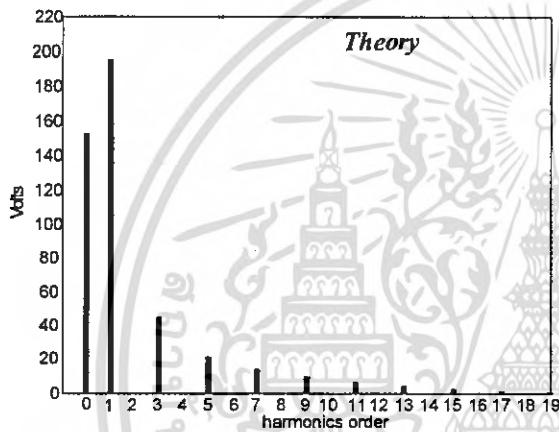
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.27 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสอินพุทที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 72 kHz (4 coil)

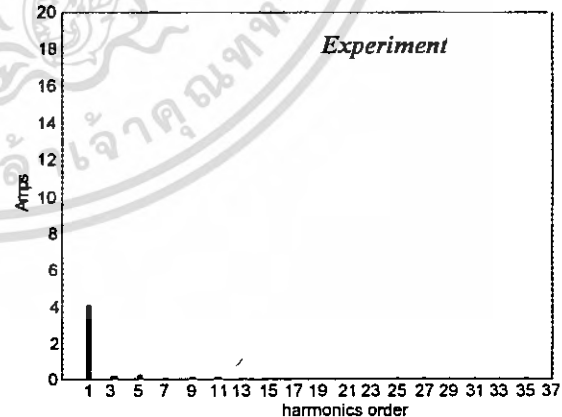
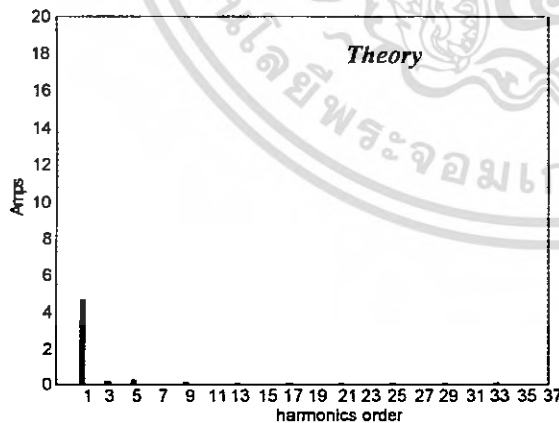
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



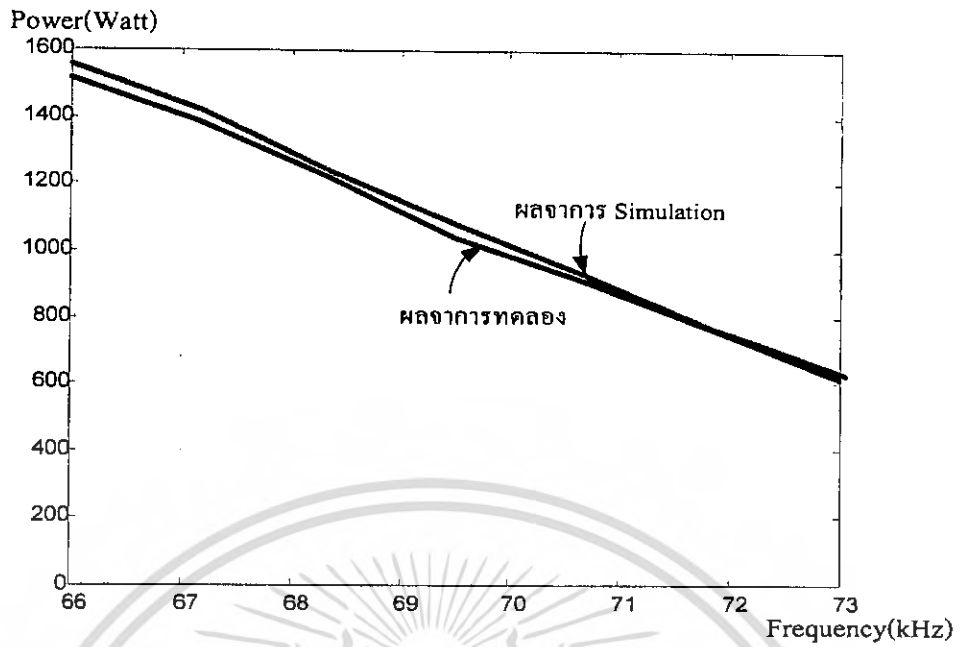
b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง



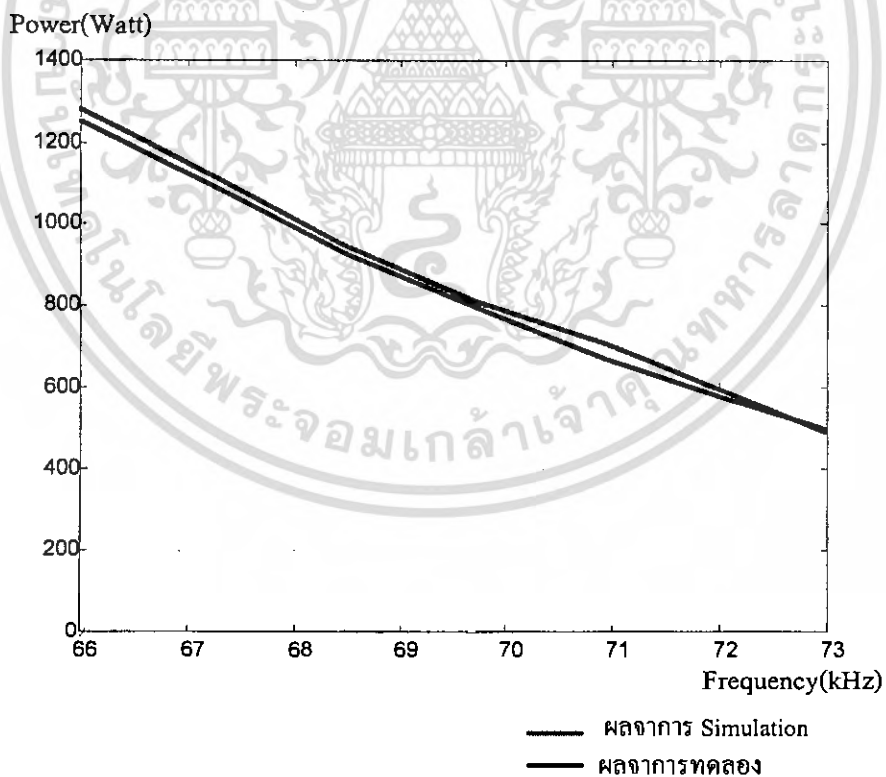
c) ลักษณะสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลอง

รูปที่ 4.28 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จากการซิมูเลตและการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ 72 kHz (4 coil)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

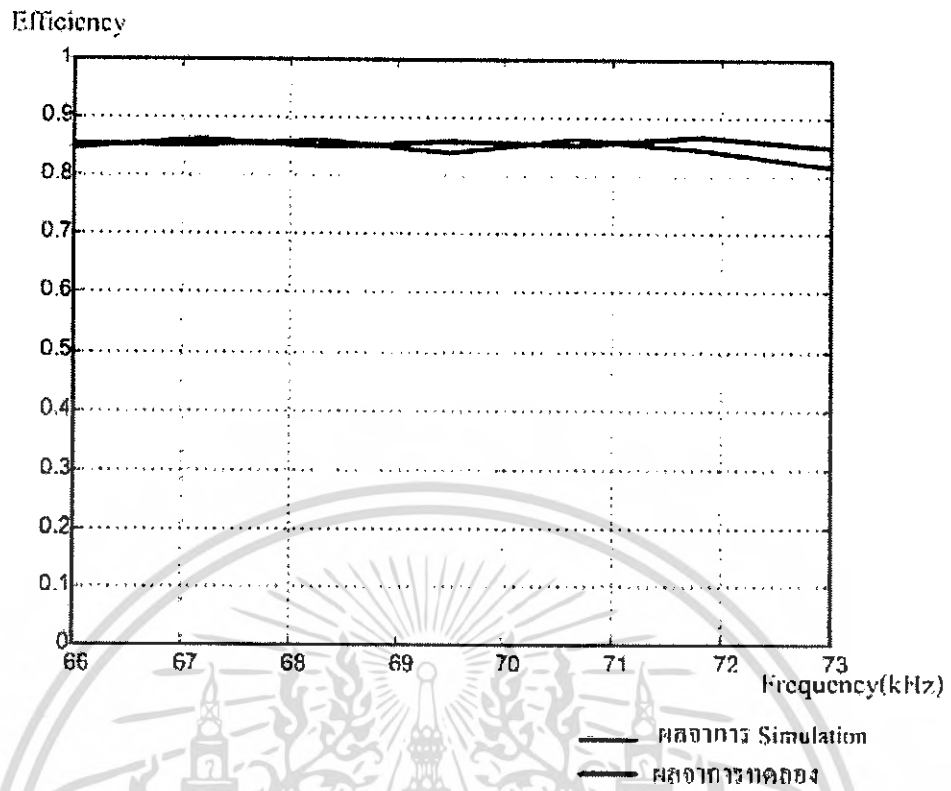


รูปที่ 4.30 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation (input)



รูปที่ 4.31 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation (output)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ ระหว่างผลการทดลอง และผลการ Simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

เครื่องเหนียวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์ต้นแบบนี้ได้รับการพัฒนามาจากเครื่องเหนียวนำความร้อนแบบฟูลบริดจ์ เพื่อให้สามารถใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดเล็กที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่มากจึงทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายลงเนื่องจากจำนวนอุปกรณ์สวิตช์ที่ใช้มีจำนวนน้อยลง โดยมีพิกัดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์สูงสุดประมาณ 2 กิโลวัตต์ที่ความถี่สวิตช์ประมาณ 66 KHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงความถี่รีโซแนนซ์ จากการทดลองพบว่าสามารถทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่อุณหภูมิประมาณ 400 องศาเซลเซียส ภายในเวลาไม่ถึงหนึ่งนาที และเมื่อทำการเพิ่มความถี่สวิตช์หรือลดความถี่สวิตช์จะทำกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลดลง

5.2 ปัญหาที่พบ

1. อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในระดับความถี่ที่ใช้ในการหลอมชิ้นงานเป็นอุปกรณ์ที่ทนกำลังไฟฟ้าได้น้อย ทำให้เครื่องทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ
2. มีค่าพลังงานสูญเสียในวงจรเครื่องเหนียวนำความร้อนไปโดยเปล่าประโยชน์ ซึ่งเกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้มีหลายส่วนมีค่าสูญเสีย

5.3 ข้อเสนอแนะ

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตซ์นั้น ก่อนที่จะทำการทดลองควรจะมีการตรวจสอบสัญญาณแรงดันที่ใช้ขับเคลื่อนของมอสเฟตเพื่อให้มอสเฟตทำงาน ต้องไม่ให้มอสเฟตทั้ง 2 ตัว นำกระแสพร้อมกันเพื่อป้องกันการลัดวงจร ช่วงเวลานี้เรียกว่า เดดไทม์ (dead time) เนื่องจากถ้าปรับค่าของ เดดไทม์ น้อยเกินไปอาจจะทำให้เกิดการลัดวงจรระหว่าง บัสบวกกับบัสลบได้ แต่หากมีค่าเดดไทม์มากเกินไป ก็จะมีผลต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป คือเกิด ฮาร์โมนิกส์ ที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตซ์อันเป็นผลเสียต่อสมรรถนะ ของอินเวอร์เตอร์ และประสิทธิภาพของเครื่องเหนียวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์ที่ได้สร้างขึ้น

