



การศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
POWER ELECTRONICS EDUCATION

โดย

นาย เกียรติคุณ แสงสอาด

นาย คงเดช พงษ์ถาวรวิษ

นาย จำรัส แก้วชัย

วัน เดือน ปี.....4.ตค.2541
เลขทะเบียน.....038679
เลขเรียกหนังสือ.....T40013. 2884ก

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการ 038679

ปีการศึกษา 2540

การศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
POWER ELECTRONICS EDUCATION



โดย

นาย เกียรติคุณ แสงสอาด

นาย คงเดช พงษ์ถาวรวิช

นาย จำรัส แก้วชัย

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2540


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ผู้จัดทำ

- 
1. นายเกียรติคุณ แสงสอาด
 2. นายคงเดช พงษ์ดาววิษ
 3. นายจรัส แก้วชัย


อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

นายเกียรติคุณ แสงสอาด

นาย คงเดช พงษ์ถาวรวิษ

นายจรัส แก้วชัย

ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เอชทีดีซีคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นการแปลงผันไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงที่สามารถปรับค่าได้ด้วยหลักการของ พีดับบลิวเอ็ม โดยใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ และเอชทียูเอซีคอนเวอร์เตอร์แบบการควบคุมมมเฟส ซึ่งเป็นการควบคุมไฟกระแสสลับที่สามารถปรับแรงดันเอาต์พุท โดยใช้หลักการควบคุมการกระตุ้นให้ เอสซีอาร์ทำงาน รวมทั้งการแสดงคุณสมบัติของอินพุท เอาต์พุท โดยผลการทดลองและผลการเขียนแบบทางคอมพิวเตอร์

POWER ELECTRONIC EDUCATION

Kaitikhun Sangsard

Kongdej Pongtarwornwit

Jamras Kaewchai

Dr. Werachet Khan-ngern Advisor

1997

ABSTRACT

This thesis presents the for education of pulse width modulation AC-DC converter , it is based on principle of pulse width modulation to control the AC voltage to a variable DC output voltage by using IGBTs as switching devices and phase-controlled AC-AC converter , the converter is AC regulator by controlling firing instants of SCRs . The input and output characteristics of the both converters are clarified by experiment and computing simulation .

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีของวงจรควบคุมและวงจรกำลัง	4
2.1 เอชซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์	4
2.1.1 วงจรควบคุม	4
2.1.2 วงจรกำลัง	6
2.1.2.1 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า	6
2.1.2.2 ลักษณะการทำงาน	7
2.2 เอชซี ทู เอชซี คอนเวอร์เตอร์	7
2.2.1 การควบคุมมมูเฟส	7
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมและวงจรสวิตชิงกำลัง	13
3.1 เอชซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์	13
3.1.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของวงจรเอชซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์	13
3.1.1.1 วงจรสร้างสัญญาณพีคบิดลิเวียม	13
3.1.1.2 วงจรแยกกราวด์	14
3.1.1.3 วงจรบัฟเฟอร์	15
3.1.1.4 วงจรขับเคลื่อน	16
3.1.1.5 วงจรสวิตชิงกำลัง	17
3.1.1.6 วงจรไฟเลี้ยง +5V , +15 V	18
3.1.1.7 วงจรรวม	20
3.2 เอชซี ทู เอชซี คอนเวอร์เตอร์	21
3.2.1 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น	21
3.2.2 วงจรออปโตคัปเปอเรอร์	22
3.2.3 วงจรกำลัง	22
3.2.4 วงจรรวม	26

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	27
4.1 เอช ที ดีซี คอนเวอร์เตอร์	27
4.1.1 การทดลองทางฮาร์ดแวร์	27
4.1.1.1 ผลการทดลองสร้างสัญญาณควบคุม	27
4.1.1.2 ผลการทดลองทางฮาร์ดแวร์	29
4.1.2 การทดลองทางซอฟต์แวร์	42
4.1.2.1 ผลการทดลองจากโปรแกรม Pspice	42
4.1.2.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม Simulink	47
4.2 เอช ที เอช คอนเวอร์เตอร์	49
4.2.1 การทดลองทางฮาร์ดแวร์	49
4.2.2 การทดลองทางซอฟต์แวร์	62
4.2.2.1 ผลการทดลองจากโปรแกรม Pspice	62
4.2.2.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม Simulink	73
บทที่ 5 บทสรุปวิจารณ์	75
5.1 เอช ที ดีซี คอนเวอร์เตอร์	75
5.2 เอช ที เอช คอนเวอร์เตอร์แบบการควบคุมมมเฟส	75
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงวงจรพื้นฐานของเอชอี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์	2
รูปที่ 2.1 พัลส์วิดมอดคูเลชันคอน โทรล	5
รูปที่ 2.2 คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์	7
รูปที่ 2.3 วงจรควบคุมไฟสลับแบบควบคุมเฟส	8
รูปที่ 2.4 การควบคุมมุมเฟสต่อกับโหลดความต้านทาน	8
รูปที่ 2.5 การควบคุมมุมเฟสต่อกับโหลด R-L	10
รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ของมุม β และ θ เทียบกับมุม α	11
รูปที่ 3.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของเอชอี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม	14
รูปที่ 3.3 วงจรแยกกราวด์	15
รูปที่ 3.4 วงจรบัฟเฟอร์	15
รูปที่ 3.5 วงจรขับ	16
รูปที่ 3.6 วงจรสวิตชิงกำลัง	17
รูปที่ 3.7 วงจรไฟเลี้ยง +5 V	18
รูปที่ 3.8 วงจรไฟเลี้ยง +15 V	19
รูปที่ 3.9 วงจรรวม	20
รูปที่ 3.10 วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น	21
รูปที่ 3.11 วงจรออปโตคัปเปอร์และการต่อเอสซีอาร์ในวงจรกำลัง	24
รูปที่ 3.12 วงจรรวม (เอชอี ทู เอชอี คอนเวอร์เตอร์)	26
รูปที่ 4.1 สัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ	27
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรแยกกราวด์	28
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจบบัฟเฟอร์	28
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับเกท	29
รูปที่ 4.5 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเกิดเท่ากับ 0 %	31
รูปที่ 4.6 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเกิดเท่ากับ 15 %	32
รูปที่ 4.7 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเกิดเท่ากับ 45 %	33
รูปที่ 4.8 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเกิดเท่ากับ 45 %	34
รูปที่ 4.9 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเกิดเท่ากับ 45 %	35

รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุทเมื่อคิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 %	36
รูปที่ 4.11 แรงดันเอาต์พุทเมื่อคิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 %	37
รูปที่ 4.12 แรงดันเอาต์พุทของการทดลองที่ 1 ถึง 5	38
รูปที่ 4.12 ผลเปอร์เซ็นต์รีปเปิ้ลของการทดลองที่ 1 ถึง 5	39
รูปที่ 4.13 แสดงเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันของการทดลองที่ 1 ถึง 5	40
รูปที่ 4.14 ค่าอินพุทเพาเวอร์เฟคเตอร์จากการทดลองที่ 1 ถึง 5	41
รูปที่ 4.15 คอนเวอร์เตอร์ที่สร้าง	42
รูปที่ 4.16 วงจรเอชี่ ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Pspice	43
รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันที่คิวดี้ไซเคลเท่ากับ 0 % และ 45 %	44
รูปที่ 4.18 รูปคลื่นแรงดันที่คิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 % ที่มุมโหลด 36.86 องศา	45
รูปที่ 4.19 รูปคลื่นแรงดันที่คิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 % ที่มุมโหลด 53.13 องศา	45
รูปที่ 4.20 รูปคลื่นแรงดันที่คิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 % ที่มุมโหลด 72.54 องศา	46
รูปที่ 4.21 รูปคลื่นแรงดันที่คิวดี้ไซเคลเท่ากับ 45 % ที่มุมโหลด 83 องศา	46
รูปที่ 4.22 วงจรเอชี่ ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Simulink	47
รูปที่ 4.23 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุทที่คิวดี้ไซเคล 45%	48
รูปที่ 4.24 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุทที่คิวดี้ไซเคล 0 %	48
รูปที่ 4.25 ผลการทดลองเมื่อต่อกับโหลดความต้านทาน	50
รูปที่ 4.26 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 0$ องศา	51
รูปที่ 4.27 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 45$ องศา	51
รูปที่ 4.28 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 90$ องศา	52
รูปที่ 4.29 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 135$ องศา	52
รูปที่ 4.30 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 180$ องศา	53
รูปที่ 4.31 การทดลองต่อกับโหลด R-L มุมเฟส 82.5 องศา	54
รูปที่ 4.32 รูปคลื่นแรงดันที่ α น้อยกว่า 82.5 องศา	55
รูปที่ 4.33 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 82.5$ องศา	55
รูปที่ 4.34 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 90$ องศา	56
รูปที่ 4.35 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 135$ องศา	56
รูปที่ 4.36 รูปคลื่นแรงดันที่ $\alpha = 169$ องศา	57
รูปที่ 4.37 ผลการทดลองที่ต่อกับโหลด R-L มุมโหลด 48.6 องศา	58

รูปที่ 4.38 ผลการทดลองที่ต่อกับ โหลด R-L มุมโหลด 65.6 องศา	60
รูปที่ 4.39 ผลการทดลองที่ต่อกับ โหลด R-L มุมโหลด 72 องศา	61
รูปที่ 4.40 เอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์ที่สร้าง	61
รูปที่ 4.41 วงจรเอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรมPspice	62
รูปที่ 4.42 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 0 องศา	63
รูปที่ 4.43 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 45 องศา	64
รูปที่ 4.44 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 90 องศา	65
รูปที่ 4.45 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 135 องศา	66
รูปที่ 4.46 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 180 องศา	67
รูปที่ 4.47 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 45 องศา (โหลด R-L)	68
รูปที่ 4.48 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 82.5 องศา (โหลด R-L)	69
รูปที่ 4.49 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 90 องศา (โหลด R-L)	70
รูปที่ 4.50 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 135 องศา (โหลด R-L)	71
รูปที่ 4.51 รูปคลื่นแรงดันและกระแสมุมทริก 169 องศา (โหลด R-L)	72
รูปที่ 4.52 วงจรเอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Simulink	73
รูปที่ 4.53 แรงดันเอาต์พุตที่มุมทริก 45 องศา (Simulink)	73
รูปที่ 4.54 แรงดันเอาต์พุตที่มุมทริก 135 องศา (Simulink)	74
รูปที่ 4.55 กระแสเอาต์พุตที่มุมทริก 135 องศา (Simulink)	74

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขและการทดลองต่างๆ	30
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองที่ 1	30
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองที่ 2	33
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองที่ 3	34
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองที่ 4	35
ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองที่ 5	36
ตารางที่ 4.7 แรงดันสภาวะไร้โหลดที่ควิตซ์เกิดต่างๆ	40
ตารางที่ 4.8 ผลการทดลองการควบคุมมูมเฟสกับ โหลดความต้านทาน	49
ตารางที่ 4.9 ผลการทดลองการควบคุมมูมเฟสกับ โหลดR-L มูมเฟส 82.5	53
ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองการควบคุมมูมเฟสกับ โหลดR-L มูมเฟส 48.6	57
ตารางที่ 4.11 ผลการทดลองการควบคุมมูมเฟสกับ โหลดR-L มูมเฟส 65.6	59
ตารางที่ 4.12 ผลการทดลองการควบคุมมูมเฟสกับ โหลดR-L มูมเฟส 72	60

บทที่ 1

บทนำ

1.1 วัตถุประสงค์ของงานปริญญานิพนธ์

1.1.1 เพื่อศึกษาปัจจัยต่างๆในการควบคุมการทำงานของเอชี่ ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter)และเอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์ (AC-AC Converter)

1.1.2 เพื่อสร้างชุดทดลองเพื่อการศึกษาทางด้านเพาเวอร์ อิเล็กทรอนิกส์ (Power Electronics) ของ

1.) เอชี่ ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์

2.) เอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์

1.1.3 เพื่อศึกษาคุณสมบัติและการทำงานของ ไอจีบีที (IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor)

1.1.4 เพื่อนำไอจีบีทีมาประยุกต์ใช้งานเป็น เอชี่ ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ ได้

1.1.5 เพื่อศึกษาการเลียนแบบ(Simulation)วงจรไฟฟ้าด้วยโปรแกรมPspice และ MATLAB

1.1.6 เพื่อสามารถนำผลการทดสอบทางด้านฮาร์ดแวร์(Hardware) มาเปรียบเทียบกับทางซอฟต์แวร์(Software)ได้

1.2 ประโยชน์ที่ได้จากงานปริญญานิพนธ์

1.2.1 สามารถนำงานปริญญานิพนธ์นี้ไปประยุกต์ใช้เป็นชุดทดลองทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ได้

1.2.2 ได้เรียนรู้การทำงานของ เอชี่ ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ และ เอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์ และทำการสร้างได้จริง

1.2.3 ได้เรียนรู้วิธีการการเลียนแบบวงจรไฟฟ้าด้วยโปรแกรม Pspice และ MATLABแล้ว นำผลการเลียนแบบที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงได้

1.3 ขอบเขตของงานปริญญานิพนธ์

1.3.1 สร้างเอชี่ ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ 150 VA 45 V_{ac} ควบคุมการทำงานด้วยพัลส์

บลิวเอม(PWM: Pulse Width Modulation)ความถี่สวิดซิ่ง 10 kHz เพื่อ

จ่ายโหลดความต้านทาน (R) และโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ(R-L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.2 สร้าง เอชซี ทู เอชซี คอนเวอร์เตอร์ 1000 VA 220 V_{ac} ควบคุมการทำงานด้วยการควบคุมมุมทริก(Phase Control) จ่ายโหลดได้ทั้งโหลด R และ R-L

1.3.3 ทำการเขียนแบบวงจรไฟฟ้าด้วยโปรแกรม Pspice และ Simulink

1.4 ความหมายและการใช้งานของคอนเวอร์เตอร์ (เอชซี ทู คีซี และ เอชซี ทู เอชซี คอนเวอร์เตอร์)

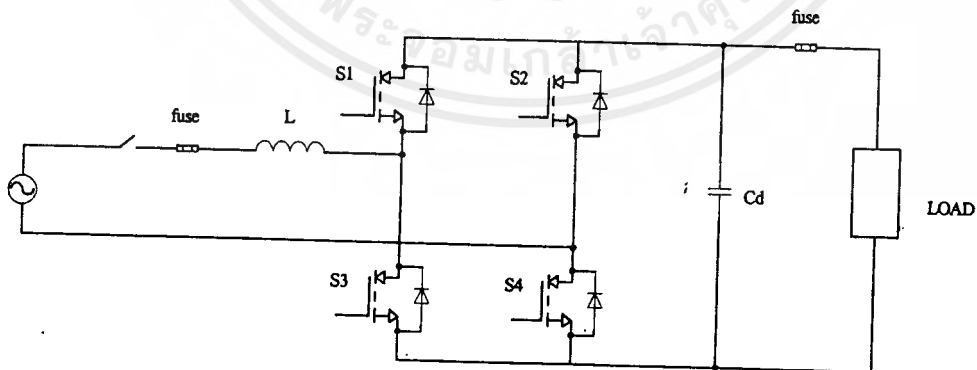
1.4.1 เอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นกระแสตรงให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตตามต้องการโดยสามารถนำไฟ กระแสตรงไปจ่ายโหลด R และ R-L

1.4.2 เอชซี ทู เอชซี คอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าหรือปรับค่า อาร์เอ็มเอส (rms :Root Mean Square)ของแรงดันไฟกระแสสลับที่จ่ายโหลดให้มีระดับแรงดันตามต้องการซึ่งสามารถนำไฟกระแสสลับ ที่ได้ไปจ่ายได้ทั้งโหลด R และ R-L

1.5 หลักการทำงานเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์

1.5.1 เอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของเอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งในโครงงานนี้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตชิง โดยแสดงวงจรพื้นฐานดังรูปที่ 1 โดยใช้วงจร Single Phase Fullwave Converter



รูปที่ 1.1 แสดงวงจรพื้นฐานของ เอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในช่วงไซเคิลบวกของ V_s นั้นไोजีบีที่ทำงานก็คือ T1 กับ T4 โดยจะออน (ON) เพื่อให้กระแสไหลผ่านโหลดครบวงจร

ในช่วงไซเคิลลบของ V_s นั้นไोजีบีที่ทำงานก็คือ T2 กับ T3 โดยจะออนให้กระแสไหลผ่านโหลดครบวงจรเช่นกัน

ซึ่งไม่ว่าจะเป็นไซเคิลบวกหรือลบของ V_s ก็จะทำให้ $V_{\omega p}$ ที่เป็นไฟบวกเท่านั้น โดยการที่ไोजีบีที่แต่ละตัวจะเปิดได้นั้นต้องได้รับสัญญาณทริกจากวงจรควบคุม

การควบคุมการทำงานของเอชี่ ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นั้นมีวิธีการควบคุมได้หลายวิธีดังนี้

1. การควบคุมด้วยมุมทริก (Phase angle control)
2. การควบคุมแบบมุมสมมาตร (Symmetrical angle control)
3. การควบคุมแบบพัลส์วิดมีอดดูเลชัน (Pulse-width modulation)
4. การควบคุมด้วยไซน์ชอชอดลพัลส์วิดมีอดดูเลชัน(Pulse width modulation)

ซึ่งแต่ละวิธีการควบคุมนั้นมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันแล้วแต่ลักษณะการใช้งานของคอนเวอร์เตอร์นั้น

1.5.2. เอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์

คือการใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง (Switching Devices) ในทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นไทรสเตอร์ มาใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ จากแหล่งจ่ายไฟที่มีแรงดันคงที่ และความถี่คงที่ ให้สามารถปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้ แต่ความถี่ยังคงที่อยู่

เอชี่ ทู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์ มีทั้งหนึ่งเฟส สามเฟส หลักการควบคุมสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ

1. การควบคุมแบบปิด-เปิด (On-Off control)
2. การควบคุมมุมเฟส (Phase- angle control)

บทที่ 2

ทฤษฎีของวงจรควบคุมและวงจรถูกกำลัง

2.1 เอช ที ดี ซี คอนเวอร์เตอร์

2.1.1 วงจรควบคุม

ในการที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตชิ่งออน(ON)และออฟ (OFF) ตามเวลาที่ต้องการนั้นจะต้องอาศัยวงจรควบคุมเป็นวงจรสร้างแรงดันเพื่อทริกอุปกรณ์สวิตชิ่ง ซึ่งโองรงงานนี้เลือกใช้การควบคุมแบบ พิคับบลิวเอ็มเนื่องจากพิคับบลิวเอ็มมีข้อดี คือสามารถกำหนดการก่าจัดฮาร์โมนิกส์ในแรงดันเอาต์พุตได้ โดยการกำหนดจำนวนพัลส์ในครึ่งไซเคิลของแรงดันจากแหล่งจ่าย