5.4 ประโยชน์ที่ได้รับ

1. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์นี้สามารถควบคุมพลังงานที่ใช้ในการเหนี่ยวนำให้เหมาะสมกับขนาดของชิ้นงานได้
2. ข้อมูลจากการทดลองสามารถนำไปวิจัยและพัฒนาให้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์สามารถใช้งานในโรงงานอุตสาหกรรมได้จริง
3. ข้อมูลของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบกึ่งบริดจ์นี้สามารถนำไปเป็นพื้นฐานในการวิจัยโครงการที่ใช้ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำไปประยุกต์คิดค้นผลิตโครงการอื่นๆได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] H.fujita , H.Akagi , K.Sano , K.Mita and R.H. Leonard, "Pulse Density Modulation Based Power Control of 4 kW 400 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Heat Application" Power Conference YOKOHAMA 1993, Conf.Rec.,1993,pp.111-116
- [2] Henry W.Koertzen,Jacobus D. Van Wyk ,Jan A. Ferreira "Investigation the Influence of Material Properties On The Efficiency of An Induction Heating Load Transformer using FEM Simulation" Industry Application Conf., 1995 . Thirtieth IAS Annual Meeting,IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE, Volume:1,1995 Page(s):868-873 vol.1
- [3] D.L. Loverless "Solid State Power Supply for Modern Induction Metal Heat Treating" 17th ASM Heat Treating Society Conference Proceeding Including the 1st International Induction Heat Treating Symposium.
- [4] โธมัส ธรรมธิษฐาน, "การประยุกต์ใช้วงจรซีรี่ย์เรโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ซีโร-โวลท์เดจสวิตช์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต,ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,คณะวิศวกรรมศาสตร์,บัณฑิตวิทยาลัย,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,พ.ศ.2545



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

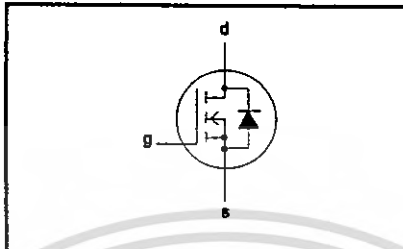
**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

FEATURES

- Repetitive Avalanche Rated
- Fast switching
- Stable off-state characteristics
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

SYMBOL



QUICK REFERENCE DATA

$V_{DSS} = 500\text{ V}$
$I_D = 20\text{ A}$
$R_{DS(ON)} \leq 0.27\ \Omega$

GENERAL DESCRIPTION

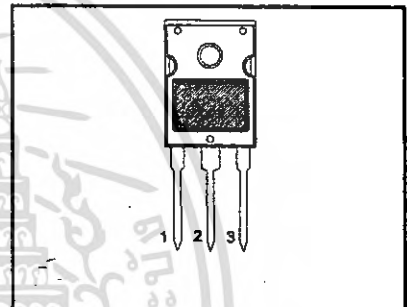
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRFP460 is supplied in the SOT429 (TO247) conventional leaded package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

SOT429 (TO247)



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DSS}	Drain-source voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$	-	500	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	500	V
V_{GS}	Gate-source voltage		-	± 30	V
I_D	Continuous drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	20	A
I_{DM}	Pulsed drain current	$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	12.4	A
P_D	Total dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	80	W
T_j, T_{stg}	Operating junction and storage temperature range	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-55	150	$^\circ\text{C}$

AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
E_{AS}	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 20\text{ A}$; $t_b = 0.2\text{ ms}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{DD} \leq 50\text{ V}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	1300	mJ
E_{AR}	Repetitive avalanche energy ¹	$I_{AR} = 20\text{ A}$; $t_b = 2.5\ \mu\text{s}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	32	mJ
I_{AS}, I_{AR}	Repetitive and non-repetitive avalanche current		-	20	A

¹ pulse width and repetition rate limited by T_j max.

**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-mb)}$	Thermal resistance junction to mounting base	SOT429 package, in free air	-	-	0.5	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient		-	45	-	K/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

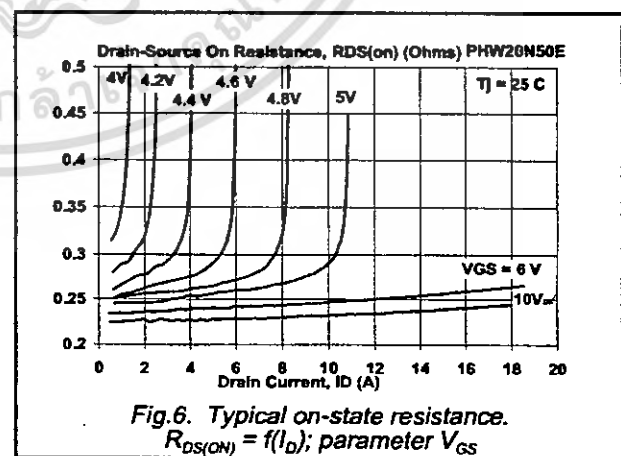
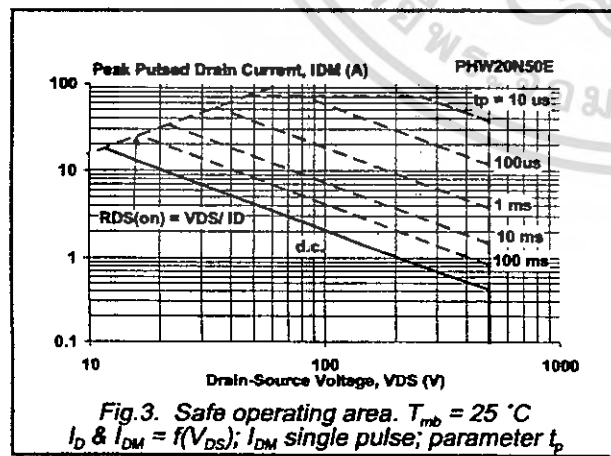
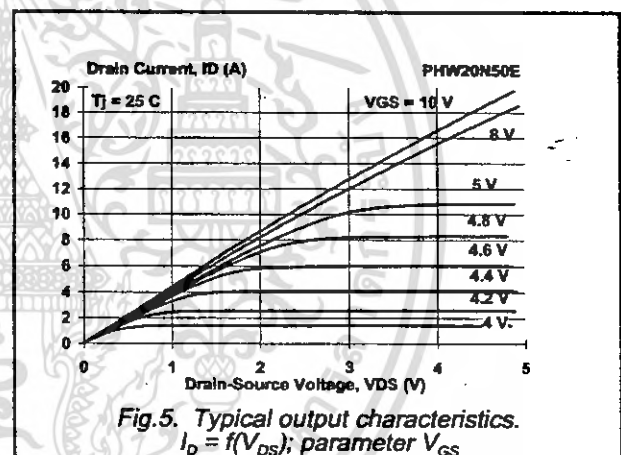
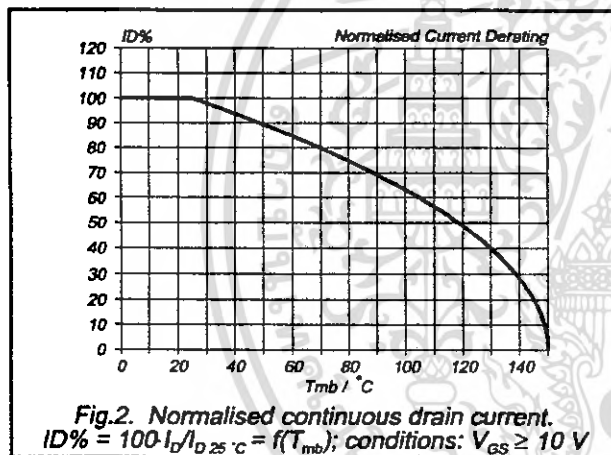
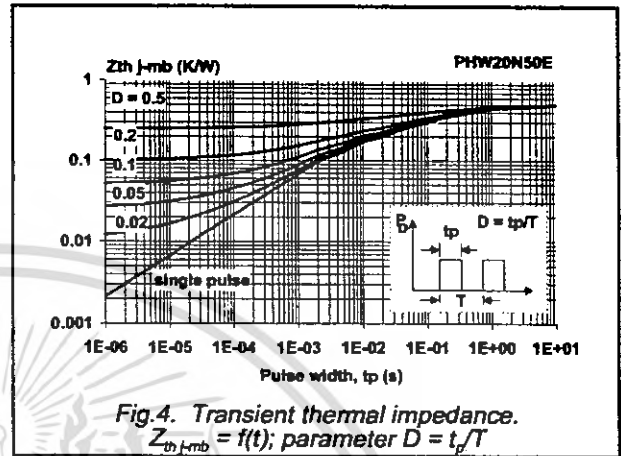
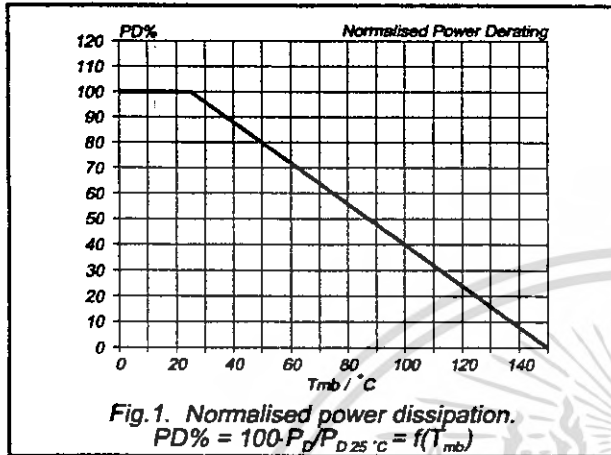
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}$	500	-	-	V
$\Delta V_{(BR)DSS} / \Delta T_j$	Drain-source breakdown voltage temperature coefficient	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	-	0.1	-	%/K
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	-	0.2	0.27	Ω
$V_{GS(TH)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 30\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	13	18	-	S
I_{DSS}	Drain-source leakage current	$V_{DS} = 500\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2	50	μA
I_{GSS}	Gate-source leakage current	$V_{DS} = 400\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	100	1000	μA
		$V_{GS} = \pm 30\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	10	200	nA
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 20\text{ A}; V_{DD} = 400\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	147	190	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	12	18	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	78	100	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 250\text{ V}; R_D = 12\text{ }\Omega;$ $R_G = 3.9\text{ }\Omega$	-	23	-	ns
t_r	Turn-on rise time		-	72	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	150	-	ns
t_f	Turn-off fall time		-	75	-	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured from tab to centre of die	-	3.5	-	nH
L_{ds}	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die	-	4.5	-	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	3000	-	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	480	-	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		-	270	-	pF

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	Continuous source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	20	A
I_{SM}	Pulsed source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	80	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	1.5	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	900	-	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	15	-	μC

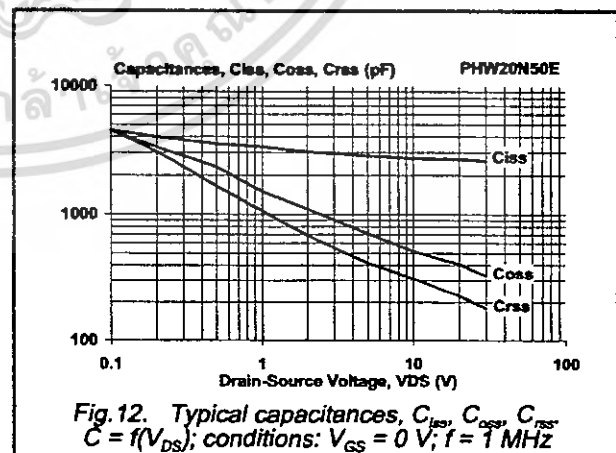
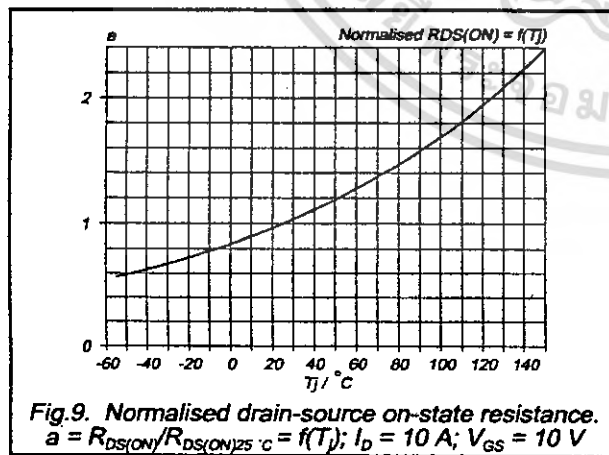
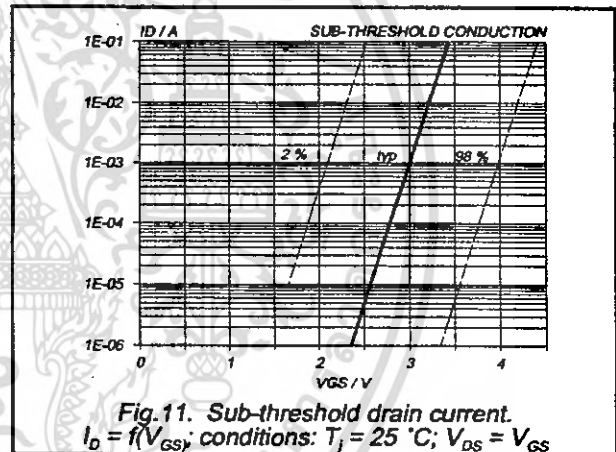
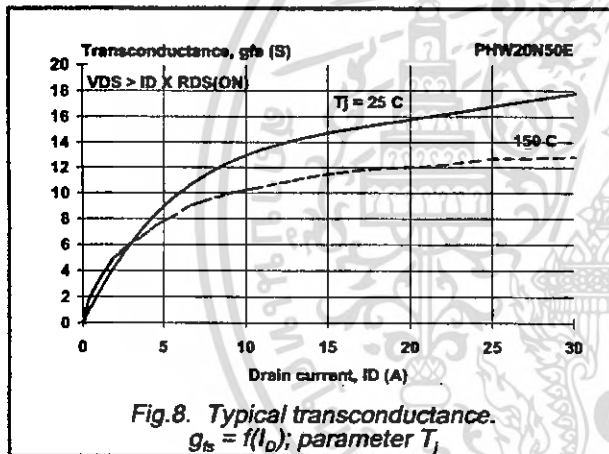
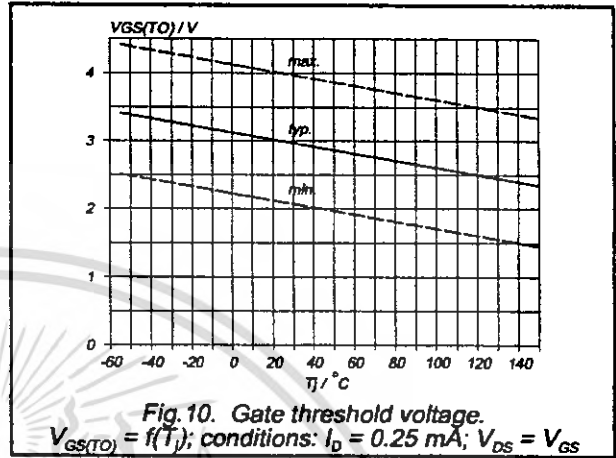
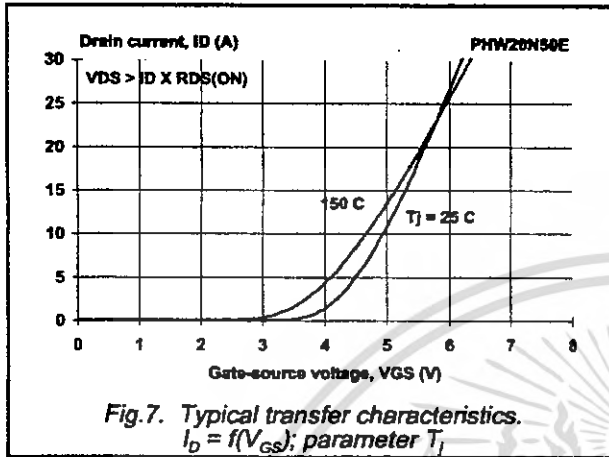
PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460



**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460



PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

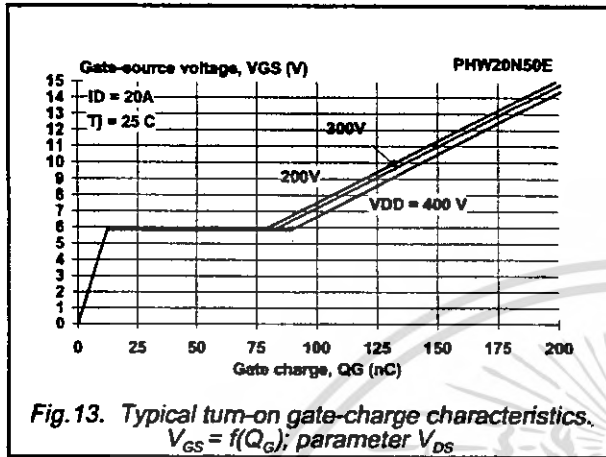


Fig. 13. Typical turn-on gate-charge characteristics.
 $V_{GS} = f(Q_G)$; parameter V_{DS}

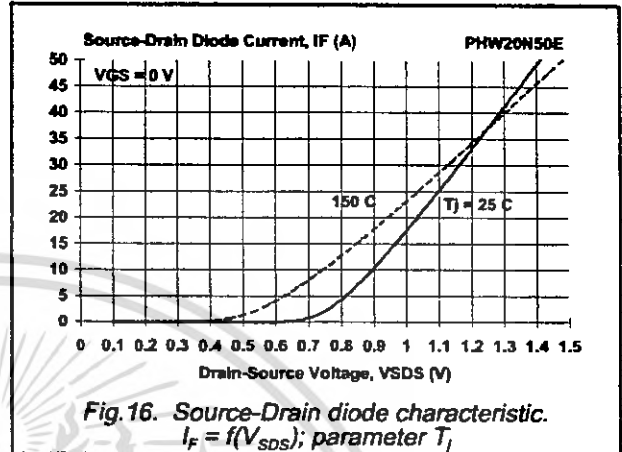


Fig. 16. Source-Drain diode characteristic.
 $I_F = f(V_{SDS})$; parameter T_J

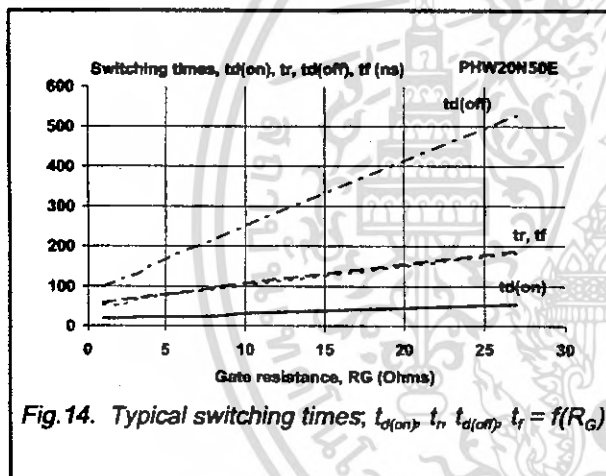


Fig. 14. Typical switching times; $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, $t_f = f(R_G)$

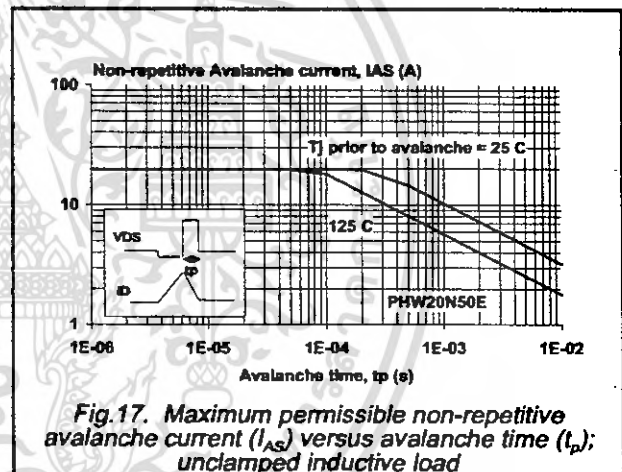


Fig. 17. Maximum permissible non-repetitive avalanche current (I_{AS}) versus avalanche time (t_p); unclamped inductive load

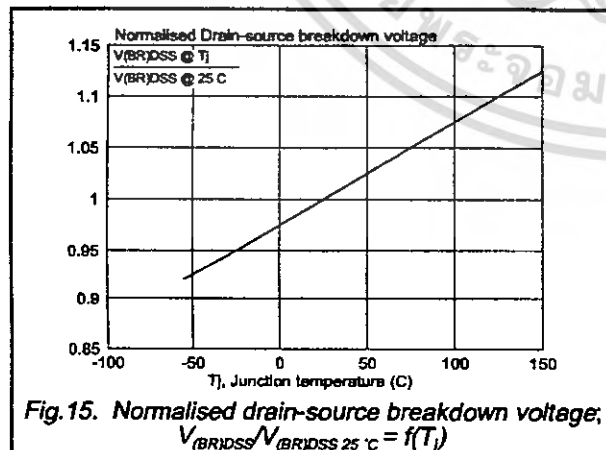


Fig. 15. Normalised drain-source breakdown voltage;
 $V_{(BR)DSS}(T_J) / V_{(BR)DSS}(25\text{ C}) = f(T_J)$

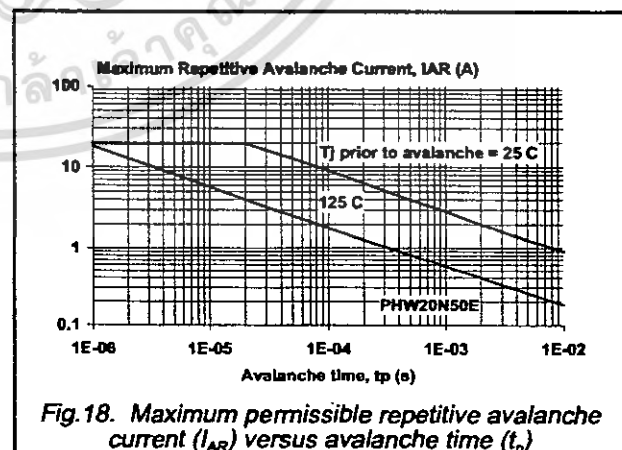


Fig. 18. Maximum permissible repetitive avalanche current (I_{AR}) versus avalanche time (t_p)