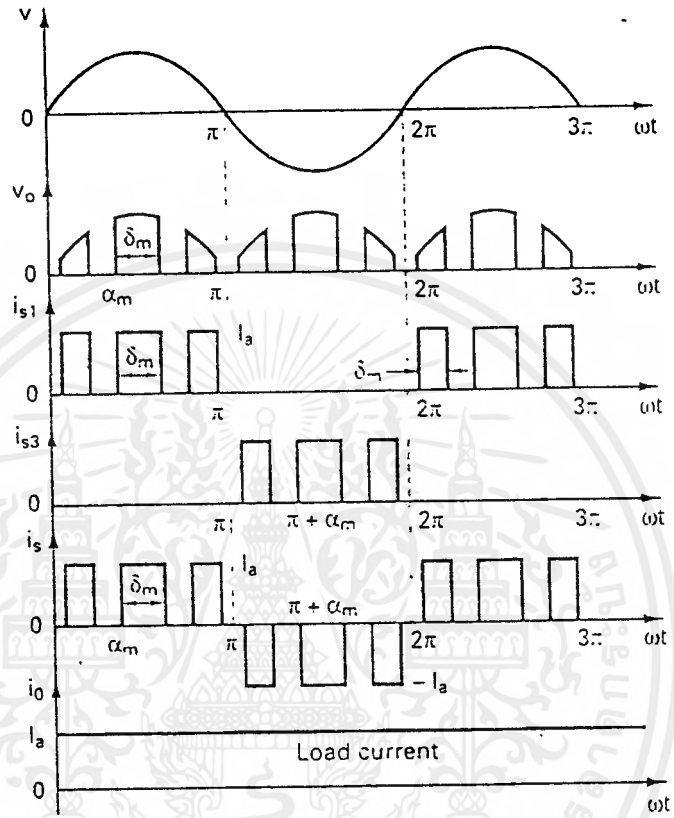
ซึ่งพิคับบลิวเอ็มนั้นความกว้างพัลส์แต่ละพัลส์จะเท่ากันและเปลี่ยนไปตามค่าขนาดของรูปคลื่นไฟกระแสตรง โดยรูปที่2.1แสดงแรงดันอินพุท, แรงดันเอาต์พุท, กระแสอินพุทและสัญญาณ PWM

โดยค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุทสามารถปรับได้โดยการเปรียบเทียบสัญญาณไฟดีซีกับสัญญาณคลื่นรูปสามเหลี่ยม ด้วยการปรับค่าดิ้วตี้ไซเคิล (Duty Cycle) จากค่า 0% - 45% (เมื่อความถี่สวิตชิ่ง 10 kHz และมีเดดไทม์ 5 μ s)

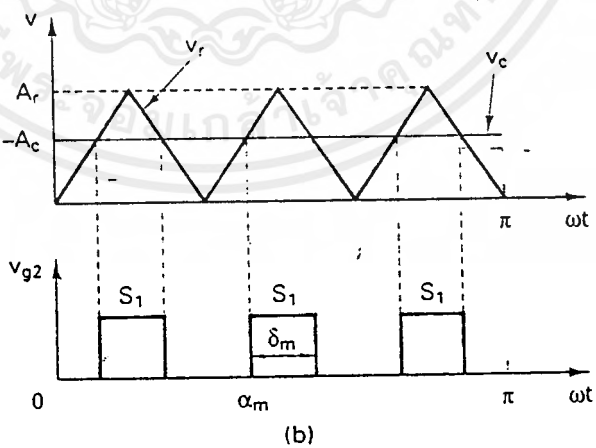
ถ้าให้ δ_m คือความกว้างของพัลส์ลำดับที่ m สามารถหาค่า อาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุทได้จากสมการที่ (2.1)

$$V_{dc} = \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} V_m \sin \omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{V_m}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m) \right] \quad (2.1)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.1 พัลส์วิตมอดคูลเลชันคอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 วงจรกำลัง

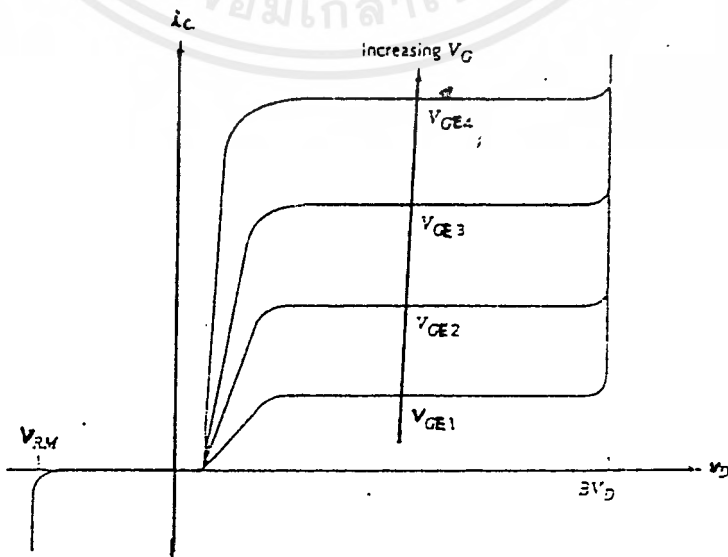
โครงการนี้ใช้วงจรกำลังแบบ Single Phase Fullwave Converter โดยเลือก ไอจีบีทีเป็น อุปกรณ์ สวิตชิง เนื่องจากเหตุผลดังนี้

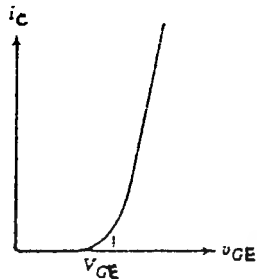
1. ไอจีบีทีใช้ที่ความถี่สวิตชิงสูงกว่าบีเจที (BJT : Bipolar Junction Transistor)
2. ไอจีบีทีใช้การควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเป็นาง่ายต่อการออกแบบและสร้างวงจรควบคุม
3. ขณะอยู่ในสภานำกระแสจะมีการสูญเสียกำลังงานต่ำกว่ามอสเฟต (MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

2.1.2.1 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า

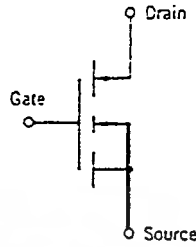
ไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนล จะมีลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.2(a) ในทิศทางฟอร์เวิร์ด(forward)จะเหมือนกับของบีเจทีที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิตแต่จะแตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยแรงดันไฟฟ้าแทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนทรานซิสเตอร์ ซึ่งในส่วนของ ไอจีบีที ชนิด พี-แซนแนล จะเหมือนกัน เพียงแต่ขั้วของความต่างศักย์และทิศของกระแสจะกลับกัน

ในรูปที่ 2.2(b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_c และ V_{GE} ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต โดยลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอด ช่วงของกระแส คอลเลกเตอร์(Collector Current)และไม่เป็นเชิงเส้น ณ.จุดที่กระแสคอลเลกเตอร์ มีค่าต่ำ เมื่อ V_{GE} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า $V_{GE(th)}$ (Thershold Voltage)ซึ่งไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะออฟโดยค่าความต่างศักย์ที่คร่อมเกท (Gate)และอีมีเตอร์(Emitter) สูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับค่ากระแสคอลเลกเตอร์(Collector) สูงสุดที่ยอมให้ไหลในไอจีบีที

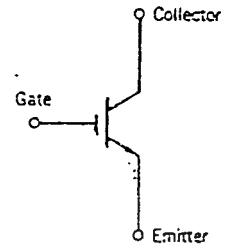




(b)



(c)



(d)

รูปที่ 2.2 คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์

(a) ลักษณะเอาท์พุท (b) Transfer Characteristic

(c),(d) สัญลักษณ์ของ ไอจีบีที ชนิด เอ็น-เซนแนล

2.1.2.2 ลักษณะการทำงาน

สถานะนำกระแส ไอจีบีที

จะนำกระแสเมื่อได้รับแรงดันไบแอสตรง คือ แรงดันที่คอลเลกเตอร์สูงกว่าแรงดันที่อีมิเตอร์และต้องได้รับแรงดันที่ระหว่างขาเกตและอีมิเตอร์มีค่าเกิน $V_{GE(th)}$ ด้วย

สถานะหยุดนำกระแส

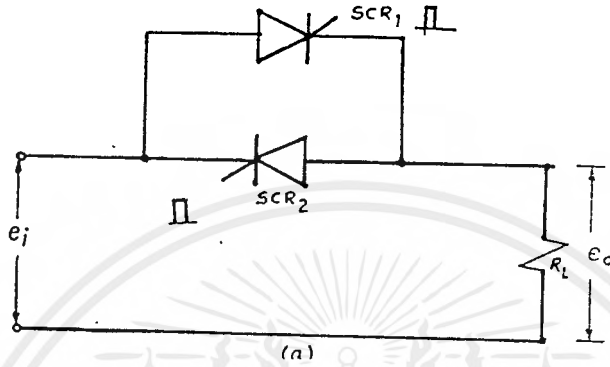
ไอจีบีทีจะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันระหว่างขาเกตและอีมิเตอร์มีค่าต่ำกว่า $V_{GE(th)}$ ดังนั้นวงจรควบคุมจะต้องสร้างสัญญาณทริกให้มีค่าแรงดันมากกว่า $V_{GE(th)}$ ในเวลาที่เหมาะสมเพื่อให้ไอจีบีที ทำงาน ได้อย่างถูกต้อง

2.2 เอซี พู เอซี คอนเวอร์เตอร์

2.2.1 การควบคุมมุมเฟส

วงจรการใช้ เอสซีอาร์ (SCR : Silicon Control Rectifier) ควบคุมแรงดันที่โหลดด้วยการควบคุมมุมทริกซึ่งสามารถควบคุมค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาท์พุทได้ วิธีนี้จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ในแรงดันโหลดมาก จึงนำมาใช้กับงานที่ไม่ต้องการรูปคลื่นแรงดันที่เป็น Sinusoidal มากนัก

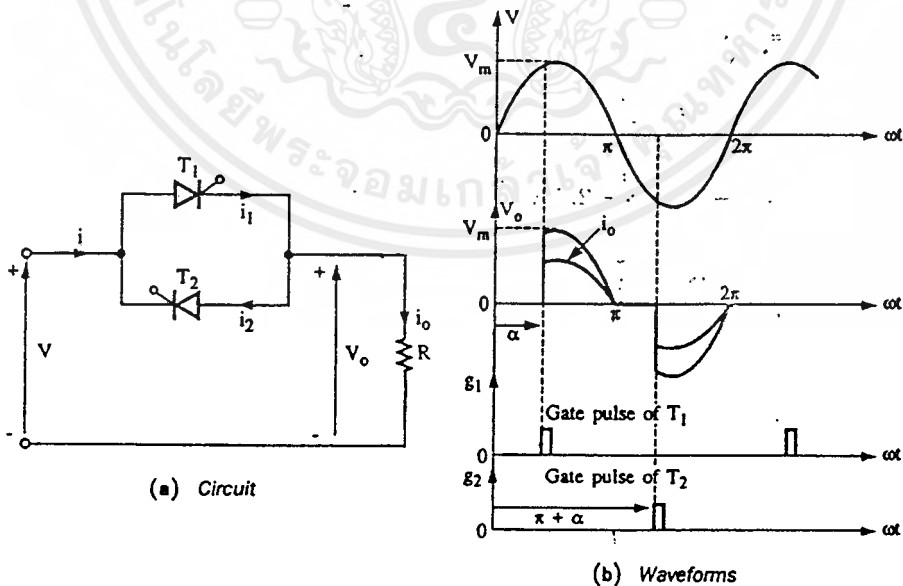
หลักการควบคุมมุมเฟส คือการสร้างสัญญาณควบคุมให้สามารถทริกที่มุมเฟสต่างๆกันได้ โดยมุมทริก (α) ของขาเกตของ T_1, T_2 จะอยู่ห่างกัน 180 องศา ดังนั้นในช่วงไซเคิลบวกแรงดัน อินพุตจะถูกควบคุมโดยการปรับมุมทริกของ T_1 และควบคุมมุมทริกของ T_2 ในช่วงไซเคิลลบ



รูปที่ 2.3 วงจรควบคุมไฟสลับแบบควบคุมเฟส

ในการศึกษาคุณสมบัติของ เอชอี ทูเอชอี คอนเวอร์เตอร์ แบบการควบคุมมุมเฟส กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นกับโหลดจะขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลดแต่ละชนิด การวิเคราะห์กระแสและแรงดัน จึงพิจารณาแยกเป็นกรณีที่แตกต่างกันกล่าวคือ กรณีที่โหลดเป็นตัวต้านทาน , กรณีที่โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ และกรณีที่โหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

กรณีโหลดเป็นตัวต้านทาน



รูปที่ 2.4 การควบคุมมุมเฟสต่อกับโหลดความต้านทาน

รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ โหลดเป็น ตัวต้านทาน มุม ทริก $\omega t = \alpha$ T_1 จะทำงานที่ $\omega t = \alpha$ และจะทำให้แรงดันที่โหลดเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย T_1 จะนำกระแสตลอดช่วงไซเคิล บวก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันตกกลงเป็น 0 ที่ $\omega t = 0$ T_2 จะถูกทริกที่มุม $\omega t = t + \alpha$ และจะนำกระแสต่อเนื่องจนถึง $\omega t = 2\pi$ แสดงดังรูปคลื่นดังรูปที่ 2.4 แม้ว่าแรงดันที่โหลด จะสมมาตรทำให้ค่าเฉลี่ยแรงดันเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามค่าเฉลี่ยคาบเวลาก็มีความสำคัญ พิจารณาได้แรงดันเฉลี่ยคือ

$$E_{O\ av} = \frac{(\sqrt{2})E}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad (2.2)$$

กระแส เอสซีอาร์เฉลี่ย $I_{SCR(av)} = \frac{(\sqrt{2})E}{2\pi R_L} (1 + \cos\alpha)$ (2.3)

ซึ่งค่า I_{SCR} เฉลี่ยสูงสุดที่มุม $\alpha = 0$

$$I_{SCR(max)} = \frac{(\sqrt{2})E}{2\pi R_L} \quad (2.4)$$

ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส จำนวนได้โดย

$$E_{O\ rms} = E \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{\pi} \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

ดังนั้นกระแสโหลดอาร์เอ็มเอสเท่ากับ

$$I_{O(rms)} = \frac{E}{R_L} \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{\pi} \right]^{1/2} \quad (2.6)$$

และค่ากระแสที่ผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัว

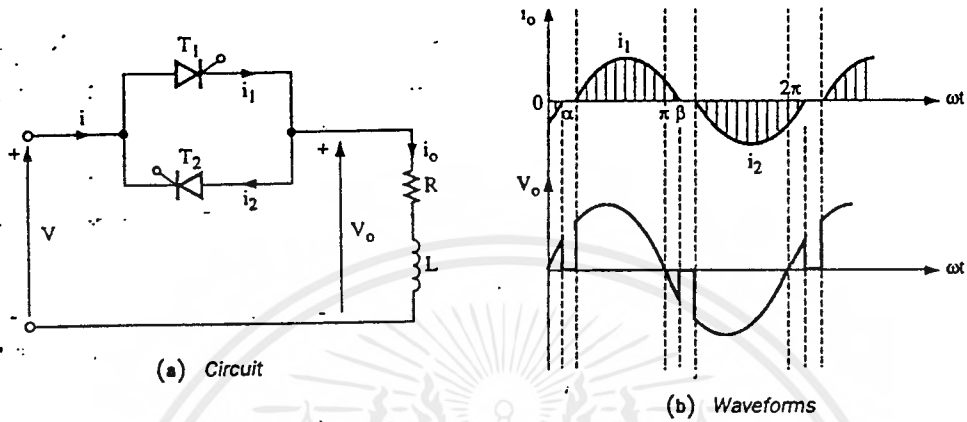
$$I_{SCR(rms)} = \frac{E}{(\sqrt{2})R_L} \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{\pi} \right]^{1/2} \quad (2.7)$$

กำลังเอาท์พุทที่โหลดเท่ากับ

$$P_O = E_{O(rms)} I_{O(rms)} = \frac{E^2}{\pi R_L} \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{2} \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \text{Power Factor} &= \frac{E_{O(rms)} I_{O(rms)}}{E I_{O(rms)}} = \frac{P_O}{E I_{O(rms)}} \\ &= \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}{\pi} \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

กรณีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ
ซึ่งโหลดโดยทั่วไปมักจะเป็นโหลด RL ซึ่งจะมีรูปคลื่นแสดงดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 การควบคุมมุมเฟสกับโหลด RL

กระแสจะเป็นไปตามสมการ Differential Equation

$$L \frac{di}{dt} + R_i i = (\sqrt{2})E \sin \omega t \tag{2.10}$$

แก้สมการจะได้

$$i = \frac{(\sqrt{2})E}{Z_L} \sin(\omega t - \phi) + C e^{-\omega t / \tan \phi} \tag{2.11}$$

ด้วยเงื่อนไขเริ่มต้น $i = 0$ ที่ $\omega t = \alpha$

$$i = \frac{(\sqrt{2})E}{Z_L} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-(\omega t - \alpha) / \tan \phi} \right] \tag{2.12}$$

$$Z_L = (\sqrt{R_L^2 + \omega^2 L^2})$$

$$\tan \phi = \frac{\omega L}{R}$$

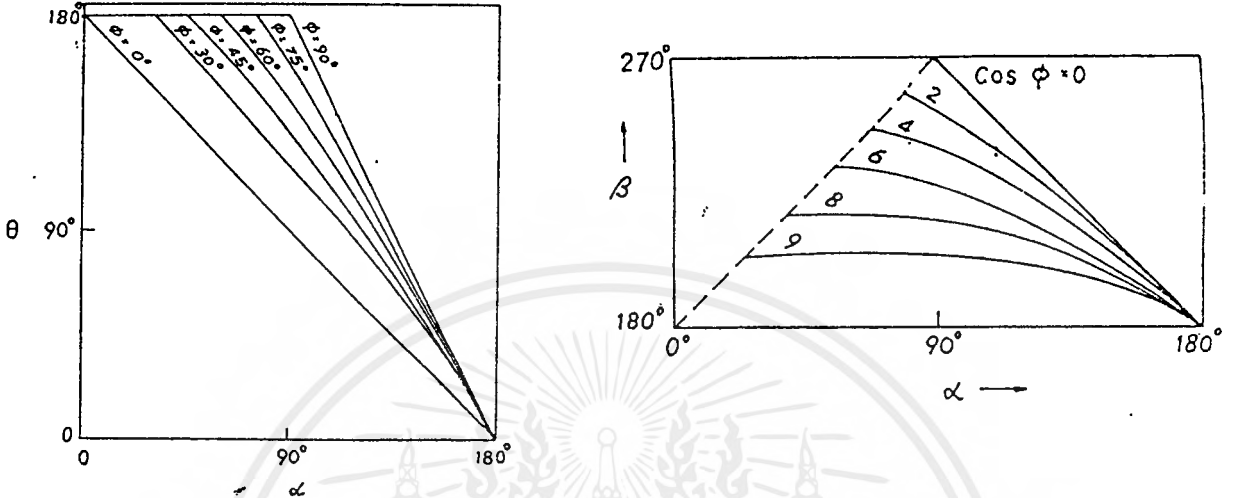
กระแสใน เอสซีอาร์ เริ่มไหลเมื่อ $\omega t = \alpha$ จะลดลงเป็นศูนย์ที่ $\omega t = \beta$ ตามสมการที่ (2.11)

$$i = (\sqrt{2})E \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-(\omega t - \alpha) / \tan \phi} \right] \tag{2.13}$$

จัดรูปใหม่เป็น $\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi) e^{-\theta / \tan \phi}$ (2.14)

โดยที่ $\theta =$ มุมที่เอสซีอาร์นำกระแสเท่ากับ $\beta - \alpha$

ค่า β และ θ สามารถนำมาพล็อตเทียบกับมุม α และ ϕ แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ของ มุม β และ θ เทียบกับมุม α