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

MECHANICAL DATA

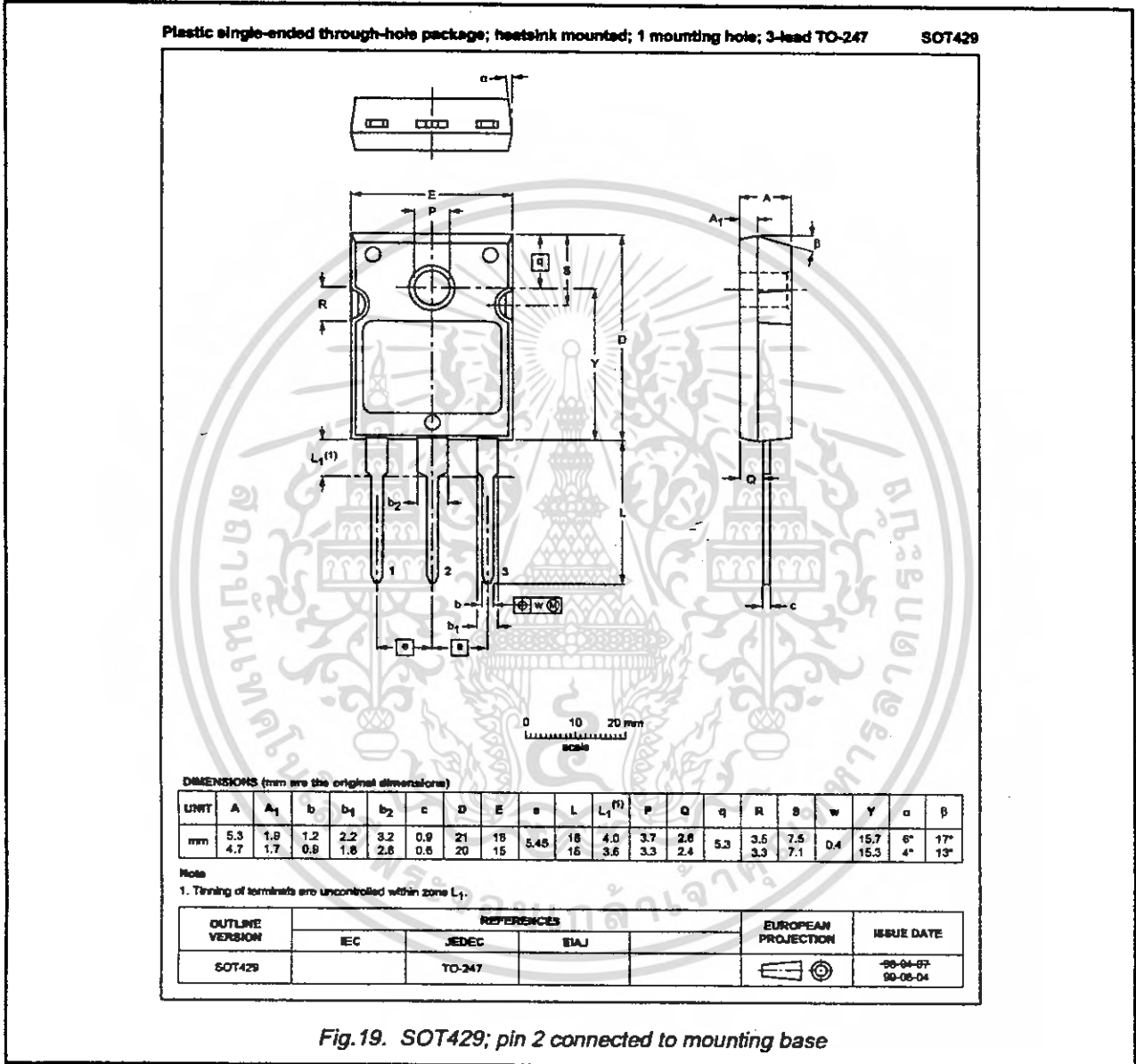


Fig.19. SOT429; pin 2 connected to mounting base

Notes

1. Observe the general handling precautions for electrostatic-discharge sensitive devices (ESDs) to prevent damage to MOS gate oxide.
2. Refer to mounting instructions for SOT429 envelope.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

5.6A, 100V, 0.540 Ohm, N-Channel Power MOSFET

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

Formerly developmental type TA17441.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF510	TO-220AB	IRF510

NOTE: When ordering, include the entire part number.

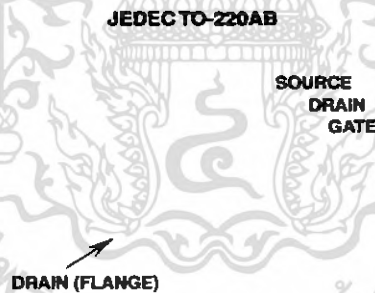
Features

- 5.6A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.540\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRF510

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

	IRF510	UNITS	
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	100	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	100	V
Continuous Drain Current	I_D	5.6	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	4	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	20	A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Maximum Power Dissipation	P_D	43	W
Linear Derating Factor		0.29	$W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	19	mJ
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering			
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260	$^\circ\text{C}$

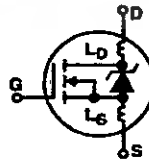
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$, (Figure 10)	100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95V, V_{GS} = 0V$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10V$ (Figure 7)	5.6	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 3.4A$ (Figures 8, 9)	-	0.4	0.54	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{GS} = 50V, I_D = 3.4A$ (Figure 12)	1.3	2.0	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D = 5.6A, R_{GS} = 24\Omega, V_{DD} = 50V, R_L = 9\Omega, V_{DD} = 50V, V_{GS} = 10V$ MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature	-	8	12	ns
Rise Time	t_r		-	25	63	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	15	7	ns
Fall Time	t_f		-	12	59	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(TOT)$	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.6A, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(REF)} = 1.5mA$ (Figure 14) Gate charge is essentially independent of operating temperature.	-	5.0	30	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	2.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	3.0	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz$ (Figure 11)	-	135	-
Output Capacitance	C_{OSS}		-	80	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	20	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D		Measured From the Contact Screw On Tab To Center of Die	-	3.5	-
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From The Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	3.5	$^\circ\text{C/W}$
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	80	$^\circ\text{C/W}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	5.6	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	20	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	4.6	96	200	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.17	0.4	0.83	μC

NOTES:

- Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
- Repetitive rating: pulse width limited by max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
- $V_{DD} = 25\text{V}$, start $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 910\mu\text{H}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 5.6\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

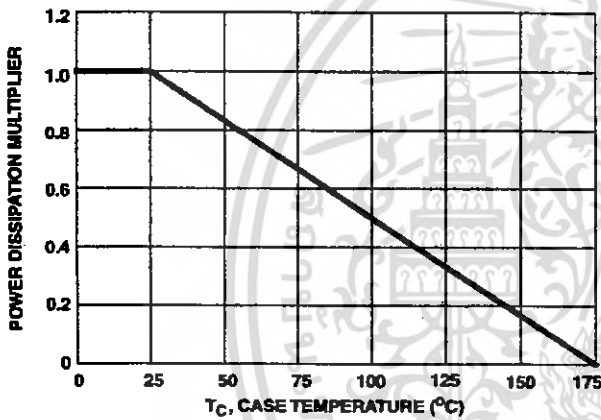


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

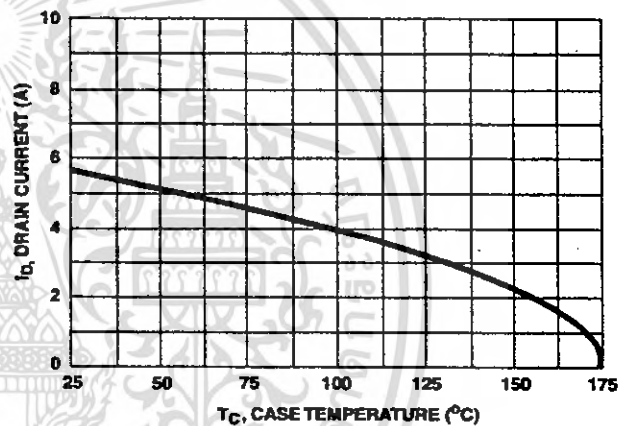


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

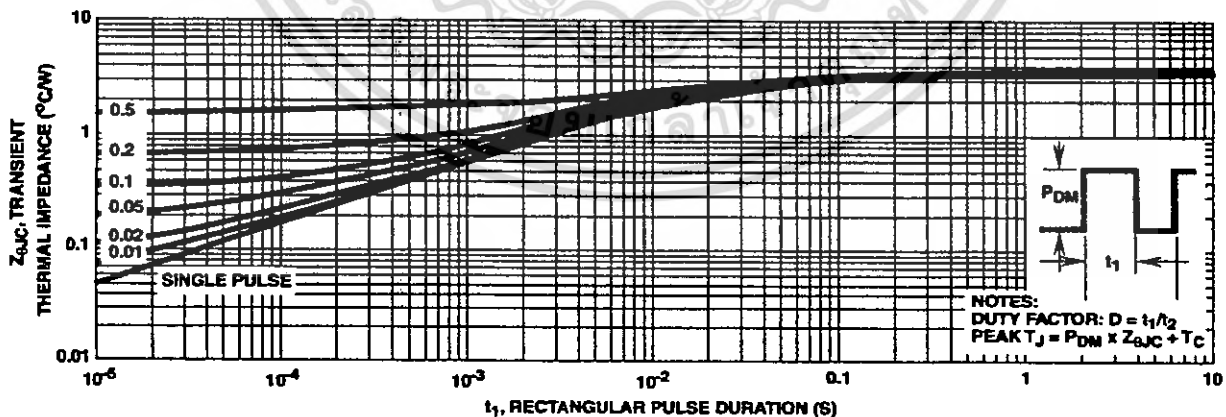


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

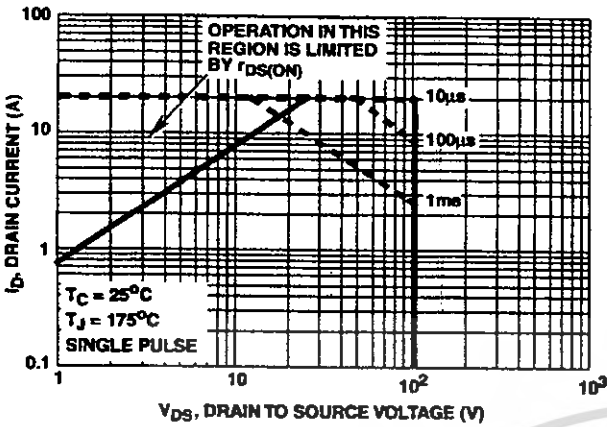


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

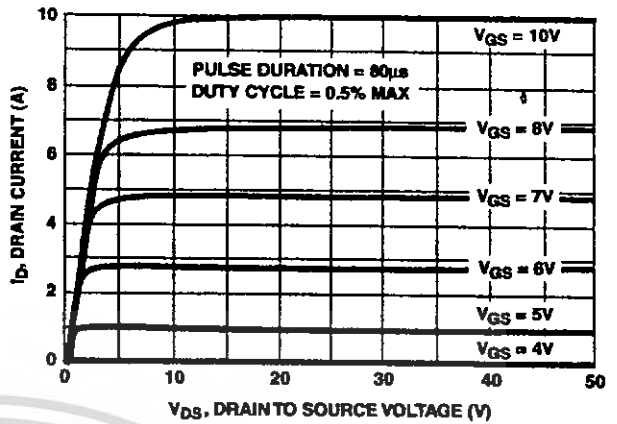


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

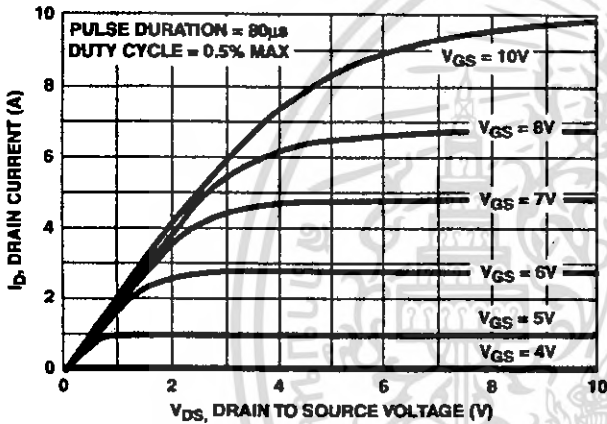


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

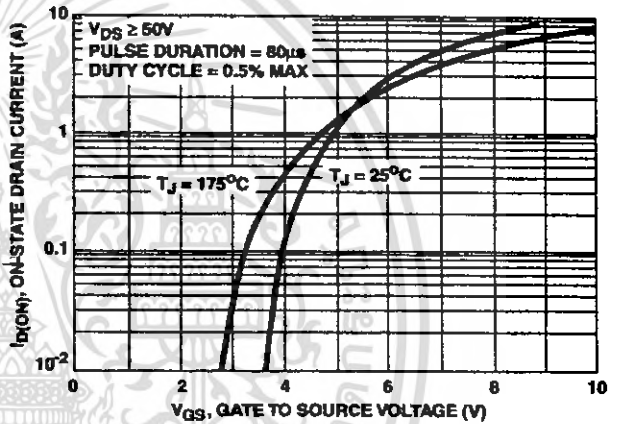


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

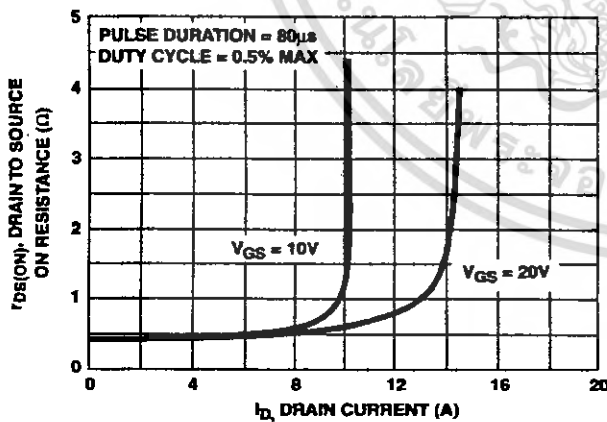


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

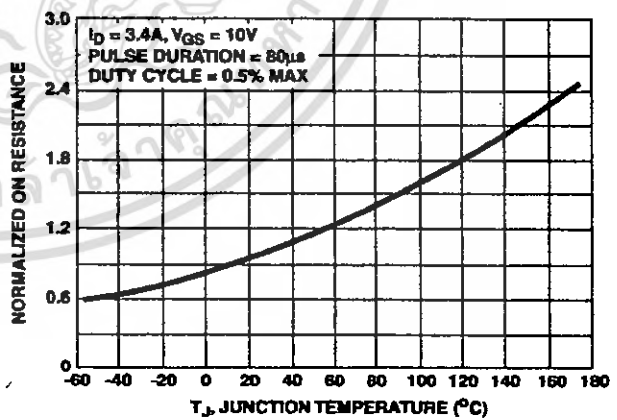


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

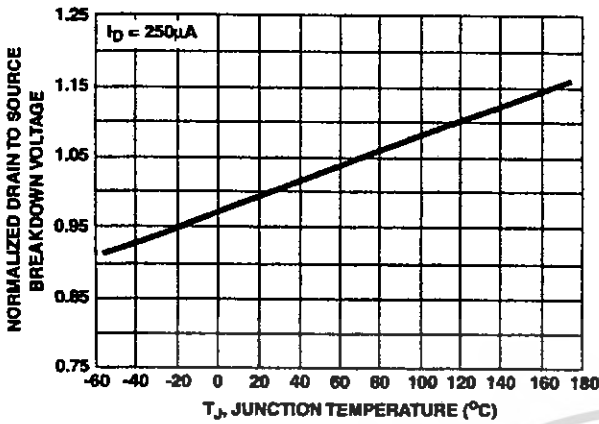


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

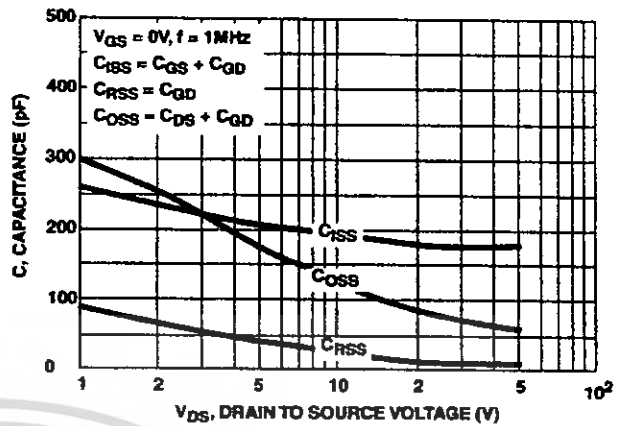


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

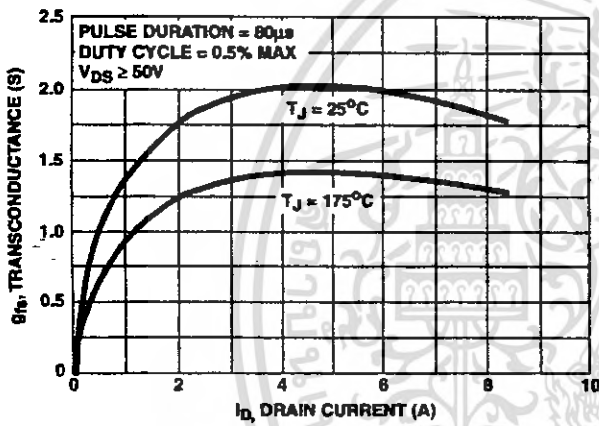


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

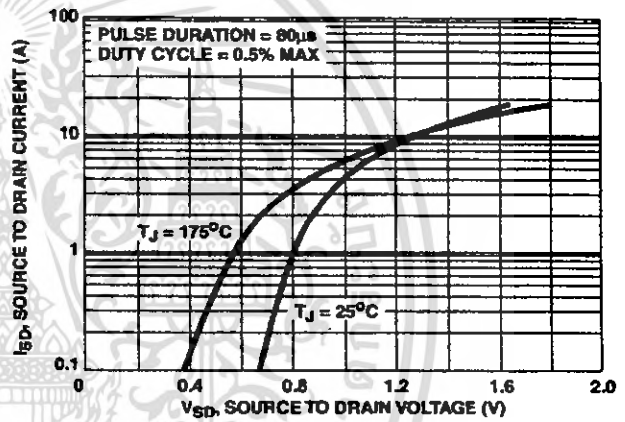


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

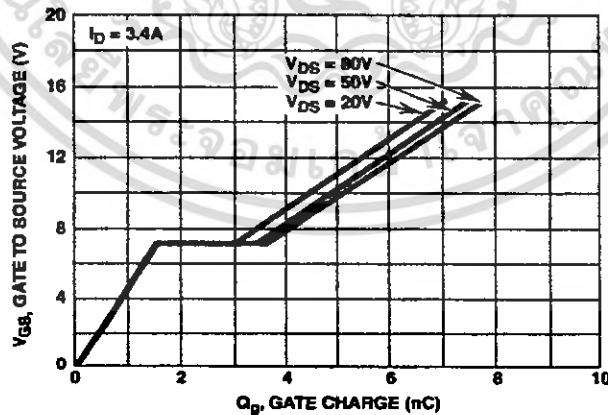


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

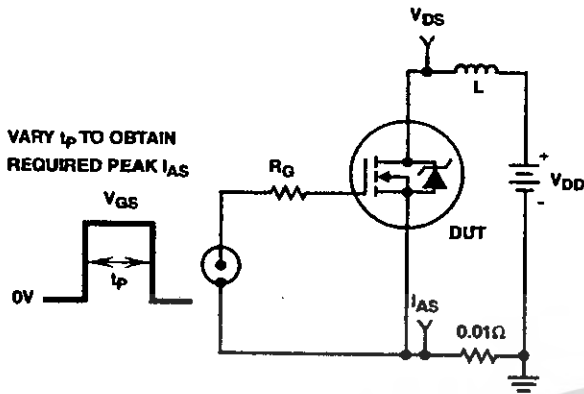


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

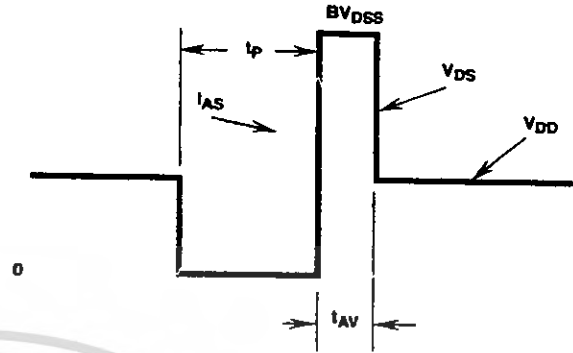


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

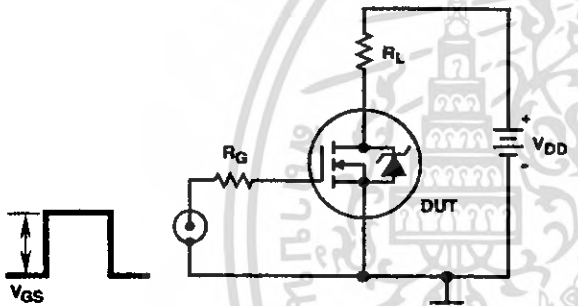


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

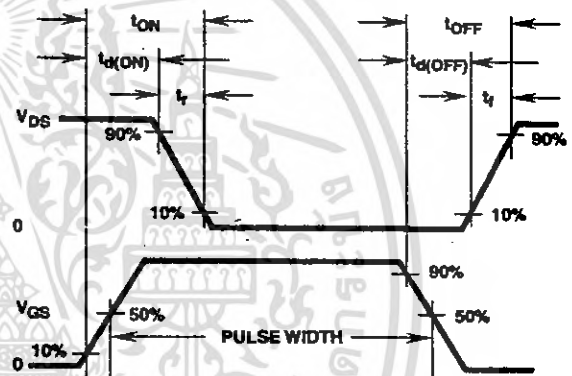


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

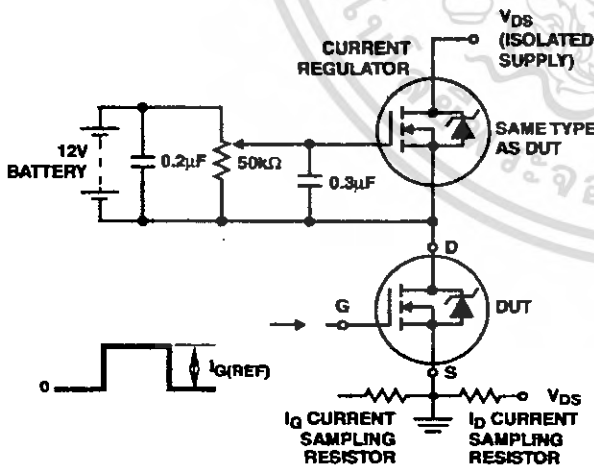


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

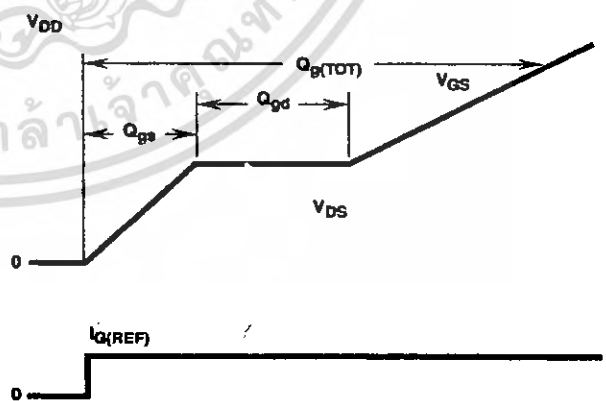


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

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

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetarchive.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

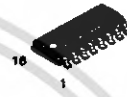
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

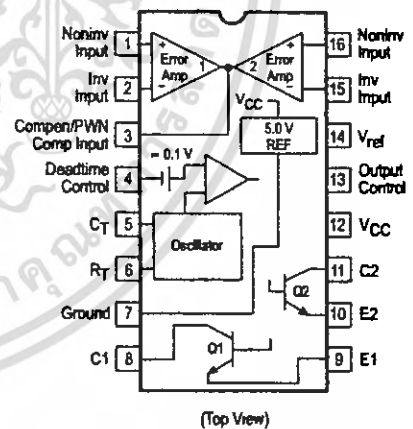


**D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)**



**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648**

PIN CONNECTIONS



MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	VCC	42		V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	IC1, IC2	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	VIR	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ TA ≤ 45°C	PD	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	RθJA	80		°C/W
Operating Junction Temperature	TJ	125		°C
Storage Temperature Range	Tstg	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	TA	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	TA	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	TA = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	TA = -25° to +85°C	Plastic