จากสมการ(2.12) จะทำให้ทราบว่ากระแสเอาท์พุทจะไม่ต่อเนื่องที่ $\alpha > \phi$ แรงดันและกระแสเอาท์พุทจะสูงสุดที่ $\alpha = \phi$ และมีรูปคลื่นเป็น Sinusoidal มุมทริกไม่สามารถน้อยกว่า ϕ ได้ ซึ่งถ้าเป็นพัลส์เดี่ยว เอสซีอาร์ ไม่ทำงานเพราะการนำกระแสที่ต่อเนื่องของ อีกตัวหนึ่ง ทำให้มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรเรียงกระแส(Rectifier circuits)ซึ่งสามารถป้องกันได้โดยใช้สัจญานทริกที่ยาวเพื่อให้เอสซีอาร์ ทำงานที่ ϕ แม้ว่ามุมทริก $\omega t < \phi$

ค่าเฉลี่ยแรงดันที่โหลด

$$E_{O(av)} = \frac{(\sqrt{2})E}{\pi} (\cos\alpha - \cos\beta)$$

$$= \frac{2(\sqrt{2})E}{\pi} \sin \frac{\phi}{2} \sin \left(\frac{\alpha + \phi}{2} \right) \quad ; \quad (2.15)$$

$$I_{O(av)} = \frac{2(\sqrt{2})E}{\pi R_L} \sin \frac{\phi}{2} \sin \left(\frac{\alpha + \phi}{2} \right) \quad (2.16)$$

กระแสผ่าน เอสซีอาร์ เฉลี่ย

$$I_{SCR(av)} = \frac{(\sqrt{2})E}{\pi R_L} \sin \frac{\phi}{2} \sin \left(\frac{\alpha + \phi}{2} \right) \quad (2.17)$$

ค่าแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{O \text{ rms}} = \frac{E [\theta - \sin\theta \cos(2\alpha + \theta)]^{1/2}}{\pi} \quad (2.18)$$

ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสไหล

$$I_{O \text{ rms}} = \frac{E [\theta - \sin\theta \cos(2\alpha + \theta + \varphi)]^{1/2}}{Z_L \pi \pi \cos\varphi} \quad (2.19)$$



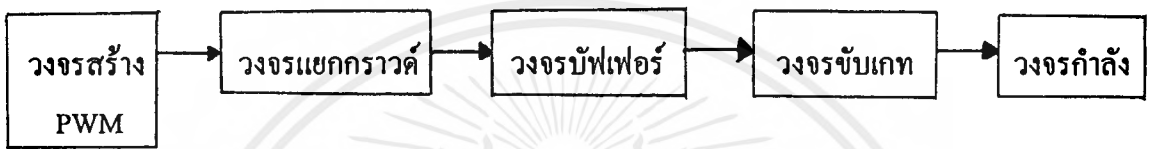
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างระบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

3.1 เอช ที คีซี คอนเวอร์เตอร์

3.1.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของวงจรเอช ที คีซี คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างและส่วนประกอบของเอช ที คีซี คอนเวอร์เตอร์
จากรูปที่ 3.1 สามารถอธิบายถึงการออกแบบวงจรในแต่ละส่วนได้ดังนี้

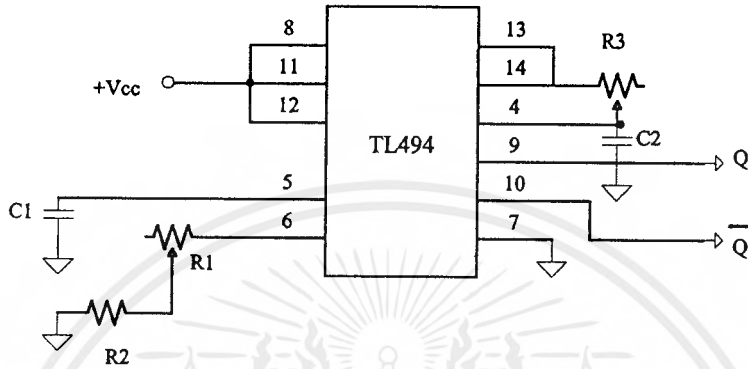
3.1.1.1 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิเวียม

จะใช้ไอซี TL494 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับสร้างสัญญาณพีคดับลิเวียม เนื่องจากในตัว TL494 มีพีคดับลิเวียม คอมพาราเตอร์ (PWM Comparator) ซึ่งเป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณ สามารถปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ช่วงกว้างคือประมาณ 500 Hz ถึง 500 kHz โดยการปรับค่าความต้านทานที่ขา 6 และกำหนดค่าตัวเก็บประจุที่ขา 5 ตามสมการ (3.1) ที่ได้จากคาต้าชีท

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \times C_T} \quad (3.1)$$

โดยที่ f_{osc} คือความถี่สวิตชิ่ง
 R_T คือความต้านทานที่ขา 6
 C_T คือค่าตัวเก็บประจุที่ขา 5

ซึ่งต่อวงจร ดังรูปที่ 3.2



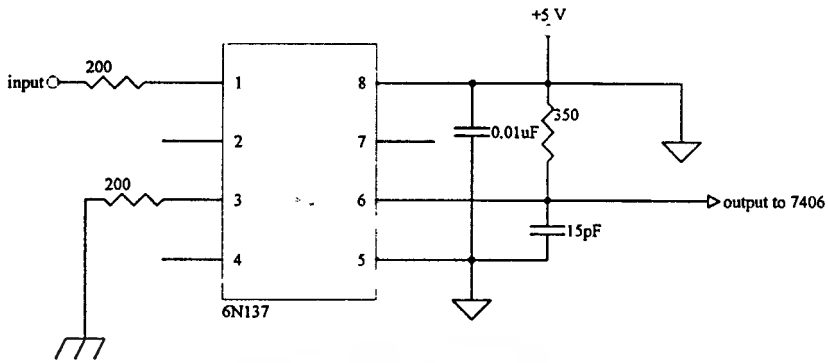
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม

ซึ่งเอาท์พุทที่ได้จากขา 9 และขา 10 นั้นจะเป็นสัญญาณ PWM ที่มีเคคไทม์ต่อกันซึ่งสามารถนำไปเข้าวงจรส่วนอื่นๆ เพื่อขับ ไอจีบีทีต่อไป

3.1.1.2 วงจรแยกกราวด์

เมื่อได้สัญญาณเอสพีคดับลิวเอ็มที่มีเคคไทม์ แล้วจะนำมาผ่านวงจรแยกกราวด์ก่อนเข้าสู่วงจรขับ เพื่อเป็นการลดสัญญาณรบกวนต่างๆจากส่วนกำเนิดสัญญาณไม่ให้ไปรบกวนวงจรในส่วนการขับอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งโครงการนี้เลือกใช้ IC Photocoupler เบอร์ 6N137 ของ SHARP เนื่องจากเป็น Photocoupler ชนิด Super-high speed response และต้องการกระแสขับต่ำ โดยมีวงจรดังรูปที่

3.3

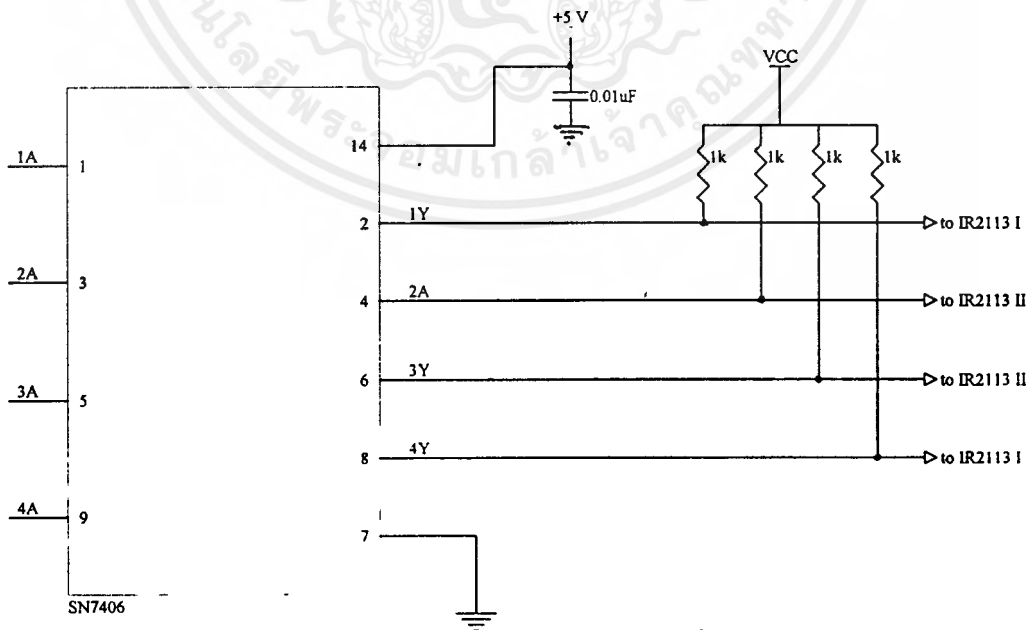


รูปที่ 3.3 แสดงวงจรแยกกราวด์

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ากราวด์ของด้านอินพุตกับด้านเอาต์พุต เป็นคนละกราวด์กัน โดยรับอินพุตที่เป็นสัญญาณเอสพีคดับลิเอ็มขนาดแรงดัน 4.5V. เมื่อผ่าน 6N137 จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณคล้ายเอสพีคดับลิเอ็มแต่จะอินเวอร์ส (Inverse) กับสัญญาณอินพุตและมีขนาดแรงดันเป็น 5 V.

3.1.1.3 วงจรบัฟเฟอร์

เอาต์พุตวงจรแยกกราวด์ มีขนาดแรงดัน 5 V และอินเวอร์สกับสัญญาณที่ต้องการอยู่ ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณควบคุมที่มีอยู่เข้าวงจรบัฟเฟอร์เพื่ออินเวอร์ส สัญญาณควบคุมให้กลับสู่สภาพเดิมด้วย IC เบอร์ 7406 ของ Texas Instruments โดย 7406 ภายในประกอบด้วยอินเวอร์สเกท 6 ชุด ซึ่งการต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 3.4



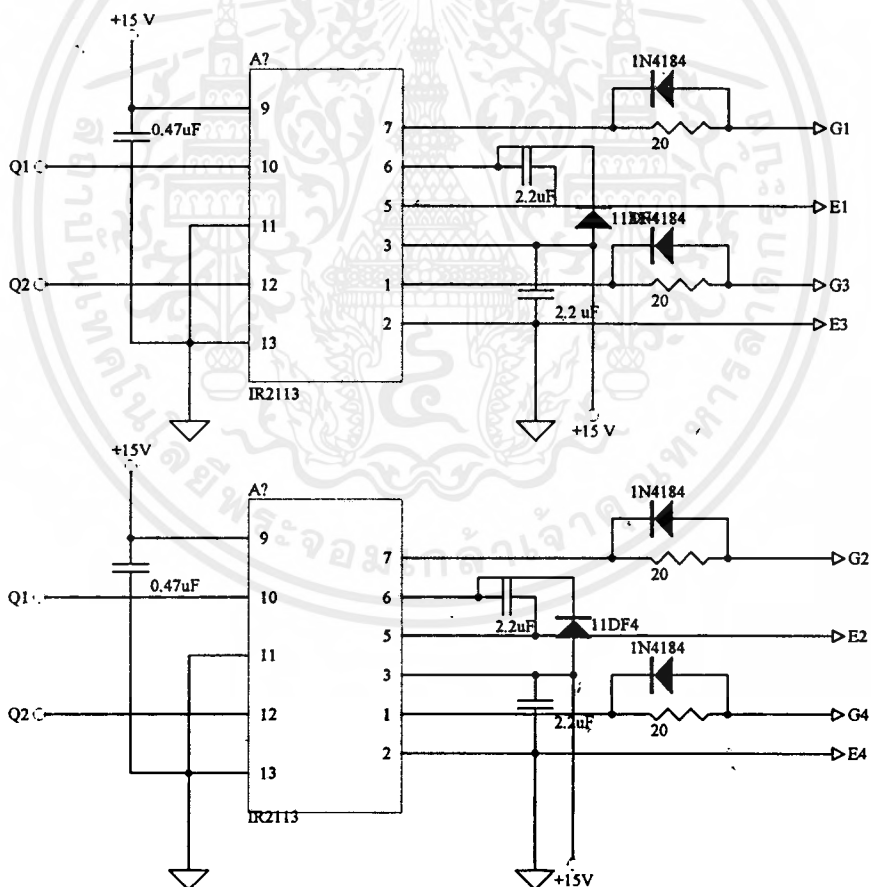
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่ามีการต่อวงจรแบบโอเพนคอลเลกเตอร์ (Open Collector) เพื่อขยายสัญญาณควบคุมจาก 5 V. ให้เป็น 15 V. เพื่อนำเอาท์พุทที่ได้จ่ายเข้าวงจรขับ

3.1.1.4 วงจรขับเกท

ก่อนจะนำสัญญาณควบคุมไปจ่ายให้อิจีบีทีต้องผ่านวงจรขับเกทก่อน โดยเลือกใช้ IC เบอร์ IR2113 ของ IR ซึ่งเป็น IC High Voltage MOS Gate Driver เพื่อขับ N-channel Power MOSFET หรืออิจีบีทีโดยเฉพาะที่การใช้งานมีความถี่สูง โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.5



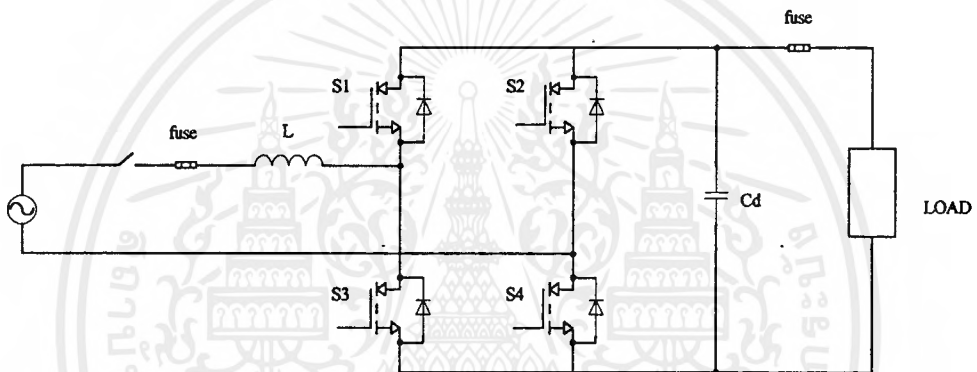
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณเอสพีดับเบิลเอ็มที่พร้อมจะใช้ขับเคลื่อนของ ไอจีบีทีที่ได้แล้ว แต่ในการป้องกันสัญญาณควบคุมเพื่อขับเคลื่อน ไอจีบีทีทั้ง 4 ตัวต้องระวังไม่ก่อให้เกิดการรบกวนพร้อมกันของ ไอจีบีทีในกิ่ง (branch) เดียวกัน มิเช่นนั้นจะเกิดการลัดวงจรได้

3.1.1.5 วงจรสวิตชิงกำลัง

ประกอบด้วย ไอจีบีที 4 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter) ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสวิตชิงกำลัง

จากที่กล่าวข้างต้นแล้วว่าการป้องกันสัญญาณควบคุมให้ ไอจีบีทีนั้นต้องไม่ให้เกิดการรบกวนของ ไอจีบีทีพร้อมกัน 2 ตัวที่อยู่ในกิ่งเดียวกัน (IGBT1 กับ IGBT3 หรือ IGBT2 กับ IGBT4)

วงจรถูกป้องกันสัญญาณควบคุมให้ IGBT1 กับ IGBT4 ทำงานนำกระแสใน ไซเคลบวกของ V_{ac} และจะถูกป้องกันสัญญาณควบคุมให้ IGBT2 กับ IGBT3 ทำงานนำกระแสใน ไซเคลลบของ V_{ac}

ซึ่งได้เลือกใช้ ไอจีบีทีของโมโตโรล่าเบอร์ MGY30N60D ซึ่งมีพิคคแรงดัน 600 V , พิกคกระแส 50 A ที่ 25 องศาเซลเซียส , 30 A ที่ 90 องศาเซลเซียส โดยมีไดโอดชนิดซอฟท์รีคอปเวอริอัลตราฟาส (Soft recovery ultra fast) ประกอบอยู่ด้วย ซึ่งจะเห็นว่าพิคคของ ไอจีบีทีที่ใช้มีขนาดมากกว่าพิคคที่จะใช้จริงนั้นก็เพื่อเป็นการเผื่อไว้สำหรับการขยายพิคคของคอนเวอร์เตอร์ในภายหน้า

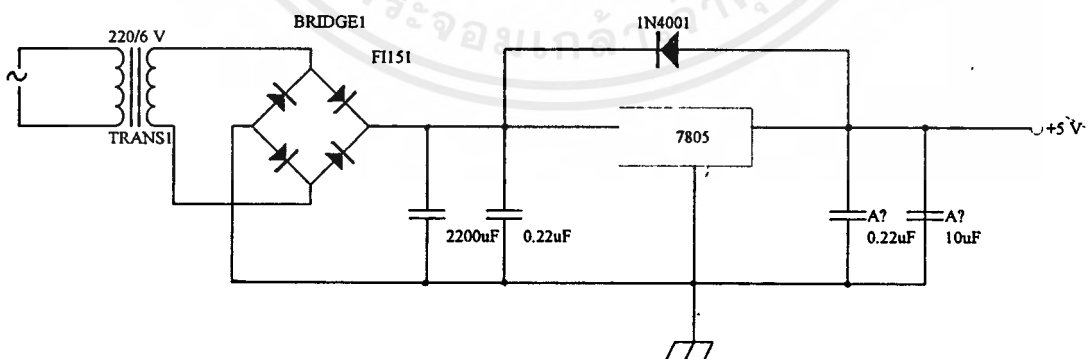
เนื่องจากไอจีบีที ที่เลือกใช้มีไดโอดพร้อมอยู่ในตัว ดังนั้นในช่วงที่เป็นไซเคิลบวกของไฟ จากแหล่งจ่ายนั้น เมื่อมีสัญญาณทริกให้ไอจีบีทีตัวที่ 2 และ 3 ทำงาน จะทำให้เกิดการลัดวงจรเกิดขึ้นที่แหล่งจ่าย ดังนั้นเพื่อป้องกันการลัดวงจรนี้จึงใส่ตัวเหนี่ยวนำ L_s เพื่อจำกัดขนาดของกระแส ในช่วงนั้นไม่ให้มากเกินไป

เมื่อวงจรสวิตชิ่งกำลังได้รับแรงดันจากแหล่งจ่ายแล้ววงจรจะทำการแปลงแรงดันจากไฟ กระแสกลับเป็นไฟกระแสตรงด้วยการต่อวงจรแบบฟูลเวฟคอนเวอร์เตอร์และรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะถูกตัดเป็นช่วงด้วยผลจากการควบคุมคอนเวอร์เตอร์แบบพีคบัลลิสต์ ดังรูปที่ 2.1 (ที่แสดงแรงดันเอาต์พุต) โดยที่ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุตจะถูกปรับค่าได้จากการปรับค่าดีวีดีไซเคิลของสัญญาณพีคบัลลิสต์นั่นเอง

จากรูปที่ 3.6 ยังจะเห็นได้ว่าการใส่ตัวเก็บประจุ C_d เพื่อปรับปรุงรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตไม่ให้มีเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมมากเกินไป โดยในปริยญาณิพนธ์นี้กำหนดไว้ไม่ให้มีค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมเกิน 10 %

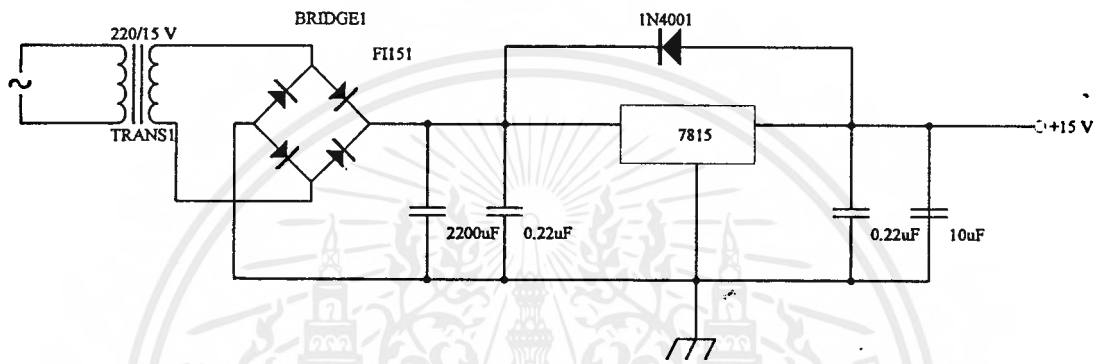
3.1.1.6 วงจรไฟเลี้ยง +5, +15 V

ในไอซีที่ใช้แต่ละตัวต้องการไฟเลี้ยงแตกต่างกันมีทั้ง +5 V และ +15 V ซึ่งวงจรสร้างนั้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 ตามลำดับ



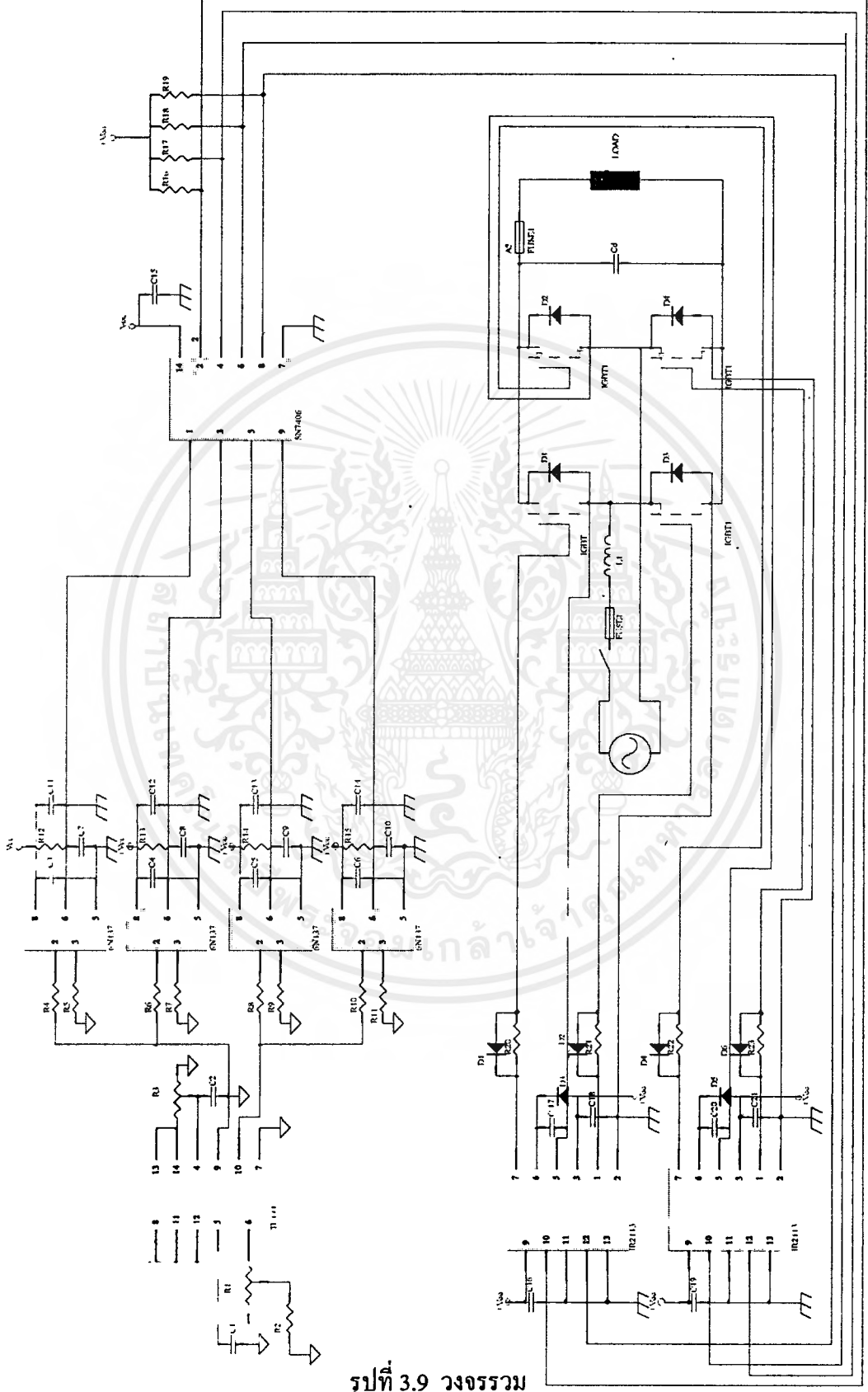
รูปที่ 3.7 วงจรไฟเลี้ยง +5 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรไฟเลี้ยง +15 V

3.1.1.7 วงจรรวม



รูปที่ 3.9 วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ R_9 ทำหน้าที่กำหนดความลาดชันของสัญญาณแรมป์ภายใน TCA785 และ R_{11} ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันที่ขา 11 ซึ่งใช้ทั้งสองตัวเป็นตัวปรับมุมทริก โดยที่ R_9 มีผลให้การปรับมุมทริกเป็นไปได้ช้าหรือเร็วในขณะที่ปรับ R_{11} ไปเท่าๆกัน

3.2.2 วงจรออปโตคัปเปอร์

เพื่อป้องกันอันตรายสัญญาณรบกวนที่อาจจะเกิดกับวงจรสร้างสัญญาณทริกจากวงจรกำลัง จึงแยกวงจรควบคุมกับวงจรกำลังโดยใช้ออปโตคัปเปอร์ MOC3010 ซึ่งมีตัวขับเอาต์พุตเป็นไตรแอก (Triac Driver Output) จึงใช้เพียงตัวสำหรับสัญญาณทริก 2 สัญญาณ จากเอาต์พุตวงจรสร้างสัญญาณทริกขา 14, 15 นำมาต่อรวมกันที่ขา 1 - ของ MOC3010 R_{14}, R_{15} จะจำกัดกระแสไม่ให้เกินพิกัดของ LED ของ MOC3010 LED จะส่งผ่านสัญญาณทางแสงให้ไตรแอกทริกเอสซีอาร์ให้ทำงานตามสัญญาณทริกที่เข้ามาที่ขา 1 จากขา 14, 15 ของ TCA785

3.2.3 วงจรกำลัง

การสร้างวงจรกำลัง ในโครงการนี้มีเป้าหมายสร้างเอชทูเอชคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมมุมเฟสที่พิกัด 220 โวลต์ 1000 VA ใช้เอสซีอาร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเลือกพิกัด เอสซีอาร์ ที่ทนแรงดันได้มากกว่า $2 \times \sqrt{2} = 311$ V และมีพิกัดกระแสมากกว่า $1000/220 = 4.5$ A โดยเลือกเอสซีอาร์เบอร์ TYN610 ทนแรงดันสูงสุด 600 V มีพิกัดกระแส 6 A และนำมาต่อขานานกลับทิกกันดังรูปที่ 3.14

นอกจากพิกัดแรงดันและกระแสของเอสซีอาร์แล้วยังมีข้อมูลอื่นที่จำเป็นสำหรับการออกแบบและการสร้าง กล่าวคือ

แรงดันพังขณะไบแอสตรง (FORWARD BREAKDOWN VOLTAGE)

คือแรงดันที่ป้อนชั่วคราวให้กับอาโนด และลบให้กับคาโทด แล้ว เอสซีอาร์ จะนำกระแสได้โดยที่การนำกระแสของ เอสซีอาร์ นี้ ไม่ต้องมีกระแสทริก สัญญลักษณ์ที่ใช้แทนจุดนี้ใช้ V_{BO} , V_{FB} ในการใช้งาน เอสซีอาร์ เรามักจะไม่ใช้ เอสซีอาร์ นำกระแสที่จุดนี้ เพราะจะทำให้ เอสซีอาร์ เสียหายได้ เช่น แรงดันที่เราใช้งานจ่ายไฟสูงสุด 400 V เราจะต้องให้แรงดันจุดนี้ของ เอสซีอาร์ มากกว่า 400 V

แรงดันบล็อกกิงขณะไบแอสตรง (FORWARD BLOCKING VOLTAGE)

คือค่าแรงดันสูงสุดที่คร่อม เอสซีอาร์ ซึ่งยังไม่ทำให้มันนำกระแส ถึงแม้จะเป็นทิศทางการไบแอสตรง (FORWARD BIAS) ก็ตาม โดยปกติจะถือเอาช่วงแรงดันจาก 0 จนถึงแรงดันพังขณะไบแอสตรง (FORWARD BREAKDOWN VOLTAGE) คือช่วง BLOCKING และค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FORWARD BLOCKING VOLTAGE ก็คือค่าสูงสุดของการ BLOCKING เพราะฉะนั้นจึงถือว่าเป็นจุดเดียวกัน สัญลักษณ์ที่ใช้ V_{EOM} , $V_{F(OFF)}$, V_{FX}

กระแสไบแอสตรงสูงสุด (MAXIMUM FORWARD CURRENT)

คือค่ากระแสจำนวนมากที่สุดในการใช้งานที่ เอสซีอาร์ ยอมให้ไหลผ่านตัวมันโดยไม่ทำให้ เอสซีอาร์ ชำรุด เพราะกระแสนี้จะเป็นกระแสที่ทำให้รอยต่อเกิดความร้อนจนมันพังได้ ดังนั้นในขณะที่ใช้งานจึงจะต้องเลือกค่านี้ให้พอเหมาะ จากข้อแนะนำของผู้ผลิตได้กล่าวไว้ว่า ถ้าให้กระแสใช้งานมีค่าเฉลี่ย 1 A จะต้องเลือกใช้ เอสซีอาร์ ที่มีกระแสน้อยอย่างน้อย 1.5 A และต้องมีแบ่งระบายความร้อนด้วย สัญลักษณ์ที่ใช้ I_{FMAX}

แรงดันไบแอสกลับสูงสุด (PEAK REVERSE VOLTAGE)

ค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างแอนโอดกับคาโทดสูงสุดที่ไม่ทำให้เอสซีอาร์ พังเสียหายได้ สัญลักษณ์ที่ใช้ V_R

กระแสโฮลดิ้ง (HOLDING CURRENT)

เป็นค่ากระแสต่ำสุดที่สามารถรั้งให้ เอสซีอาร์ ยังคงอยู่ในสภาพออนต่อไปได้ หลังจากที่ได้กระตุ้น เอสซีอาร์ แล้ว ถ้ากระแสที่ผ่านตัว เอสซีอาร์ ถูกลดลงให้ต่ำกว่ากระแสโฮลดิ้งคั้งนี้แล้ว เอสซีอาร์ จะต้องกลับไปสภาพออฟทันที กระแสโฮลดิ้งนี้จะมีค่าสูงขึ้น เมื่อมีอุณหภูมิลดลง สัญลักษณ์ที่ใช้ I_H

กระแสกระชอกสูงสุด (MAXIMUM PEAK SURGE CURRENT)

เป็นค่าสูงสุดของกระแสที่ เอสซีอาร์ ยอมให้ไหลผ่านได้ในช่วงระยะเวลาสั้นๆ ประมาณครึ่งวินาที ค่านี้จะมีค่าสูงมากเช่น I_F เท่ากับ 5 A แต่กระแสนี้อาจจะมีค่าถึง 35 A สัญลักษณ์ที่ใช้ $I_{F(SURGE)}$

กระแสจุดชนวนเกต (GATE TRIGGER CURRENT)

เป็นกระแสที่ใช้ในการทริกหรือจุดชนวนให้ เอสซีอาร์ ทำงานได้ โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะบอกค่ากระแสนี้เป็นค่าต่ำสุด ค่ากระแสนี้อาจจะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้ สัญลักษณ์ที่ใช้ $I_{GT(MIN)}$

แรงดันจุดชนวนเกต (GATE TRIGGER VOLTAGE)

เป็นค่าแรงดันที่ใส่เข้าทางเกตเมื่อเทียบกับคาโทด แรงดันที่ให้ที่เกทนี้ถ้ามีค่าเท่ากับแรงดันจุดชนวนแล้ว จะทำให้ เอสซีอาร์ นำกระแส สัญลักษณ์ที่ใช้ V_{GT}

อุณหภูมิรอยต่อ (JUNCTION TEMPERATURE)

คือ อุณหภูมิสูงสุดระหว่างรอยต่อของสารพีเอ็น (PN) ภายในตัว เอสซีอาร์ ที่จะยอมให้เกิดขึ้นระหว่างที่ เอสซีอาร์ นำกระแส ใช้สัญลักษณ์ T_j

DELAY TIME

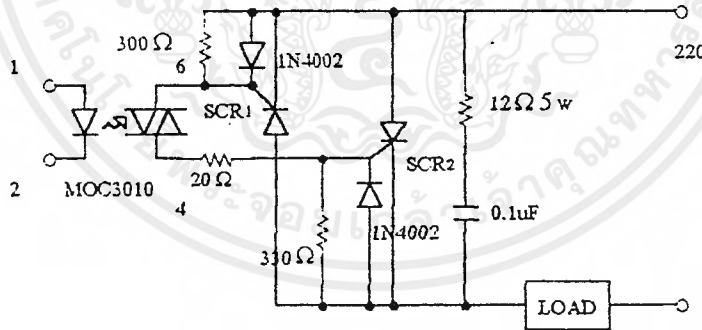
คือ เวลาที่เสียไปในการเทิร์นออน(TURN ON) เริ่มนับตั้งแต่เวลาที่กระตุ้นเกท จนถึง 10 % ของการนำกระแสเต็มที่ใช้สัญลักษณ์ T_{α}

ค่า dV/dt

เป็นค่าต่ำสุดที่กำหนดของอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไบแอสที่คร่อม เอสซีอาร์ ที่จะเปลี่ยนทำให้มันเปลี่ยนสถานะเข้าสู่การนำกระแส ถ้าแรงดันที่อาโนดของ เอสซีอาร์ เพิ่มขึ้นเร็วกว่า dV/dt ผลของค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้นภายใน เอสซีอาร์ จะทำให้เกิดกระแสจำนวนมากพอไหลเข้าขาเกต (ภายใน) ทำให้ เอสซีอาร์ นำกระแสเองได้ทุกอย่างที่ไม่มีพัลส์ มาป้อนที่เกตจากภายนอกเลย ตามปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 3 V/ μ s จนถึง 125 V/s

ค่า di/dt

คือ อัตราการเพิ่มของ I_A ถ้าอัตราการเพิ่มของ I_A เกินกว่าค่า di/dt กระแสจะไหลผ่านรอยต่อของสารกึ่งตัวนำไม่ทั่วพื้นที่ จะไหลผ่านเฉพาะจุดบริเวณที่เริ่มนำกระแสก่อนเท่านั้น ดังนั้นบริเวณนั้นจะเกิดความร้อนขึ้นสูงมากเกินกว่าที่มันจะทนได้และจะเกิดเสียหายได้ในที่สุด ค่า di/dt จะมีค่าอยู่ระหว่าง 100 A/ μ s ถึง 400 A/ μ s



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรอุปโตคัมเปอร์และการต่อเอสซีอาร์ในวงจรกำลัง

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจร เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับเอสซีอาร์ในวงจรขณะทำงาน

การคำนวณค่า R_S, C_S ในวงจร Snubber กำลังงานสูญเสียใน R_S [2]

$$C_S = \frac{I_{P(PK)} \times t_{OFF}}{2V_{in}} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_s = \frac{t_{ON(min)}}{2.3C_s} \quad (3.3)$$

โดยที่ $P_D = \frac{C_s(2V_{IN})^2}{2T} \quad (3.4)$

$I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเอสซีอาร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเอสซีอาร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเอสซีอาร์

P_D คือ กำลังงานสูญเสียใน R_s

T คือ คาบเวลาการทำงานของเอสซีอาร์

T_{OFF}, T_{ON} ของทรานซิสเตอร์ทั่วไป 10-20 μs , 2-3 μs ตามลำดับ

คำนวณค่า C_s จากสมการ (I)

$$C_s = \frac{5 \times 100 \mu s}{2(200\sqrt{2})}$$

$$= 0.08 \mu F$$

ในโครงการนี้เลือกใช้ 0.1 μF

$$R_s = \frac{2}{2.3(0.1)}$$

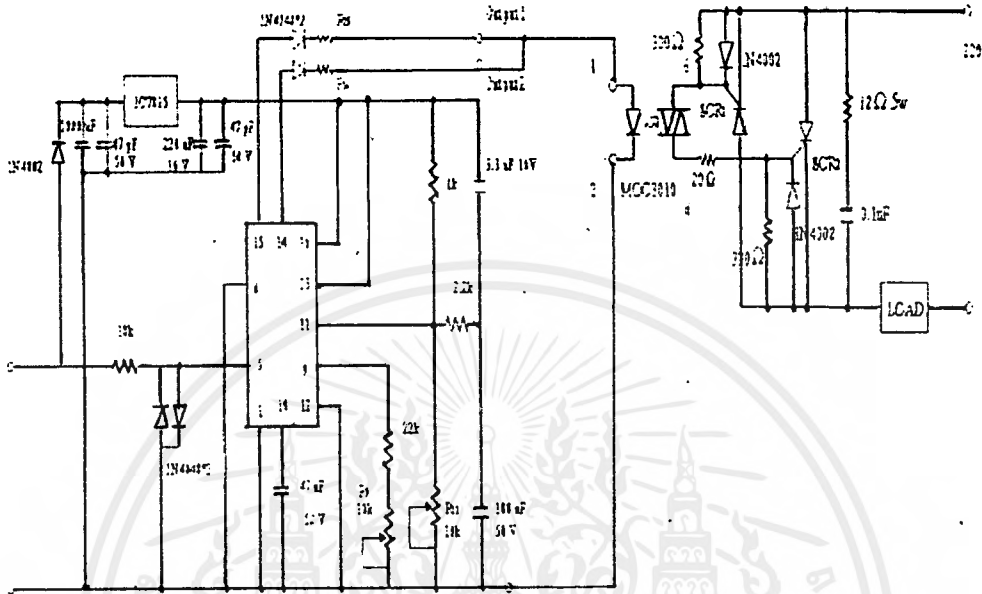
$$= 8.69 \Omega$$

$$P_D = \frac{(0.1\mu F)(2 \times 220\sqrt{2})^2}{20 \text{ ms}}$$

$$= 1.9 \text{ W}$$

เลือก $R_s = 15 \Omega$ 5 วัตต์

3.2.4 วงจรรวม



รูปที่ 3.12 วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

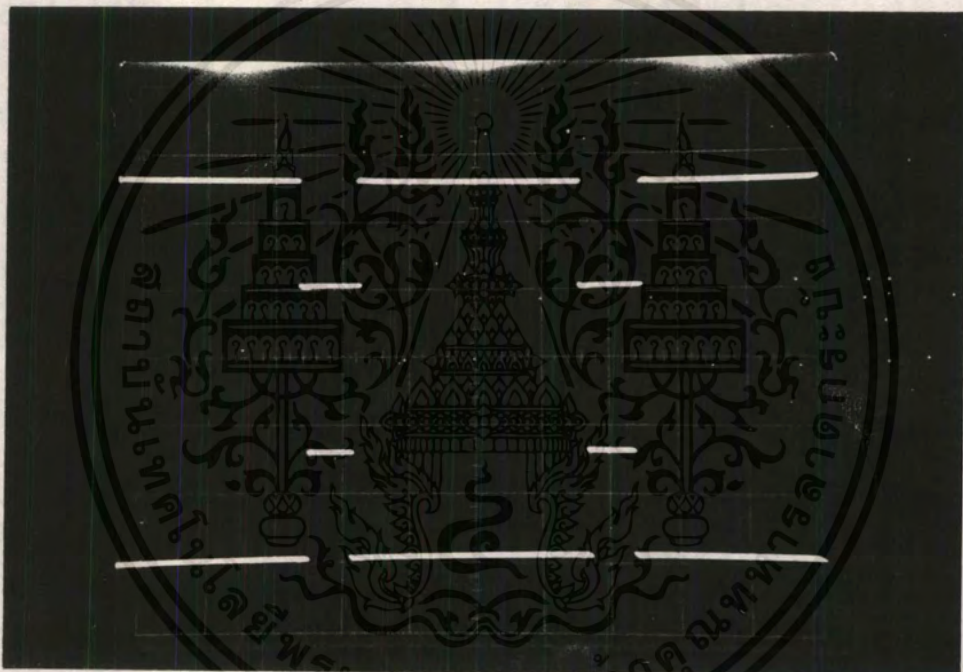
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 เอช ที ซี คอนเวอร์เตอร์