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	–	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	–	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	–	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	–	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

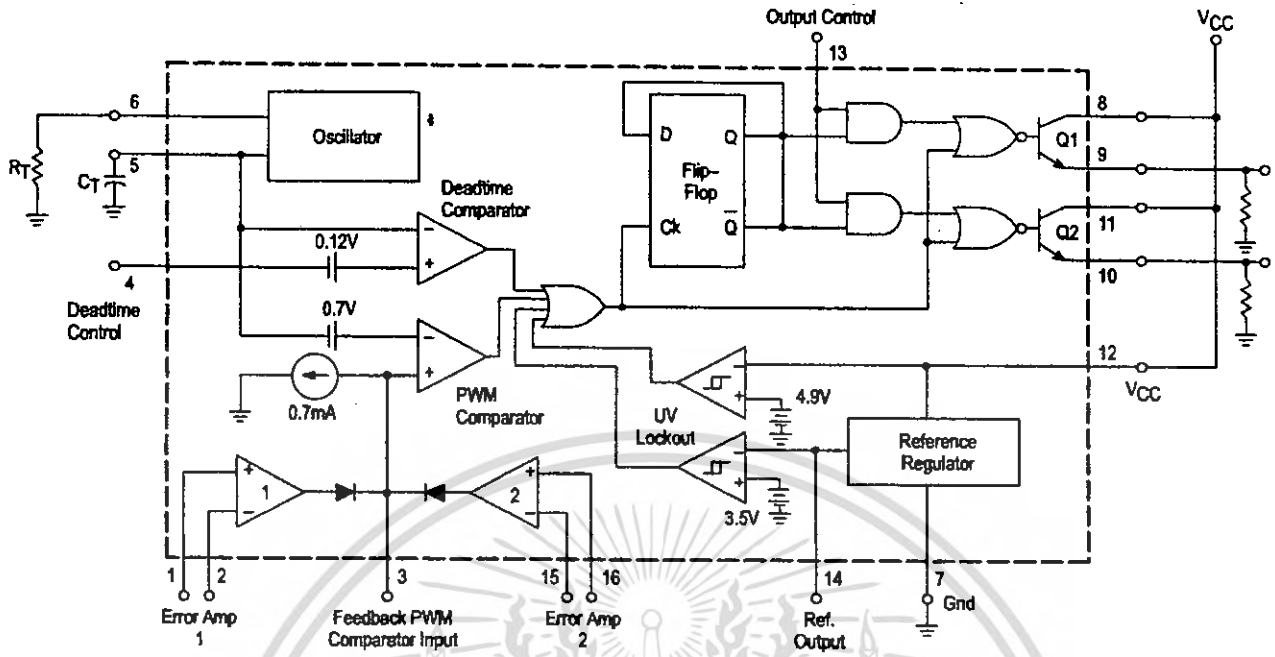
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	V _{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	I _{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	I _{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range (V _{CC} = 40 V, T _A = 25°C)	V _{ICR}	–0.3 to V _{CC} –2.0			V
Open Loop Voltage Gain (ΔV _O = 3.0 V, V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	A _{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	f _C	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	φ _m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio (V _{CC} = 40 V)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV _{CC} = 33 V, V _O = 2.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V _O (Pin 3) = 0.7 V)	I _{O–}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V _O (Pin 3) = 3.5 V)	I _{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V _{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current (V _O (Pin 3) = 0.7 V)	I _{L–}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) (V _{Pin 4} = 0 V to 5.25 V)	I _{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode (V _{Pin 4} = 0 V, C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ) (V _{Pin 4} = 0 V, C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	DC _{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V _{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	f _{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	σ _{osc}	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage (V _{CC} = 7.0 V to 40 V, T _A = 25°C)	Δf _{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature (ΔT _A = T _{low} to T _{high}) (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ)	Δf _{osc} (ΔT)	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn–On Threshold (V _{CC} increasing, I _{ref} = 1.0 mA)	V _{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All other inputs and outputs open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ, V _{Pin 4} = 2.0 V) (V _{CC} = 15 V) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

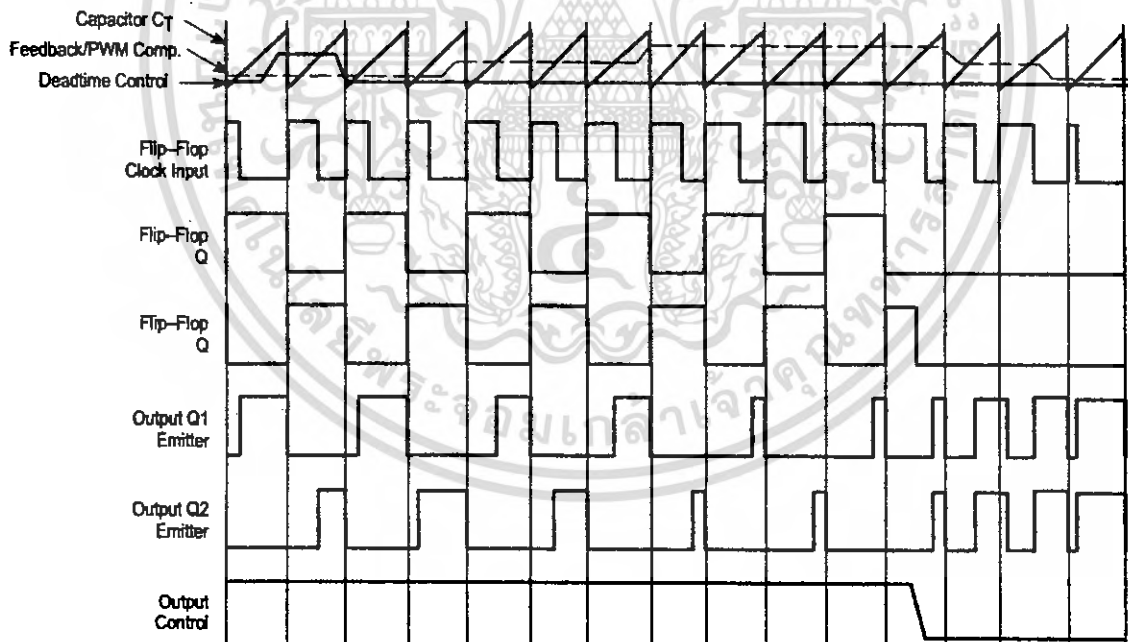
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