4.1.1 การทดลองทางฮาร์ดแวร์

4.1.1.1 ผลการทดลองสร้างสัญญาณควบคุม

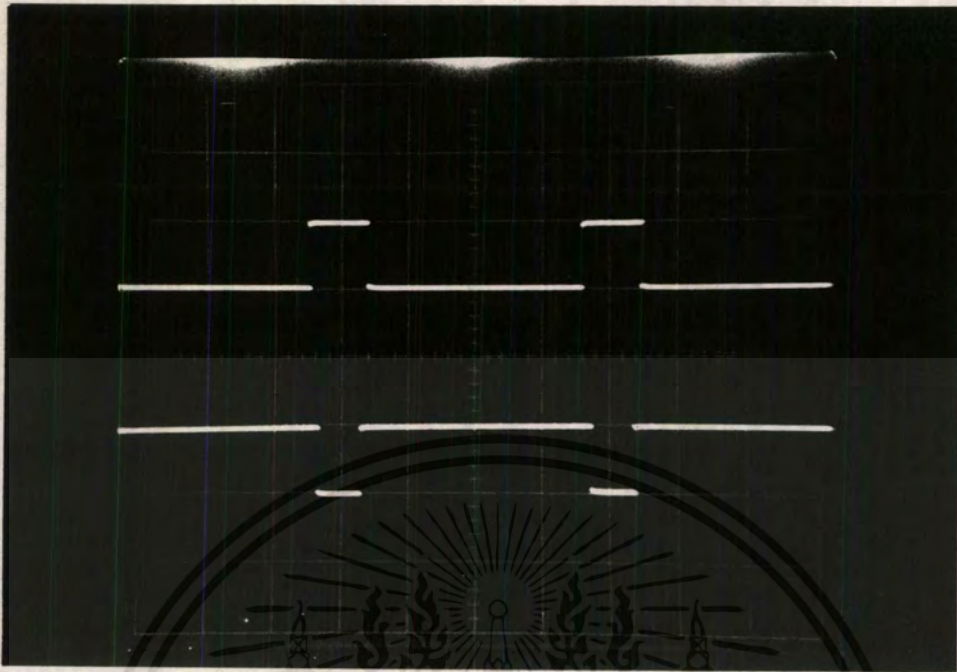
โดยการทดลองสร้างสัญญาณควบคุมนี้ขึ้นต้น จะใช้ความถี่สวิตซ์ประมาณ 5 kHz
ก่อน



แกนตั้ง : แรงดัน 10 V/division

แกนนอน : เวลา 50 μ s / division

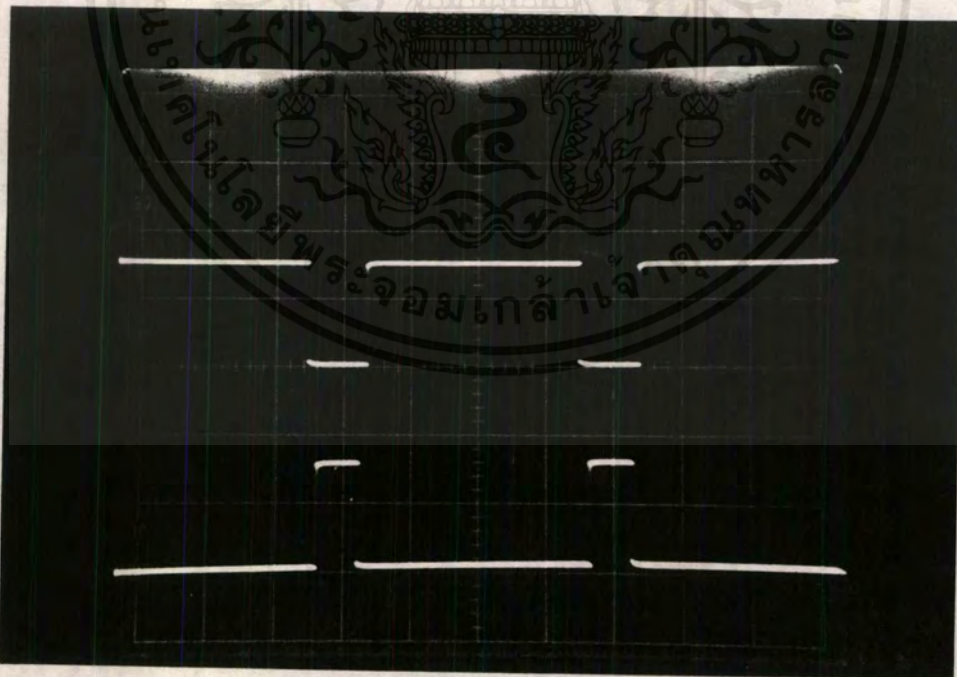
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ



แกนตั้ง : แรงดัน 5 V/division

แกนนอน : เวลา 50 μ s / division

รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรแยกกราวด์

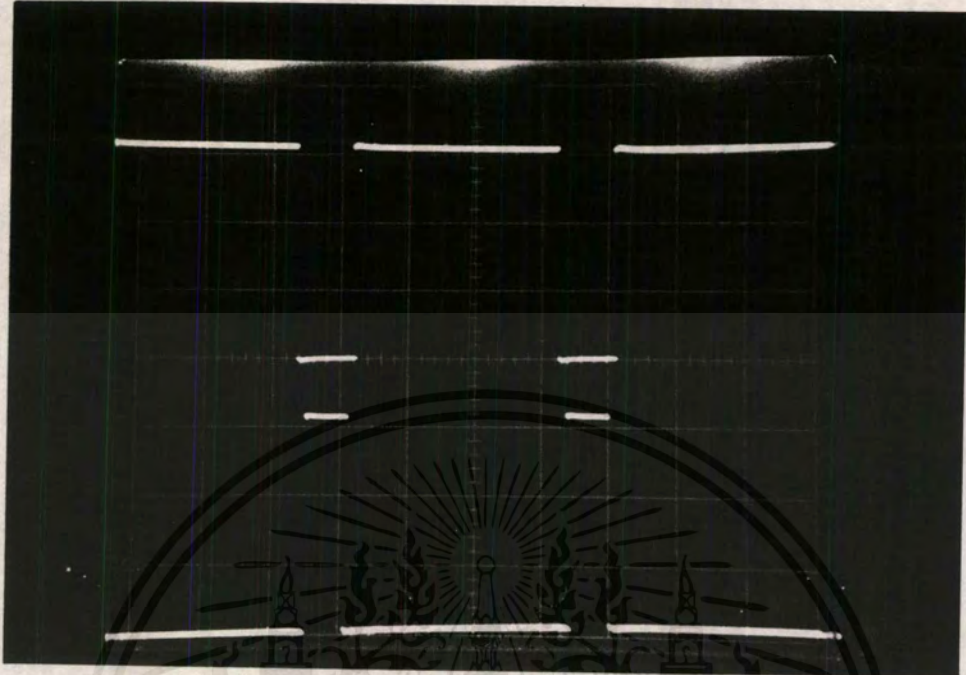


แกนตั้ง : แรงดัน 10 V/division

แกนนอน : เวลา 50 μ s / division

รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน 5 V/division

แกนนอน : เวลา 50 μ s / division

รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรขับเกท

4.1.1.2 ผลการทดลองทางฮาร์ดแวร์

ทำการทดลองโดยกำหนดค่าต่อไปนี้ให้คงที่ทุกการทดลอง

1. แรงดันอินพุต 45 V
2. ความถี่สวิตชิง 10 kHz
3. $L_s = 60$ mH ที่ 120 Hz หรือ 52 mH ที่ 1 kHz
4. $C_d = 1000$ μ F

ซึ่งมีเงื่อนไขการทดลองดังตาราง 4.1

การทดลองที่	โหลด	คิวดี ไซเคิล
1	R (80 Ω)	0-45%
2	R-L (มุมโหลด 36.86 องศา)	0-45%
3	R-L (มุมโหลด 53.13 องศา)	0-45%
4	R-L (มุมโหลด 72.54 องศา)	0-45%
5	R-L (มุมโหลด 83 องศา)	0-45%

ตารางที่ 4.1 แสดงเงื่อนไขของการทดลองต่างๆ

โดยในการทดลองทุกการทดลองจะมีการบันทึกค่าต่างๆ ดังนี้

1. แรงดันเอาต์พุท
2. อินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์
3. เปอร์เซนต์การกระเพื่อม (% Ripple ของแรงดันเอาต์พุท)
4. เปอร์เซนต์เรกกูเลชัน
5. กระแสอินพุท
6. กระแสเอาต์พุท

ซึ่งได้ผลการทดลองทั้งหมดดังนี้

การทดลองที่ 1 ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.2

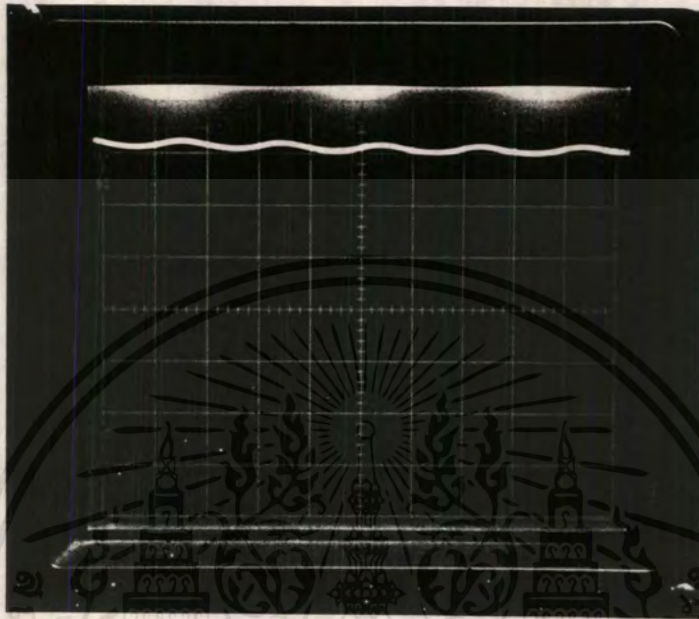
คิวดี ไซเคิล	I_{ip} (A)	V_{op} (V)	I_{op} (A)	% Ripple	% Regulation	อินพุท เพาเวอร์ แฟกเตอร์
0%	0.49	36.00	0.39	4.17	45.83	0.74
15%	0.79	40.00	0.44	5.00	55.63	0.60
30%	1.55	41.50	0.45	4.82	86.75	0.41
45%	2.57	18.00	0.19	6.67	250.00	0.21

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองที่ 1

โดยจะเห็นว่าคิวดี ไซเคิลสูงสุดที่ทำได้คือ 45 % เนื่องจากผลของการทำงานของ TL494 ที่ ต้องเว้นช่วงเดดไทม์ไว้ด้วยซึ่งการทดลองนี้กำหนดเดดไทม์ไว้ 5 μ s โดยมีความถี่สวิตซิ่ง 10 kHz ซึ่งก็คือ 1 คาบเท่ากับ 100 μ s จำนวนแล้วจะได้คิวดี ไซเคิลมากที่สุด 45 % นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.2 จะเห็นว่าเมื่อคิวตี้ไซเคิลเป็น 0% ซึ่งหมายความว่าขณะนี้คอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นบริดจ์ไดโอดเรกติไฟด์ธรรมดา คือมีการนำกระแสด้วยไดโอดนั่นเอง ซึ่งจะเป็นแรงดันเอาต์พุตเป็นแบบเต็มลูกคลื่น ดังรูปที่ 4.5



แกนตั้ง : แรงดัน 10 V / division

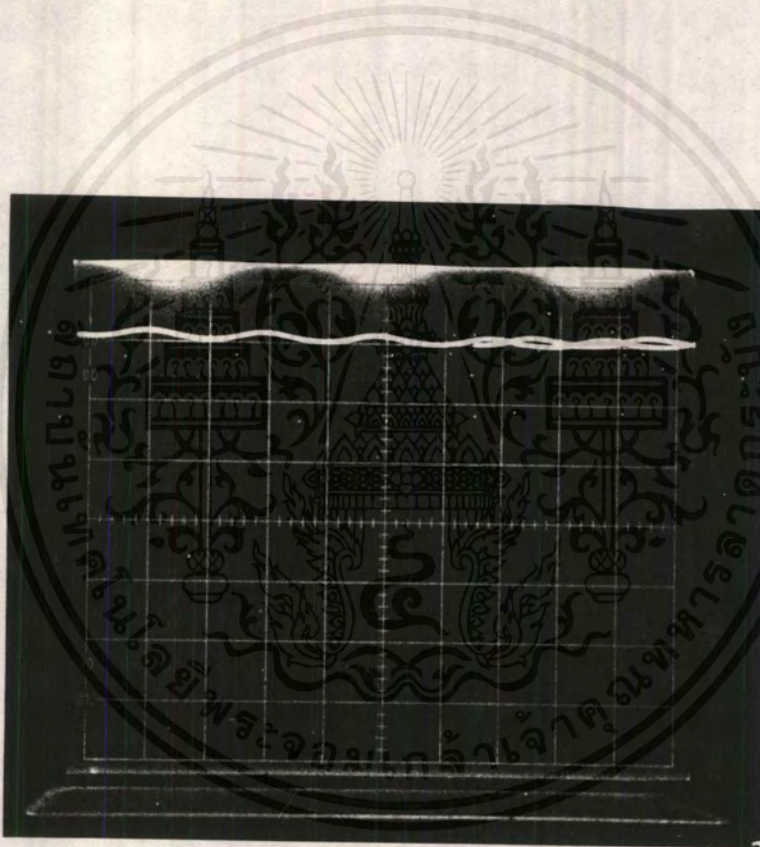
แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.5 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่คิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0%

ตามทฤษฎีแล้วแรงดันเอาต์พุตที่ได้เมื่อคิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0% น่าจะมีค่ามากที่สุด เนื่องจากการเพิ่มคิวตี้ไซเคิลของสัญญาณทริกก็เท่ากับมีการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้วยไอซีบีที ซึ่งเมื่อมีการทริกสั่งให้ไอซีบีทีทำงานก็เท่ากับเป็นการสร้างเส้นทางเดินกระแสใหม่ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำกว่า ดังนั้นกระแสขณะที่ไอซีบีทีทำงานจึงไม่ไหลผ่านโหลด ส่งผลให้ไม่มีแรงดันเอาต์พุตในช่วงเวลาขณะนั้น ดังนั้นผลเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตจึงลดลงเมื่อค่าคิวตี้ไซเคิลมากขึ้น แต่ผลที่เกิดขึ้นจริงกลับมีค่าแรงดันเอาต์พุตไม่มากที่สุด โดยจะเป็นค่าที่มากที่สุดที่คิวตี้ไซเคิลประมาณ 30 % ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าน่าจะเกิดจากผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์คือ เมื่อคิวตี้ไซเคิลประมาณ 30 % จะมีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับอื่นๆที่ไม่ใช่ลำดับ 1 มาประกอบรวมอยู่มากส่งผลให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้มีค่าสูง ต่อมาเมื่อลดคิวตี้ไซเคิลลงเข้าใกล้ศูนย์ทำให้รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะของการเสียรูปลดลง ซึ่งทำให้องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆถูกลดขนาดลง แรงดันเอาต์พุตที่อ่านได้จึงมีค่าน้อยกว่าตอนที่คิวตี้ไซเคิลอยู่ในช่วง 30 % ในกรณีของคิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 15 % และ 45 % ได้แสดงดังรูปที่ 4.6 และ 4.7

ในส่วนของกระแสเอาต์พุตจะมีค่าลดลงตามแรงดันเอาต์พุตที่ลดลงในขณะที่เปอร์เซ็นต์รีปเปิ้ลและเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าควิตีไซเคิลที่มากขึ้น ซึ่งก็หมายความว่ามีการกระเพื่อมและการตกลงของแรงดันเอาต์พุตมากขึ้น ซึ่งคงเป็นผลมาจากการที่รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตนั้นมีลักษณะเป็นพัลส์หลายๆ ลูกต่อกัน ไม่ได้เป็นแบบเต็มคลื่น

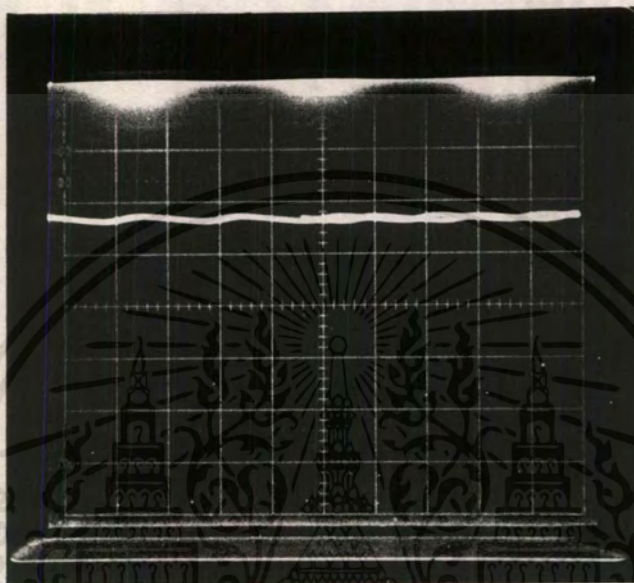
พิจารณาค่าอินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์แล้วจะเห็นว่า เมื่อควิตีไซเคิลเท่ากับ 45 % มีอินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำมากคือ 0.21 แต่เมื่อลดควิตีไซเคิลลงก็จะได้อินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่สูงขึ้นโดยที่ควิตีไซเคิลเท่ากับ 0 % จะได้อินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับ 0.74



แกนตั้ง : แรงดัน 10 V / division

แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.6 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อควิตีไซเคิลเท่ากับ 15 %



แกนตั้ง : แรงดัน 10 V /division

แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.7 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อคัตออฟไฟเคิลเท่ากับ 45 %

ผลการทดลองที่ 2 เปลี่ยนจากโหลด R 80 Ω ให้เป็นโหลด R-L มุมโหลด 36.86 องศา

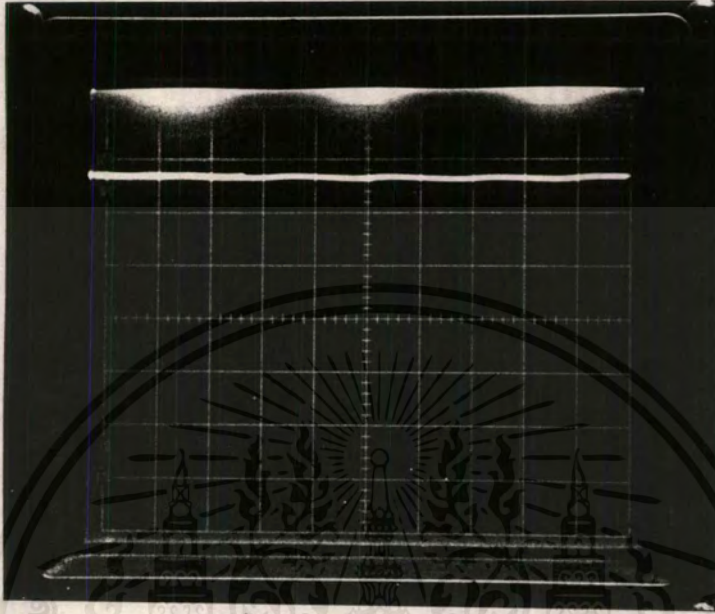
คัตออฟไฟเคิล	I_{ip} (A)	V_{op} (V)	I_{op} (A)	% Ripple	% Regulation	อินพุต เพาเวอร์ แฟกเตอร์
0%	0.19	49.00	0.11	1.34	2.19	0.84
15%	0.28	58.25	0.13	1.72	6.87	0.84
30%	0.53	69.00	0.16	1.45	12.32	0.69
45%	1.79	49.25	0.10	2.03	27.92	0.27

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่ 2

ค่าแรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, เปอร์เซ็นริปเปิล, เปอร์เซ็นเรกูเลชัน และอินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงในทำนองเดียวกันกับเมื่อใช้โหลด R 80 Ω จึงสามารถอธิบายผล

ได้ในทำนองเดียวกัน โดยมีรูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเมื่อคัตออฟไฟเคิลเท่ากับ 45%

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน 20 V /division

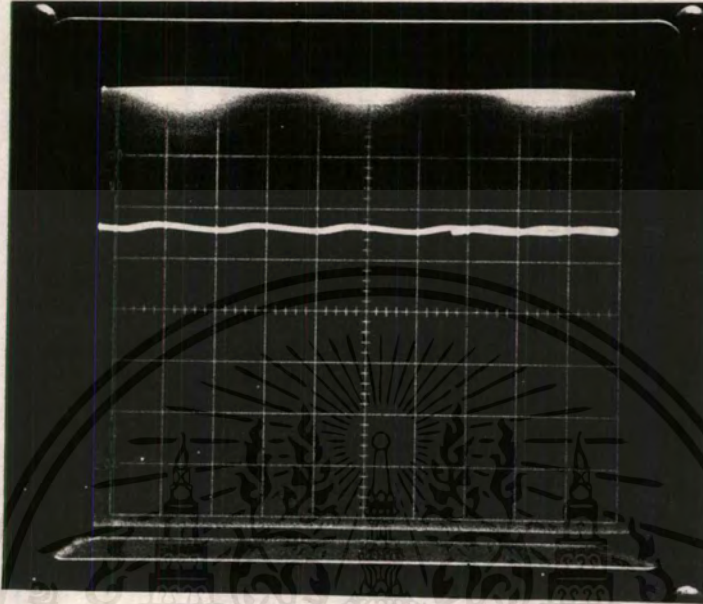
แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.8 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อคัตออฟไฟเกิดเท่ากับ 45 %

ผลการทดลองที่ 3 โหลด R-L มุมโหลด 53.13 องศา

คัตออฟไฟเกิด	$I_{i/p}$ (A)	$V_{o/p}$ (V)	$I_{o/p}$ (A)	% Ripple	% Regulation	อินพุต เพาเวอร์ แฟกเตอร์
0%	0.24	44.50	0.16	1.12	17.98	0.83
15%	0.37	51.00	0.20	1.37	22.06	0.79
30%	0.77	57.25	0.22	2.62	35.37	0.56
45%	1.86	33.00	0.12	3.03	90.91	0.21

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองที่ 3



แกนตั้ง : แรงดัน 20 V /division

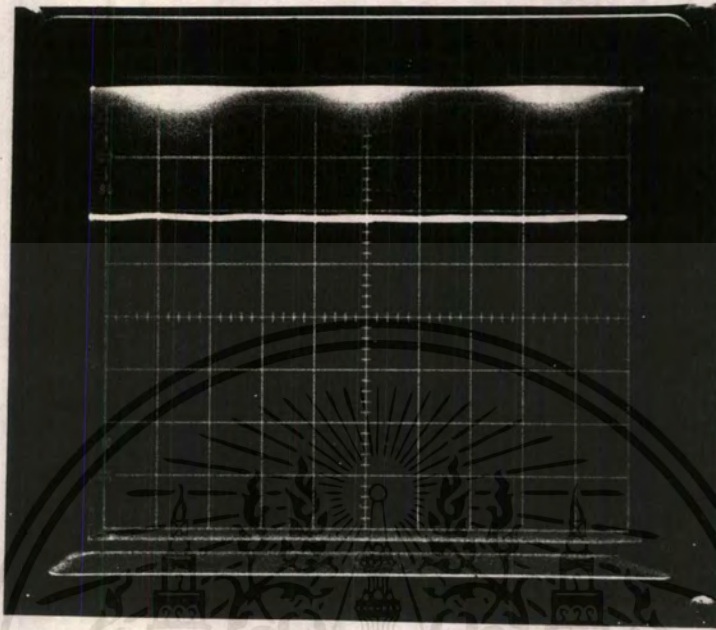
แกนนอน : เวลา 5 ms /division

รูปที่ 4.9 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อคัตออฟเฟรควเ็นซีลดลงเท่ากับ 45%

ผลการทดลองที่ 4 โหลด R-L มุมโหลด 72.54 องศา

คัตออฟเฟรควเ็นซี	$I_{i/p}$ (A)	$V_{o/p}$ (V)	$I_{o/p}$ (A)	% Ripple	% Regulation	อินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์
0%	0.48	33.00	0.38	5.06	95.09	0.72
15%	0.73	35.25	0.41	5.25	76.60	0.59
30%	1.26	34.50	0.40	5.30	124.64	0.41
45%	2.00	21.50	0.14	5.49	193.02	0.21

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองที่ 4



แกนตั้ง : แรงดัน 10 V / division

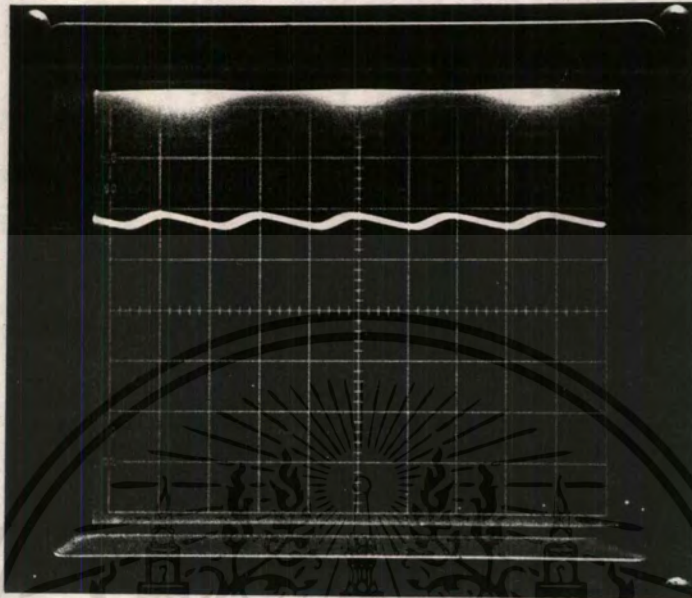
แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.10 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อคิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 45%

ผลการทดลองที่ 5 โหลด R-L มุมโหลด 83 องศา

คิวตี้ไซเคิล	$I_{i/p}$ (A)	$V_{o/p}$ (V)	$I_{o/p}$ (A)	% Ripple	% Regulation	อินพุต เพาเวอร์ แฟกเตอร์
0%	0.73	26.00	0.60	9.23	101.92	0.59
15%	1.09	26.00	0.61	10.58	139.42	0.46
30%	1.64	22.20	0.52	11.25	249.10	0.32
45%	2.04	16.00	0.15	10.88	293.75	0.20

ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองที่ 5

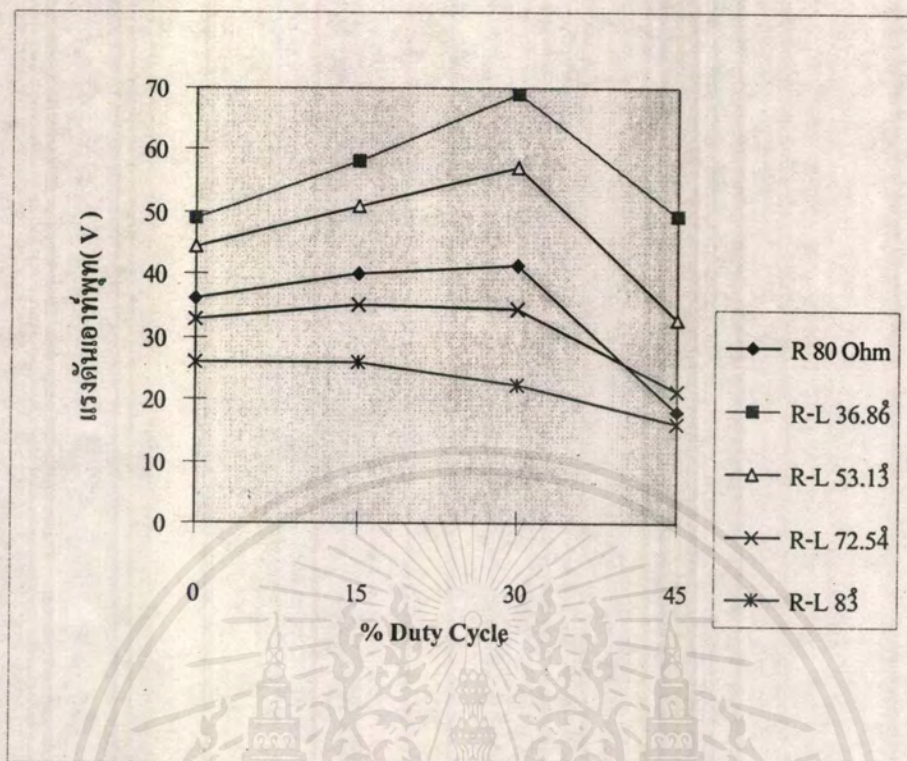


แกนตั้ง : แรงดัน 5 V / division

แกนนอน : เวลา 5 ms / division

รูปที่ 4.11 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อคัตไจเคิลเท่ากับ 45 %

จากผลการทดลองที่ 3, 4 และ 5 นั้นก็มีแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆ ทั้งแรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, เพอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล, เพอร์เซ็นต์เรกกูเลชันและอินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่คัตไจเคิลต่างๆนั้นเป็นในทำนองเดียวกันกับการทดลองที่ 1 และ 2 ดังนั้นจึงนำค่าต่างๆ จากการทดลองที่ 1-5 มาพล็อตกราฟเพื่อเปรียบเทียบผลกัน ได้ดังนี้

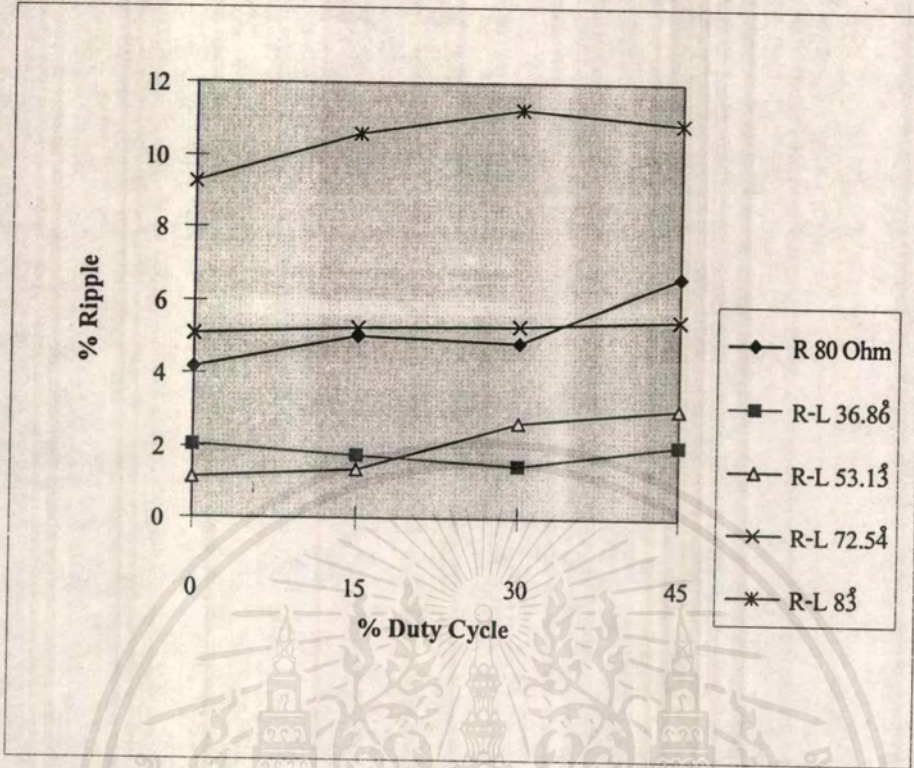


รูปที่ 4.12 แสดงผลแรงดันเอาต์พุตของการทดลองที่ 1 ถึง 5

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าแนวโน้มของโหลด R-L ที่มีมุมโหลคน้อยที่สุด (36.86 องศา) หรือก็คือค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ 0.8 นั้นจะมีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มากที่สุดและจะมีค่าแรงดันเอาต์พุตลดลงตามขนาดของมุมโหลดที่เพิ่มขึ้น ในส่วนของโหลด R นั้นแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับขนาดของความต้านทาน

ต่อมาพิจารณาค่าเปอร์เซ็นต์รีปเปิ้ลของแต่ละชนิดของโหลดนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่

4.12



รูปที่ 4.12 ผลเปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ลของการทดลองที่ 1 ถึง 5

จะเห็นว่าค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ลจะมีค่ามากที่สุดเมื่อเป็นโหลด R-L ที่มีมุมโหลดมากที่สุด (มุมโหลด = 83 องศา) ซึ่งก็คือมีผลของค่าความเหนี่ยวนำมากกว่าค่าความต้านทานมากๆ (เพาเวอร์แฟคเตอร์= 0.1) และค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล จะมีค่าลดลงเมื่อโหลด R-L มีมุมโหลดมีค่าลดลงซึ่งก็หมายความว่าถึงโหลดมีผลของค่าความต้านทานมากขึ้นนั่นเอง ซึ่งค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ลนั้นนอกจากจะขึ้นกับขนาดของโหลดแล้ว ยังขึ้นกับค่าของตัวเก็บประจุ (Cd) ที่เลือกใช้ด้วย โดยยิ่งค่าตัวเก็บประจุยิ่งมากก็ยิ่งทำให้เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล มีค่าน้อยลง

ในส่วนของเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันสามารถคำนวณได้จาก, สมการ

$$\% \text{ Regulation} = \frac{V_{\text{no load}} - V_{\text{on load}}}{V_{\text{on load}}} \times 100 \quad (4.1)$$

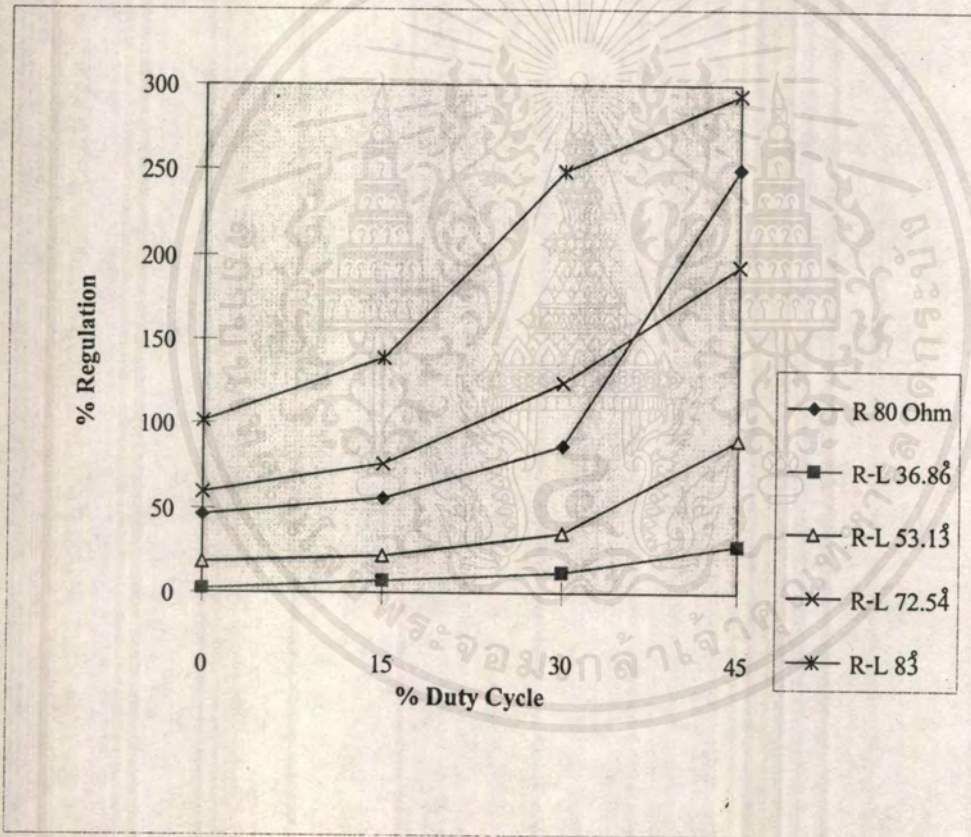
ดังนั้นจึงต้องทำการทดลอง เพื่อให้ได้ค่าของ $V_{\text{no load}}$ ที่ ณ เปอร์เซ็นต์คิวตี้ไซเคิลต่างๆได้