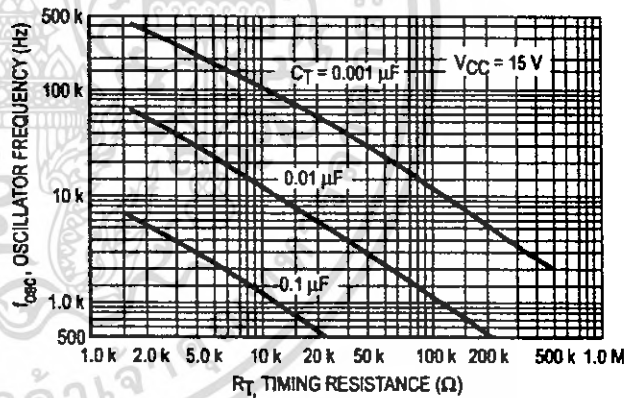


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

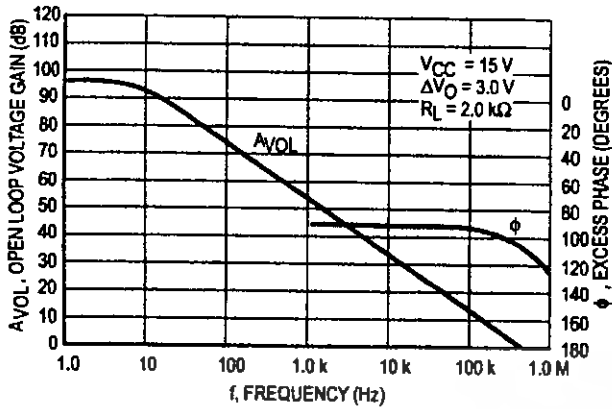


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

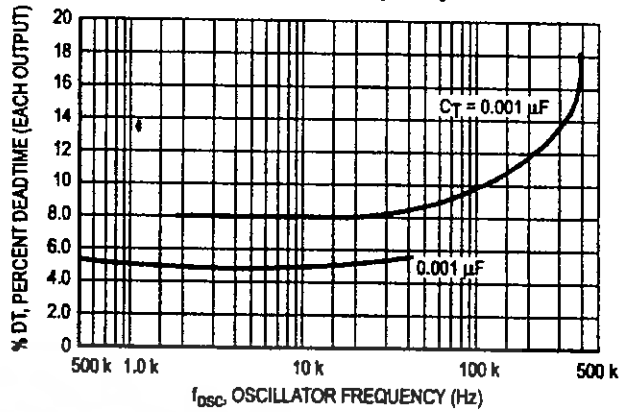


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

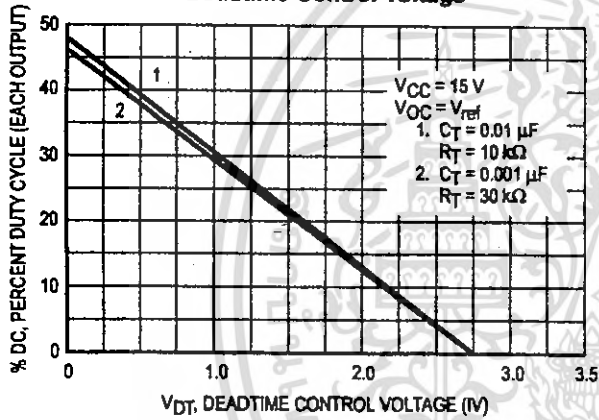


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

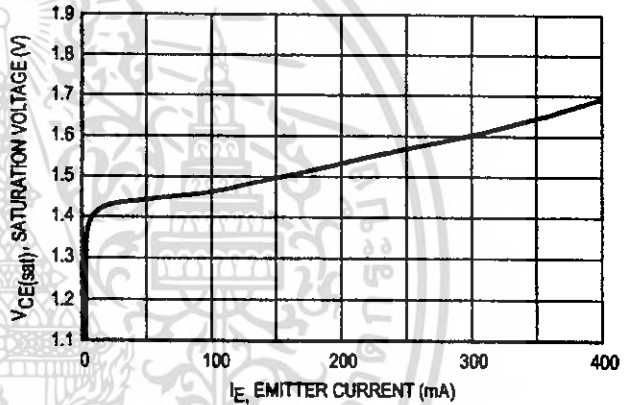


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

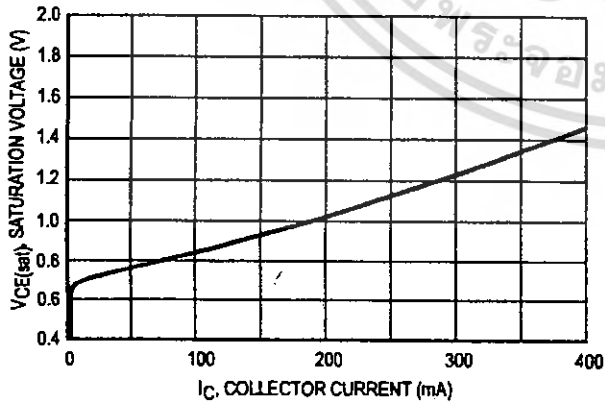


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

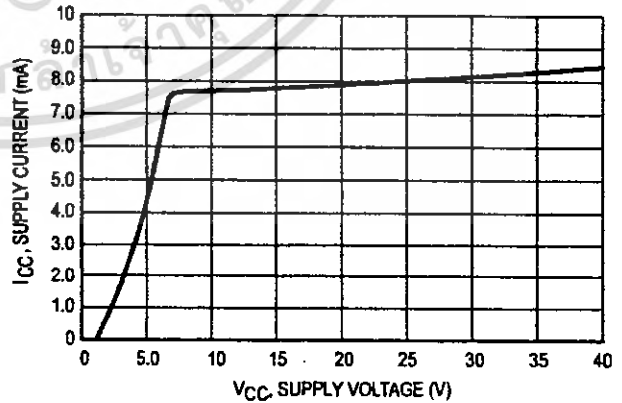


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

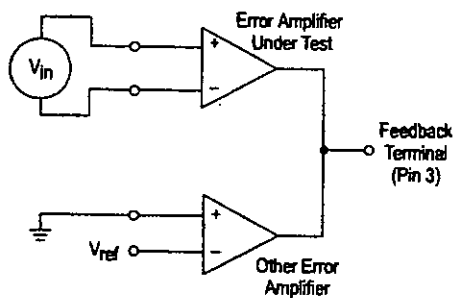


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

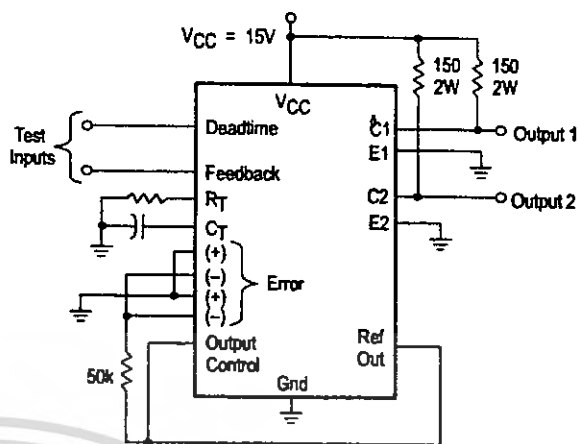


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

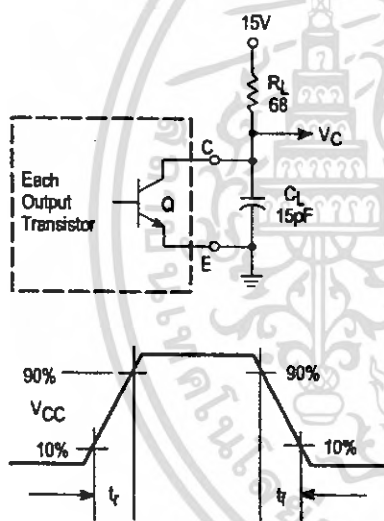
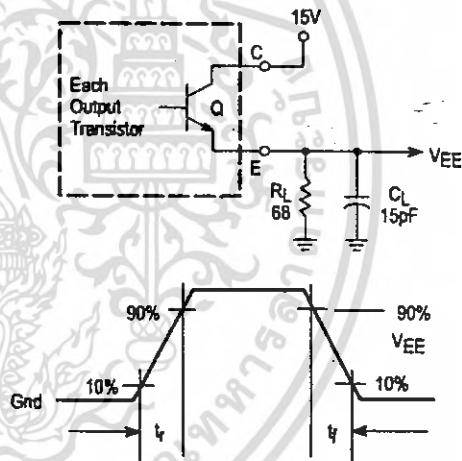


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

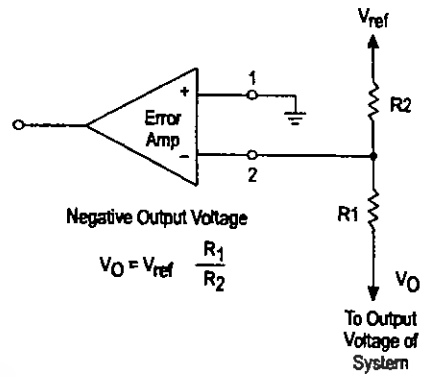
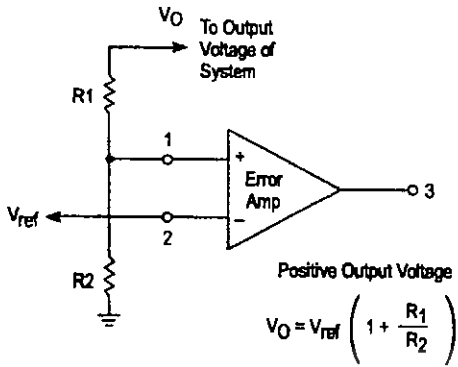


Figure 15. Deadtime Control Circuit

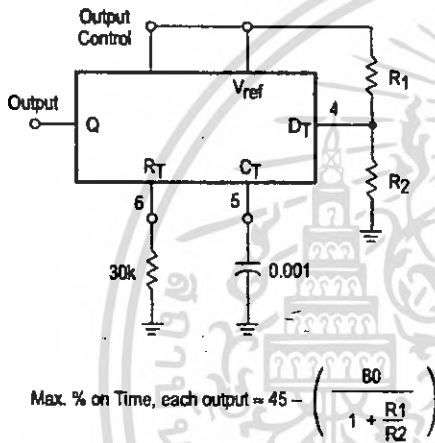


Figure 16. Soft-Start Circuit

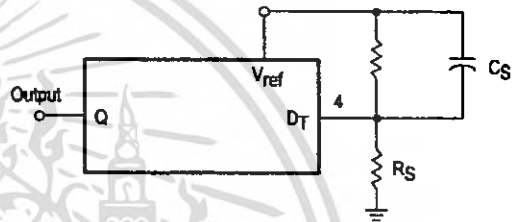
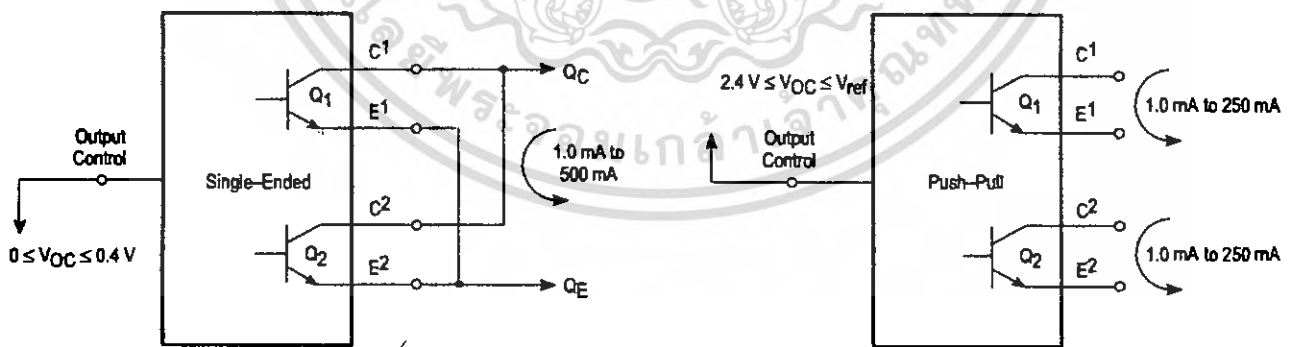


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

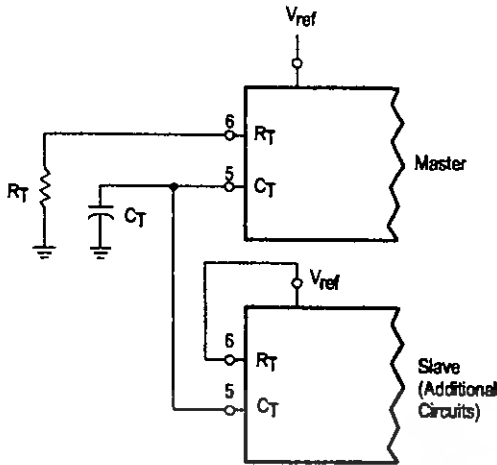


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

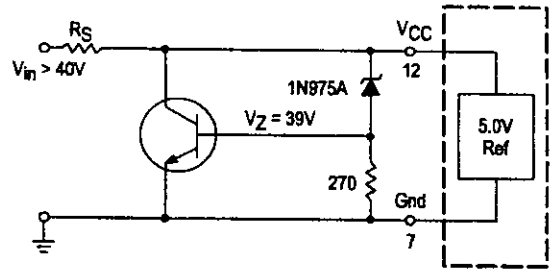
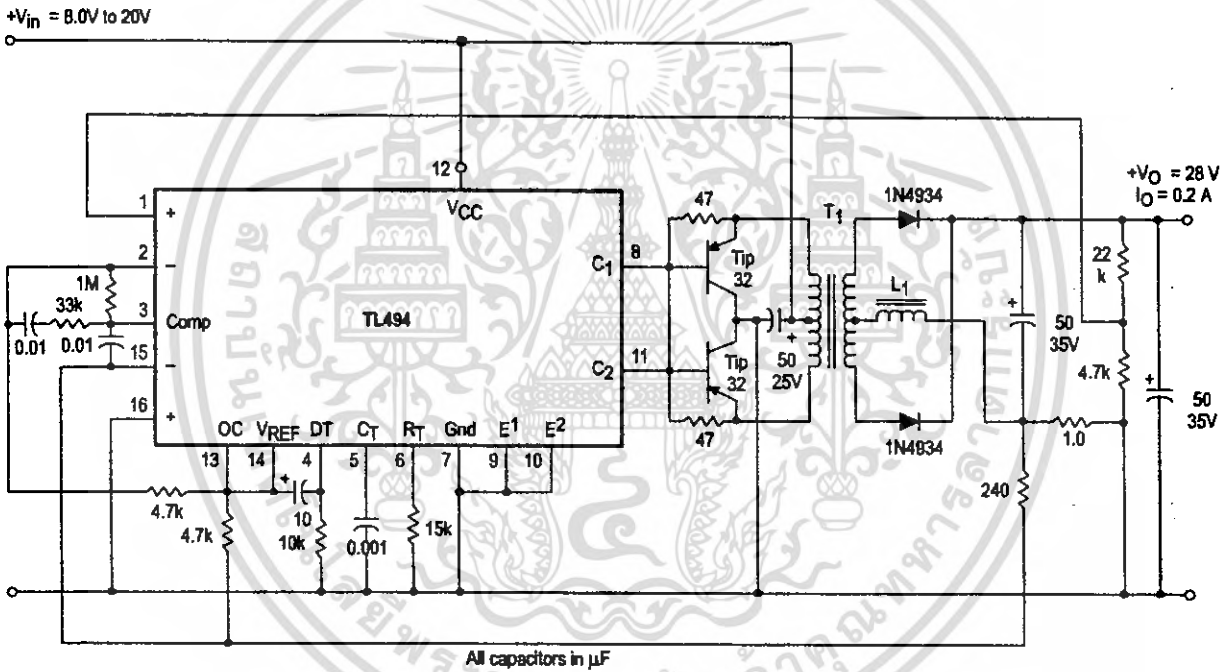


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



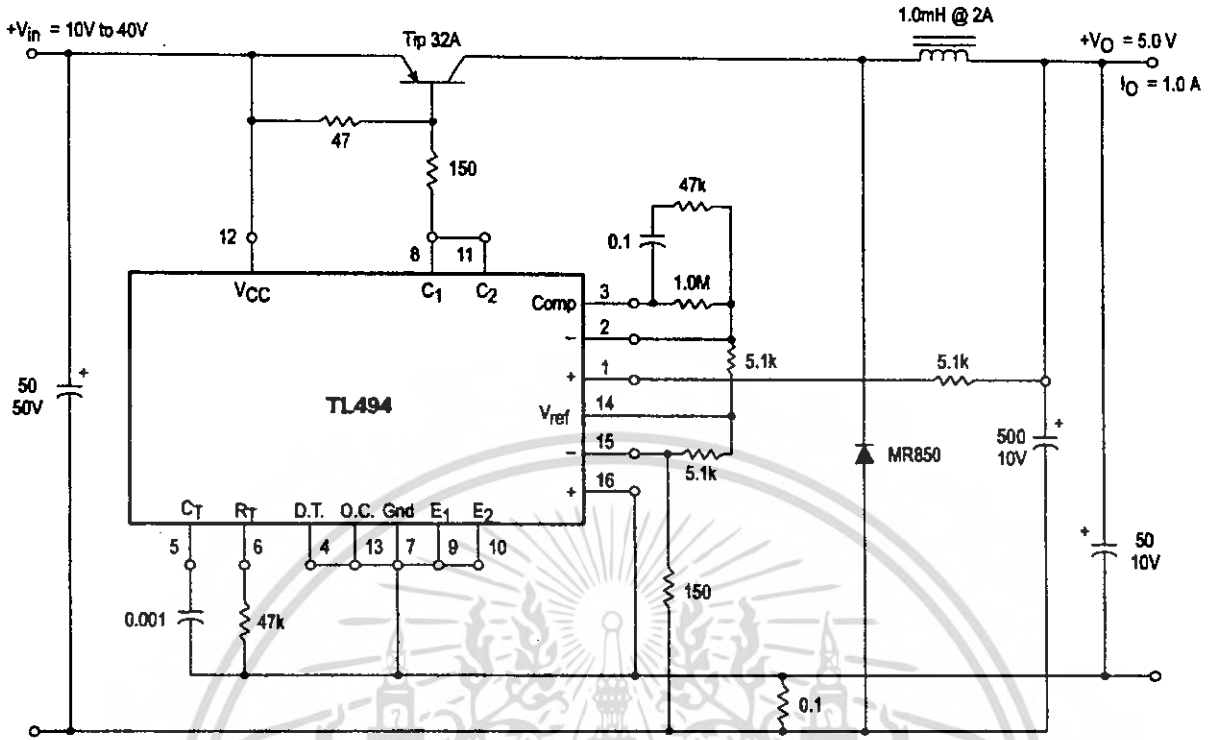
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, } R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

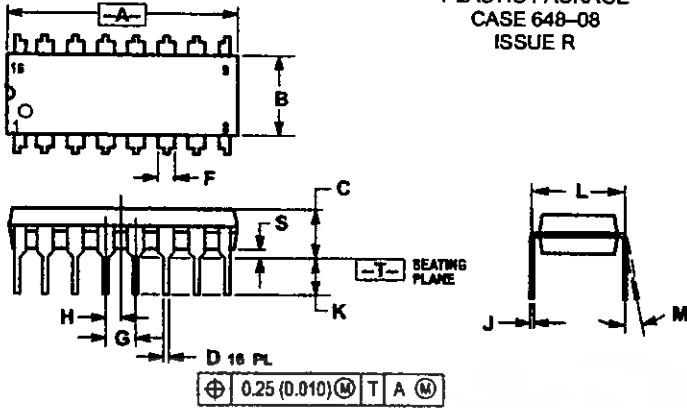


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

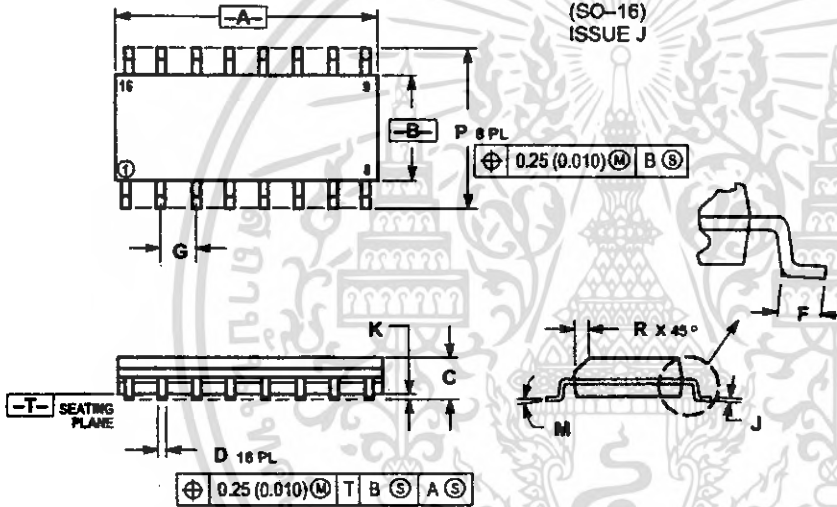


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.65	4.44
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.009	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°		10°	
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.00	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°		7°	
P	5.80	8.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/ Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

TL494/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CD4009M/CD4009C Hex Buffers (Inverting) CD4010M/CD4010C Hex Buffers (Non-Inverting)

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits. The N- and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No DC power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions. All inputs are protected against static discharge. These gates may be used as hex buffers, CMOS to DTL or TTL interface or as CMOS current drivers. Conversion ranges are from 3V to 15V providing $V_{CC} \leq V_{DD}$.

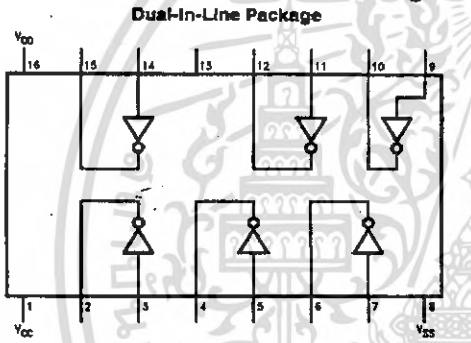
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Low power 100 nW (typ.)
- High noise immunity 0.45 V_{DD} (typ.)
- High current sinking capability 8 mA (min.) at $V_O = 0.6V$ and $V_{DD} = 10V$

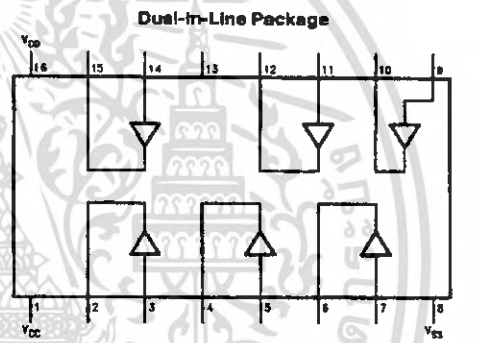
Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial controls
- Remote metering
- Computers

Schematic and Connection Diagrams



Top View

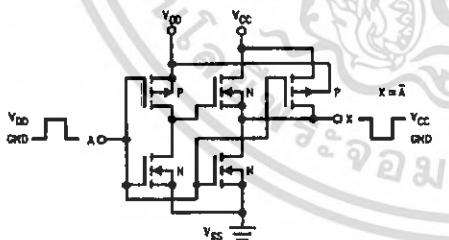


Top View

Order Number CD4009* or CD4010*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

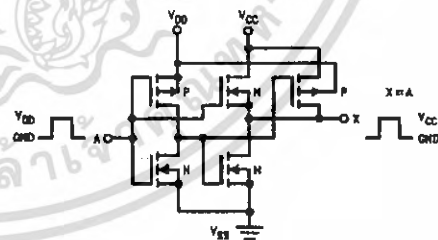
CD4009M/CD4009C



Hex COS/MOS to DTL or TTL converter (non-inverting).
Connect V_{CC} to DTL or TTL supply.
Connect V_{DD} to COS/MOS supply.

TL/F/5945-1

CD4010M/CD4010C



Hex COS/MOS to DTL or TTL converter (inverting).
Connect V_{CC} to DTL or TTL supply.
Connect V_{DD} to COS/MOS supply.

TL/F/5945-3

Absolute Maximum Ratings

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

Voltage at Any Pin (Note 1) $V_{SS} - 0.3V$ to $V_{SS} + 15.5V$
 Operating Temperature Range
 CD40XXM $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 CD40XXC $-45^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range (T_S) $-85^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Power Dissipation (P_D)
 Dual-In-Line 700 mW
 Small Outline 500 mW
 Lead Temperature (T_L)
 (Soldering, 10 seconds) 260°C
 Operating Range (V_{DD}) $V_{SS} + 3V$ to $V_{SS} + 15V$

DC Electrical Characteristics

Symbol	Characteristics	Test Conditions (Volts)		Limits												Units	
				CD40XXM						CD40XXC							
				$-55^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+125^{\circ}C$		$-40^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+85^{\circ}C$			
V_O	V_{DD}	Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
I_{CC}	Quiescent Device Current	5 10		0.3 0.5		0.01 0.01	0.3 0.5		20 30		3 5		0.09 0.05	3 5		42 70	μA
P_D	Quiescent Device Dissipation/Package	5 10		1.5 5		0.05 0.1	1.5 5		100 300		15 50		0.15 0.5	15 50		210 700	μW
V_{OL}	Output Voltage Low Level	5 10		0.01 0.01		0 0	0.01 0.01		0.05 0.05		0.01 0.01		0 0	0.01 0.01		0.05 0.05	V
V_{OH}	Output Voltage High Level	5 10	4.99 9.99		4.99 9.99	5 10		4.95 9.95		4.99 9.99	4.99 9.99		4.99 9.99	5 10		4.95 9.95	V
V_{NL}	Noise Immunity (All Inputs) CD4009M	$V_O \geq 4.0$ 5 10	1 2		1 2	2.25 4.5		0.9 1.9		1 2		1 2	2.25 4.5		0.9 1.9		V
V_{NL}	CD4010M	$V_O \geq 1.5$ 5 10	1.8 3.2		1.5 3	2.25 4.5		1.4 2.9		1.6 3.2		1.5 3	2.25 4.5		1.4 2.9		V
V_{NH}		$V_O \geq 3.0$ 5 10	3.2 1.4		3 1.5	4.5 2.25		2.9 1.5		3 1.4		3 1.5	4.5 2.25		2.9 1.5		V
I_{DN}	Output Drive Current N-Channel (Note 2)	0.4 5 10	3.75 10		3 8	4 10		2.1 5.6		3.6 9.8		3 8		2.4 6.4			mA
I_{DP}	Output Drive Current P-Channel (Note 2)	2.5 5 9.5	-1.85 -0.8		-1.25 -0.6	-1.75 -0.8		-0.9 -0.4		-1.5 -0.72		-1.25 -0.6		-1 -0.48			mA
I_{IN}	Input Current					10							10				pA

Note 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltage may cause permanent damage.
 Note 2: I_{DN} and I_{DP} are tested one output at a time.

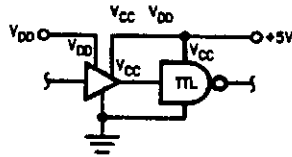
AC Electrical Characteristics*

$T_A = 25^{\circ}C$, $C_L = 15$ pF, unless otherwise noted. Typical Temperature coefficient for all values of $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}C$

Characteristics	Test Conditions	Limits							Units
		CD40XXM			CD40XXC				
		V_{DD} (Volts)	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Propagation Delay Time: High-to-Low Level (t_{PHL})	$V_{CC} = V_{DD}$ $V_{DD} = 10V$ $V_{CC} = 5V$	5 10	— —	15 10	55 30	— —	15 10	70 40	ns
Low-to-High Level (t_{PLH})	$V_{CC} = V_{DD}$ $V_{DD} = 10V$ $V_{CC} = 5V$	5 10	— —	50 25	80 55	— —	50 25	100 70	ns
Transition Time: High-to-Low Level (t_{THL})	$V_{CC} = V_{DD}$	5 10	— —	20 18	45 40	— —	20 16	60 50	ns
Low-to-High Level (t_{TLH})	$V_{CC} = V_{DD}$	5 10	— —	60 50	125 100	— —	60 50	160 120	ns
Input Capacitance (C_i)	Any Input		—	5	—	—	5	—	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC completed testing.

Typical Application



TL/F/5045-5

CD4009M/CD4009C/CD4010M/CD4010C



5

5-35

This Material Copyrighted By Its Respective Manufacturer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้