ผลดังตารางที่ 4.7

ควิตซ์ไซเกิด	V _{no-load}
0%	52.50
15%	62.25
30%	77.50
45%	63.00

ตารางที่ 4.7 แสดง V_{no load} ที่ควิตซ์ไซเกิดต่างๆ

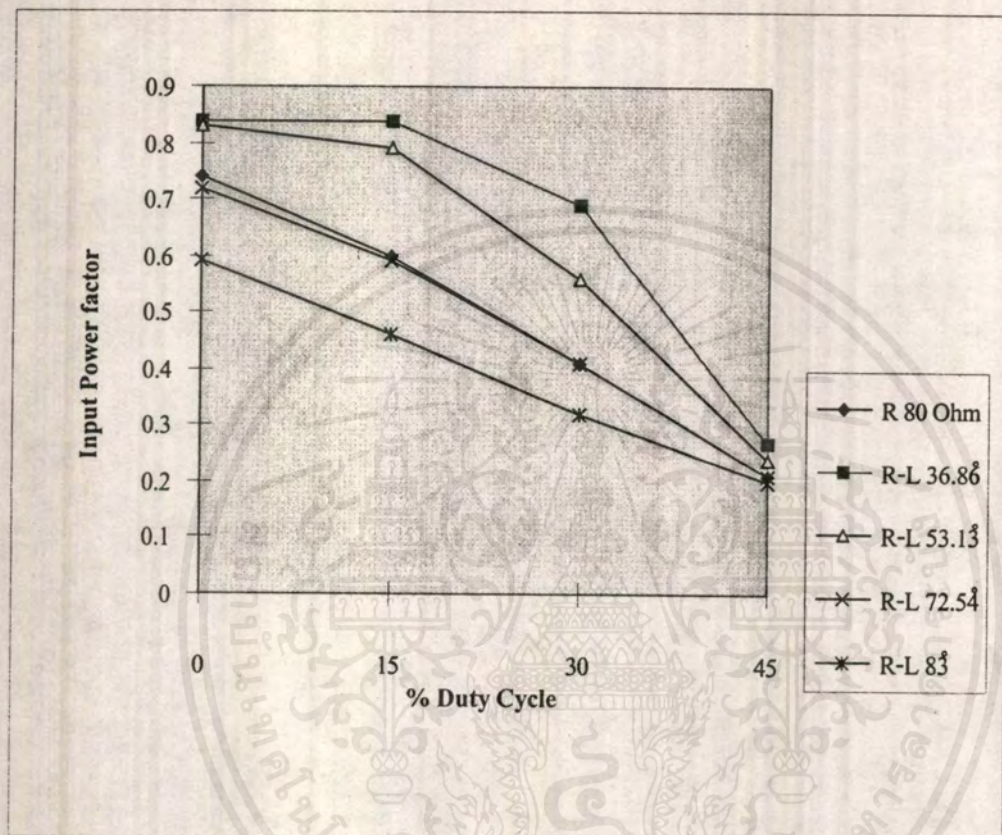
จากนั้นจึงสามารถนำค่าที่คำนวณได้จากผลการทดลองที่ 1 ถึง 5 มาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 แสดง % Regulation ของการทดลองที่ 1 ถึง 5

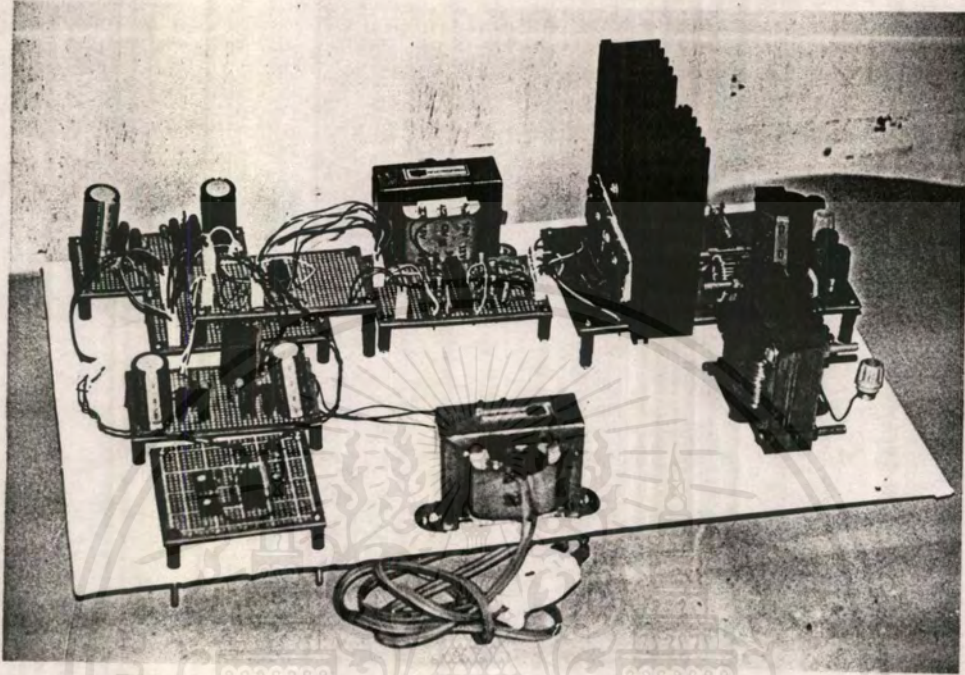
จะเห็นว่าค่าเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันจะมีค่าสูงสุดเมื่อเป็นโหลด R-L ที่มีมุมโหลดมากที่สุด (มุมโหลด 83 องศา) แล้วจะมีค่าเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันลดลงเมื่อมุมโหลดลดลงหรือก็คือเมื่อโหลดมีผลของค่าความเหนี่ยวนำลดลงนั่นเอง ส่วนโหลด R นั้นเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันจะขึ้นกับค่าของความต้าน

ทานของโหลดคือถ้าค่า R มากกระแสเอาต์พุตก็จะน้อยส่งผลให้เกิดการตกลงของแรงดันเอาต์พุต
น้อยลงตาม แต่ถ้าค่า R น้อยกระแสเอาต์พุตก็จะมากส่งผลให้เกิดการตกลงของแรงดันเอาต์พุตมาก
พิจารณาอินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์ นำข้อมูลที่ได้มาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงค่าอินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์จากการทดลองที่ 1-5

จากกราฟจะเห็นว่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าสูงสุดเมื่อ โหลด R-L มีมุมโหลดน้อยที่สุด (36.86 องศา) ซึ่งจะมีค่าถึง 0.84 แล้วเพาเวอร์แฟคเตอร์จะมีค่าลดลงเมื่อเพิ่มมุมโหลด (เพิ่มผลของค่าความเหนี่ยวนำเมื่อเทียบกับค่าความต้านทาน) ซึ่งค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่น้อยที่สุดเกิดขึ้นที่ มุมโหลด 83 องศา คิวดีไซเคิล 45 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.22

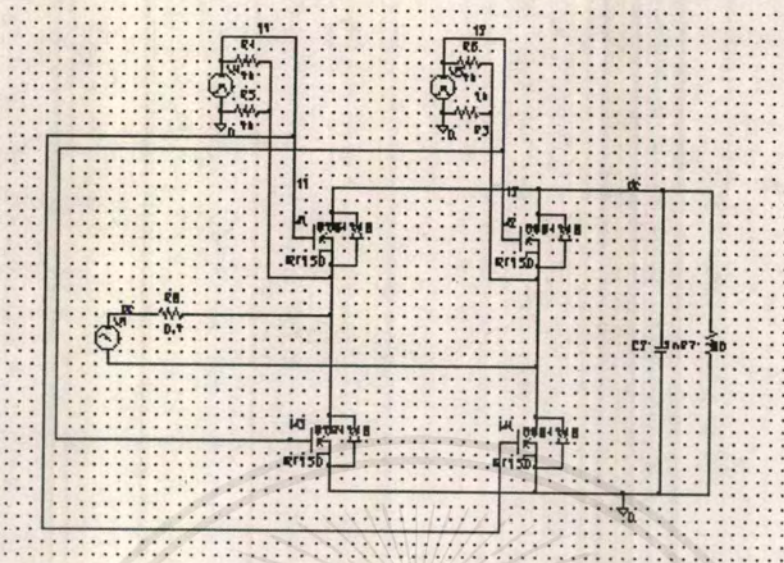


รูปที่ 4.15 คอนเวอร์เตอร์ที่สร้าง

4.1.2 ผลการทดลองทางซอฟต์แวร์

การ Simulate จากโปรแกรมซอฟต์แวร์ 2 โปรแกรมคือ Pspice และ Simulink ซึ่งจะ Simulate ตามการทดสอบของวงจรจริงแล้วเปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้ซึ่งเป็นรูปคลื่นแรงดันแบบกระแสเอาท์พุทที่ค่าเปอร์เซ็นต์ดีวีดีไอซ์เกิดต่างๆ และที่ค่ามุมโหลดต่างๆ ของโหลด R-L โดยแต่ละโปรแกรมมีข้อจำกัดที่แตกต่างกันโดย Pspice จะสามารถแสดงผลได้ทั้งแรงดันเอาท์พุทและกระแสเอาท์พุทแต่ simulink จะไม่สามารถแสดงผลแรงดันเอาท์พุทที่โหลด R-L ได้ ดังนั้นรูปคลื่นที่แสดงตามการทดสอบทางฮาร์ดแวร์จะมาจากโปรแกรม Pspice ส่วนโปรแกรม Simulink จะยกตัวอย่างบางเงื่อนไขเท่านั้นเพื่อให้เห็นการทำงานของโปรแกรม

4.1.2.1 ผลการทดลองจากโปรแกรม Pspice



รูปที่ 4.16 วงจรเอชี่ ทูตีซี คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Pspice

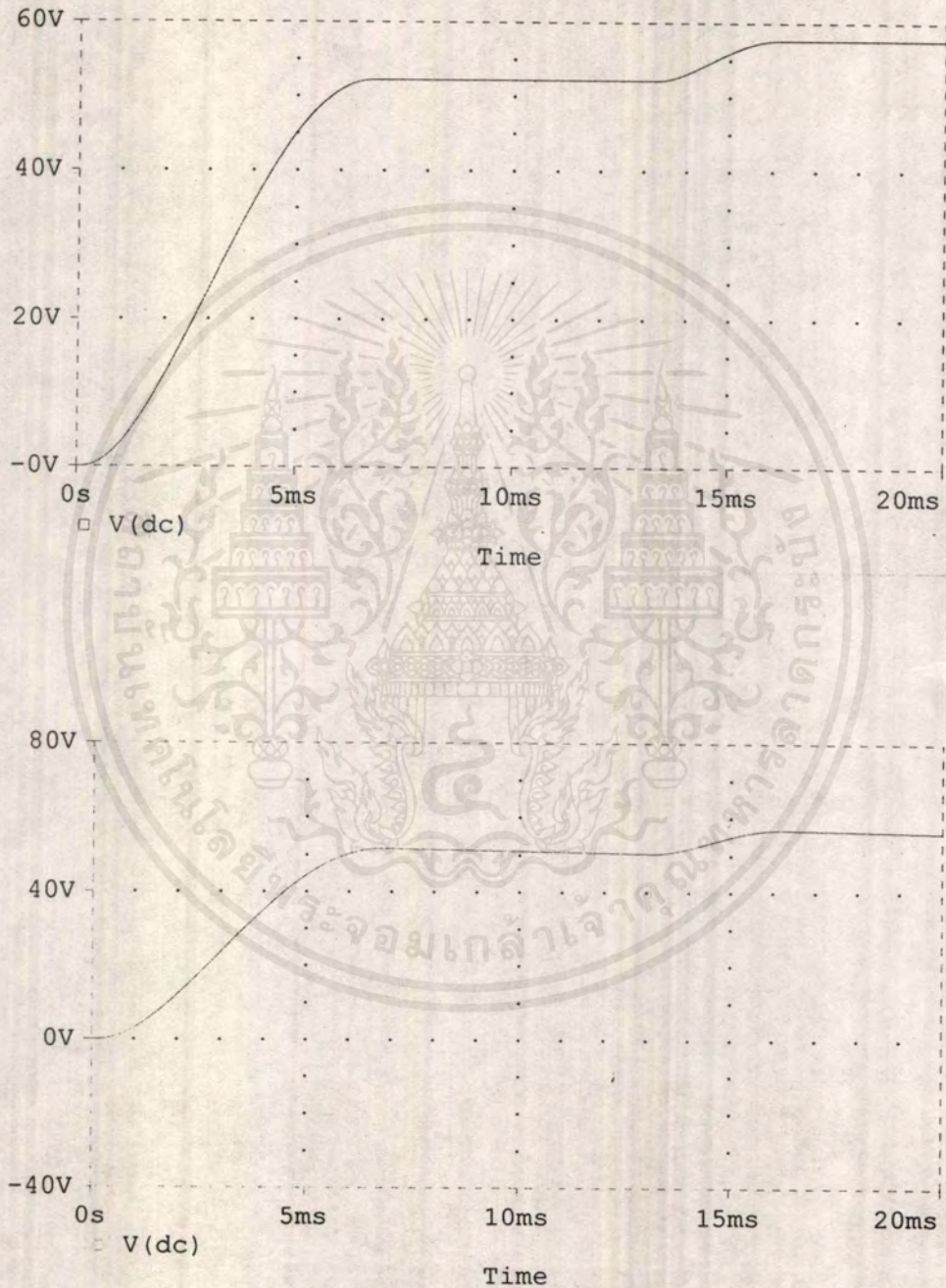
จากรูปที่ 4.16 แสดงส่วนของวงจรจริงดังนี้

- 1). ส่วนสร้างพีคดับลิวเอ็มใช้แหล่งกำเนิดพัลส์แรงดัน (V4, V5)
- 2). ส่วนวงจรสวิตซึ่งด้วยอุปกรณ์สวิตช์ 4 ตัว โดยใช้มอสเฟสแทนไอจีบีที

ผลการ Simulated ที่ได้จะเหมือนการทดลองทางฮาร์ดแวร์คือมีผลการ Simulated รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ค่าต่างๆของคิวตี้ไซเคิลและที่มุมโพลคของโหลด R-L (โดยการปรับค่า R ใน โหลด R-L ในวงจร Pspice) ดังนี้

- 1). โหลด R 80 โอห์ม ที่ค่าคิวตี้ไซเคิล 0 และ 45 %
- 2). โหลด R-L มุมโพลค 36.86 องศา ที่คิวตี้ไซเคิล 45%
- 3). โหลด R-L มุมโพลค 53.13 องศา ที่คิวตี้ไซเคิล 45%
- 4). โหลด R-L มุมโพลค 72.54 องศา ที่คิวตี้ไซเคิล 45%
- 5). โหลด R-L มุมโพลค 83 องศา ที่คิวตี้ไซเคิล 45%

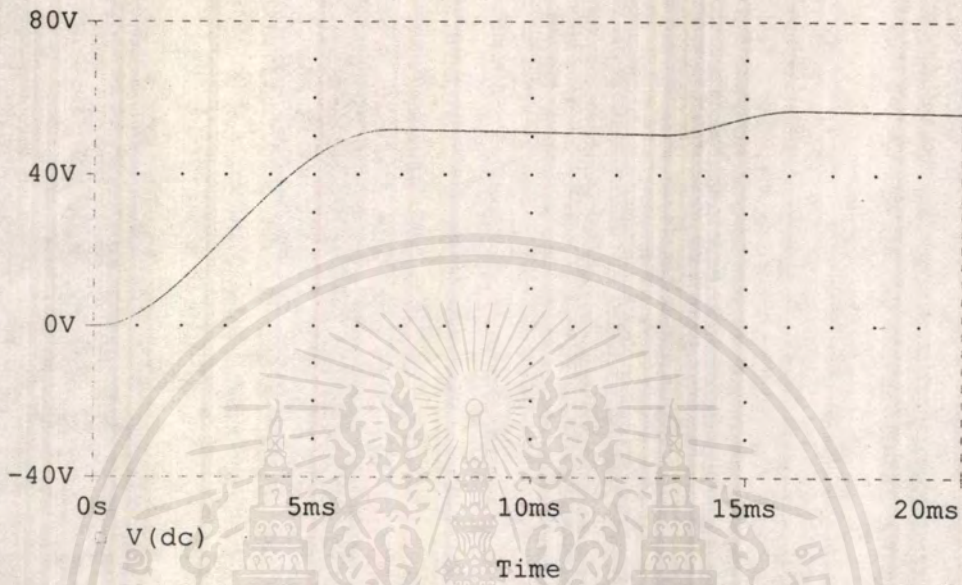
1). โหลด $R = 80$ โอห์ม ที่ควิตซ์เกิด 0 และ 45 %



รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ควิตซ์เกิด 0%(บน) และ 45 %(ล่าง)

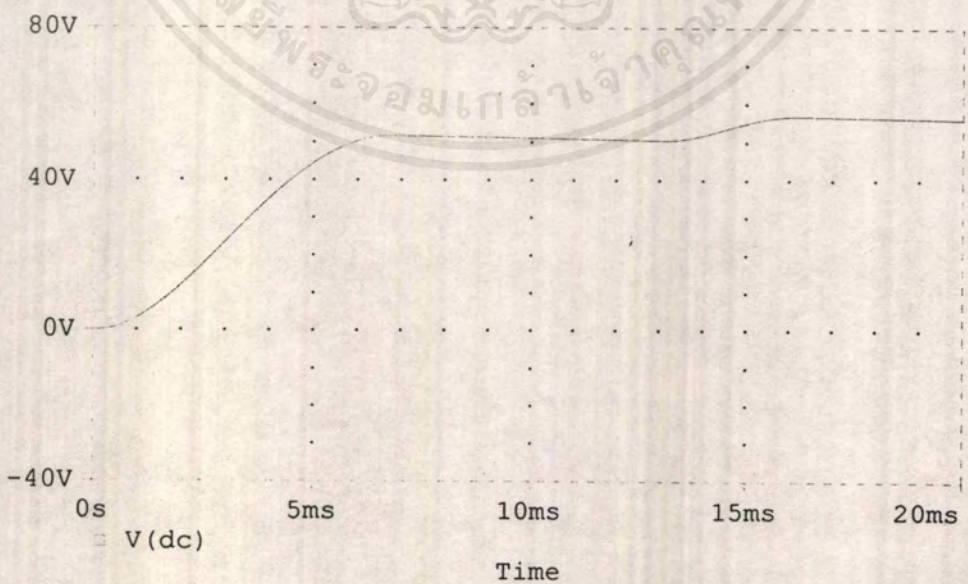
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2). โหลด R-L มุมโหลด 36.86 องศา



รูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ควิตซ์เกิด 45 %

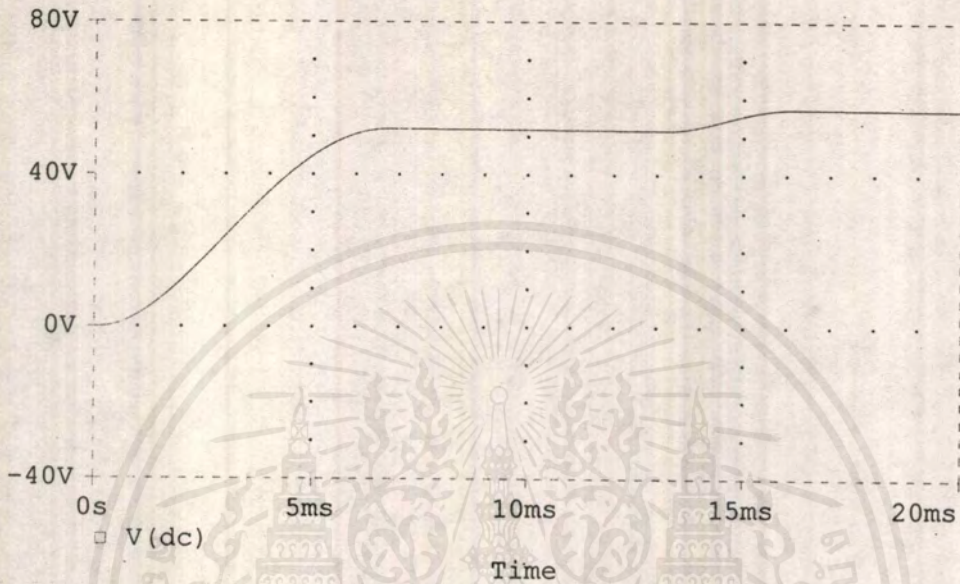
3). โหลด R-L มุมโหลด 53.13 องศา



รูปที่ 4.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ควิตซ์เกิด 45 %

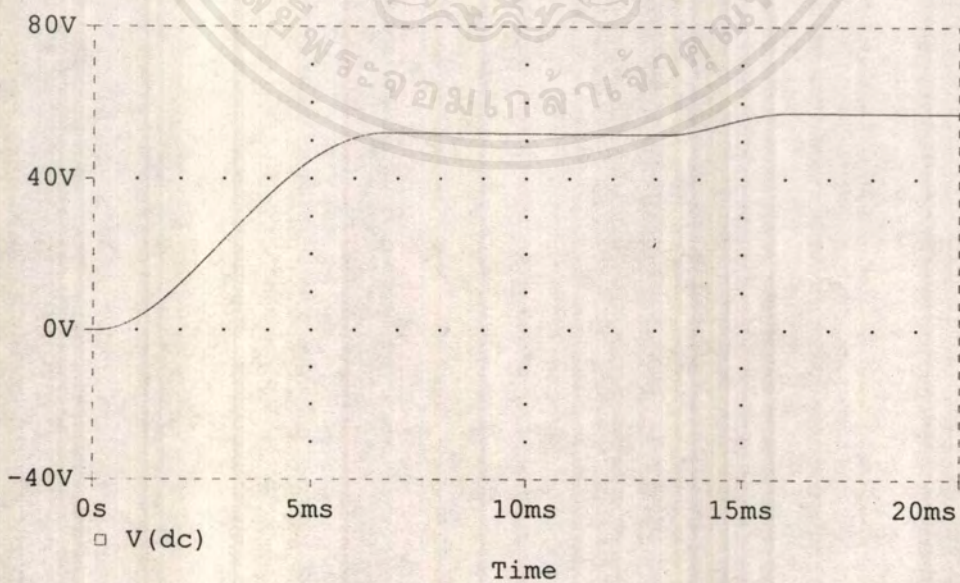
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4). โหลด R-L มุมโหลด 72.54 องศา



รูปที่ 4.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ควิตซ์ไชเกิด 45 %

5). โหลด R-L มุมโหลด 83 องศา

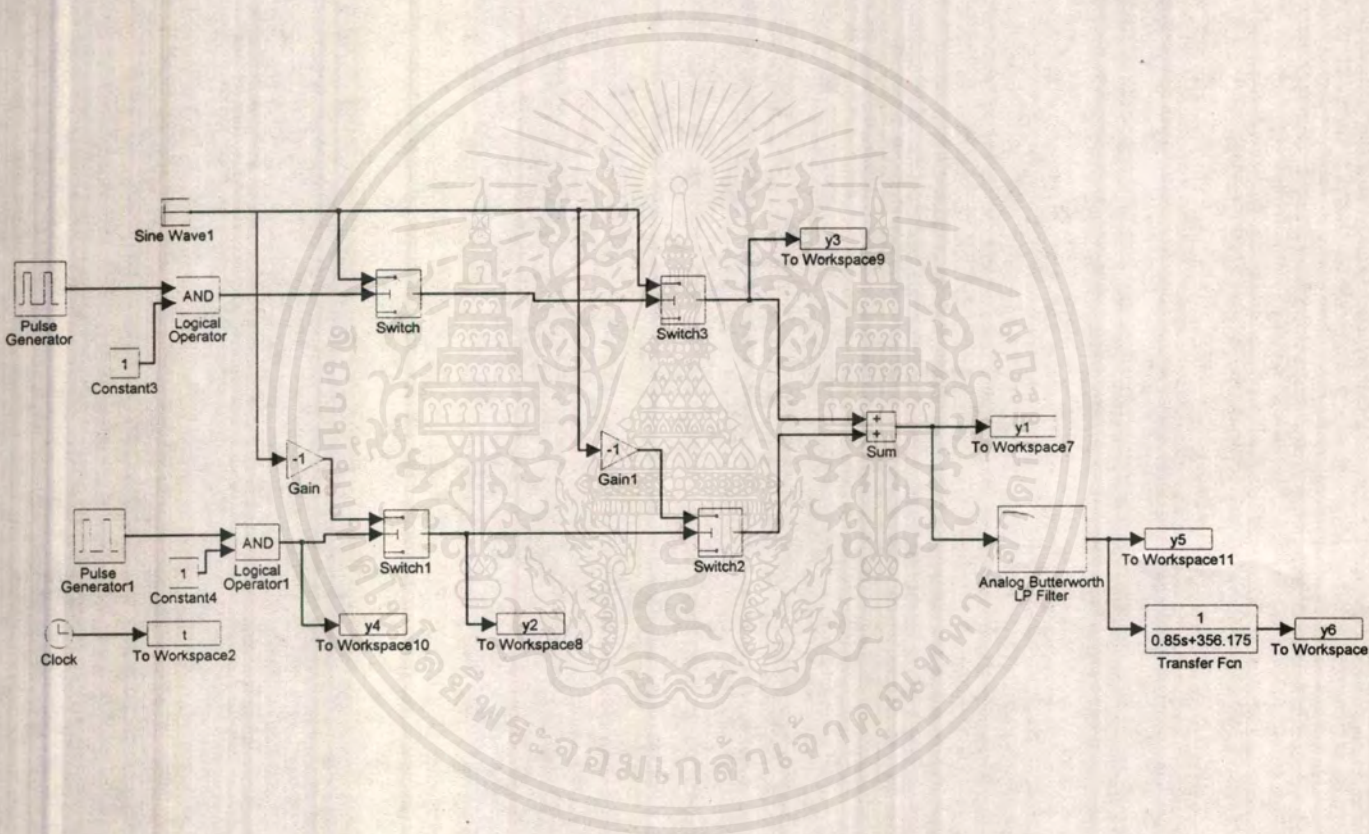


รูปที่ 4.21 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ควิตซ์ไชเกิด 45 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม MATLAB (Simulink)

โปรแกรม Simulink จะมีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) แบบต่างๆ ให้เลือกใช้ ซึ่งไม่ได้เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้า ดังนั้นจึงไม่มีค่าความผิดเพี้ยนเนื่องจากอุปกรณ์และไม่มี ความจำกัดในเรื่องของความถี่ของวงจร แต่มีความจำกัดในการแสดงผล โดยต้องเลือกการแสดงผลได้ เป็นช่วงเวลาหนึ่งๆ และไม่สามารถแสดงผลของแรงดันเอาต์พุตของโหลดประเภท R-L ได้



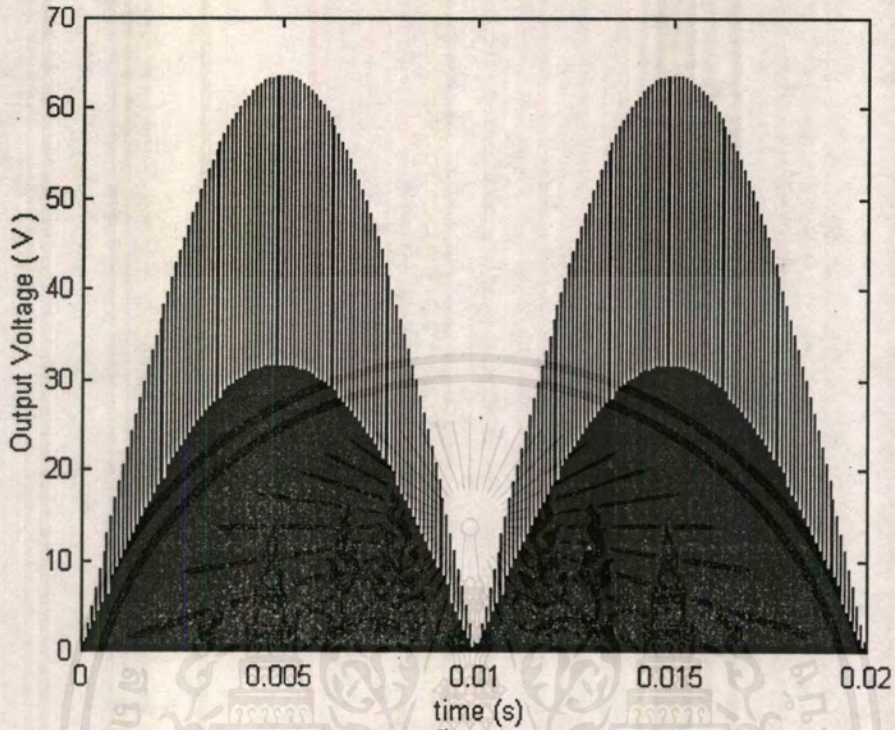
รูปที่ 4.22 วงจรเอชี่ พู ดิซี คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Simulink

จากรูปที่ 4.22 ส่วนของวงจรประกอบด้วย

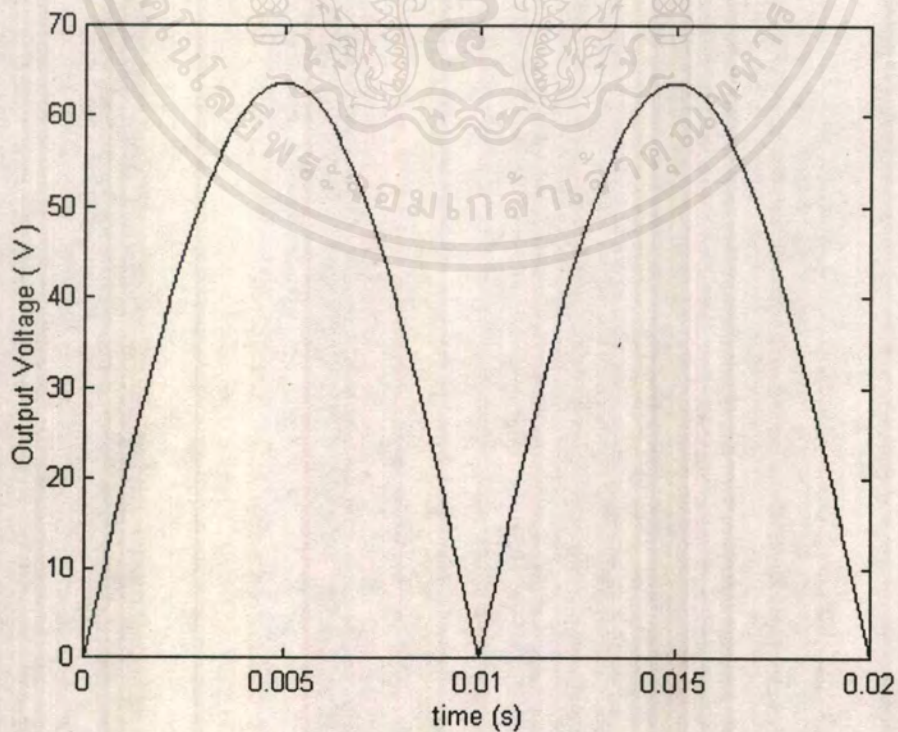
- 1). ส่วนสร้างพีคดับลิวเอ็ม
- 2). ส่วนวงจรสวิตชิงด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ 4 ตัว
- 3). ส่วน Filter แบบกรองความถี่สูง (Low Pass Filter)
- 5). ส่วนโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1). รูปคลื่นแรงดันที่โหลด R 80 โอห์มและควิตีไซเคิล 0 และ 45% เมื่อยังไม่ผ่านฟิลเตอร์



รูปที่ 4.23 คิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 45%



รูปที่ 4.24 คิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 เอซี พู เอซี คอนเวอร์เตอร์

4.2.1 การทดลองทางฮาร์ดแวร์

การทดสอบจะทดสอบผลของการปรับมุมที่ มุมทริกต่าง ๆ ที่มีผลต่อ

1. แรงดันเอาต์พุต
2. กระแสที่เอาต์พุต
3. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต
4. อินพุตเพาเวอร์แฟคเตอร์
5. อาร์โมนิกส์

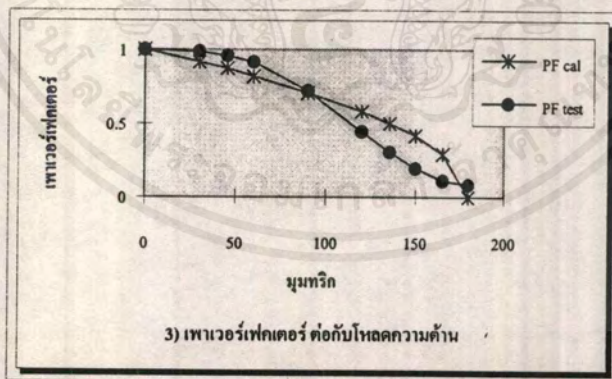
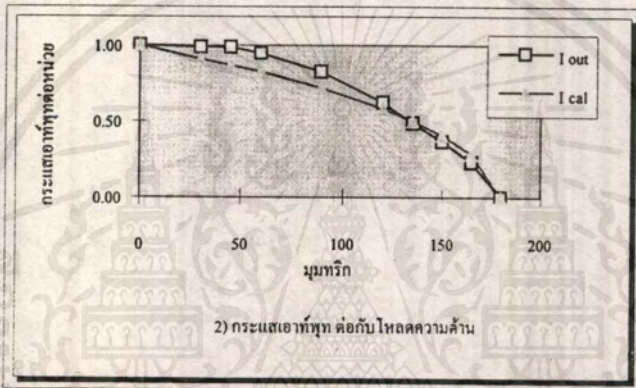
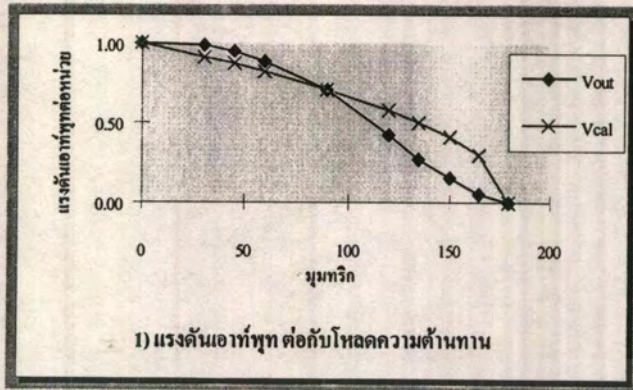
ซึ่งจะทดสอบกับโหลดความต้านทาน และ โหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ
เงื่อนไขการทดลอง

การทดลองที่ 1 ต่อกับโหลดความต้านทานในโครงงานใช้ หลอดไฟ 100 วัตต์ 10 ดวงต่อ
ขนานกัน ได้รูปคลื่นแรงดันที่โหลด และผลการทดลองดังตาราง

มุมทริก(องศา)	Vout	I out	Watt (output)	VA (output)	Input PF	Input DPF	มุนนำกระแส
0	220	4.42	980	980	1	1	180
30	218	4.4	959.2	959.2	0.99	1	150
45	211	4.32	911.5	911.5	0.96	0.96	135
60	196	4.15	813.4	813.4	0.91	0.97	120
90	1.53	3.62	553.86	553.86	0.72	0.84	90
120	93	2.73	253.9	253.9	0.45	0.64	60
135	59	2.15	126.85	126.85	0.3	0.48	45
150	34	1.63	55.42	55.42	0.19	0.36	30
165	11	1	11	11	0.11	0.24	15
180	0	0	0	0	0.09	0.21	0

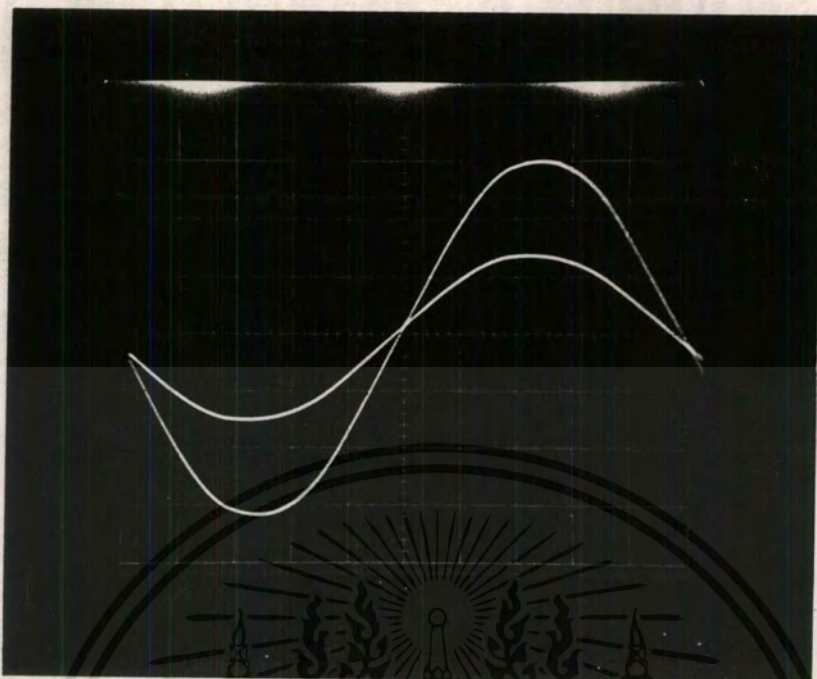
ตารางที่ 4.8 ผลการทดลองการควบคุมเฟส กับ โหลดความต้านทาน

นำค่าจากการทดลองไปพล็อตกราฟ แสดงความสัมพันธ์ของ แรงดันเอาต์พุตต่อหน่วยกับมุม
ทริก(α) และแสดงความสัมพันธ์ของ กระแสเอาต์พุตต่อหน่วย กับมุมทริก(α) เทียบกับค่าที่ได้จาก
การคำนวณตามสมการ (2.7) , (2.8)



รูปที่ 4.25 ผลการทดลองเมื่อต่อกับ โหลดความต้านทาน

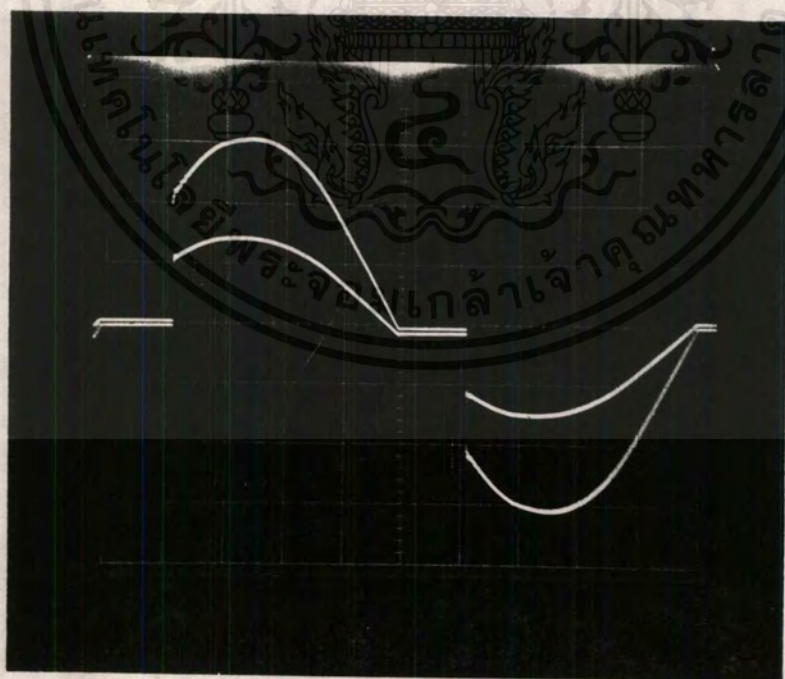
- 1) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมูมเฟส
- 2) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมูมเฟส
- 3) ค่าเพาเวอร์เฟกเตอร์ กับมูมเฟส



แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 0.1 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.26 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 0^\circ$

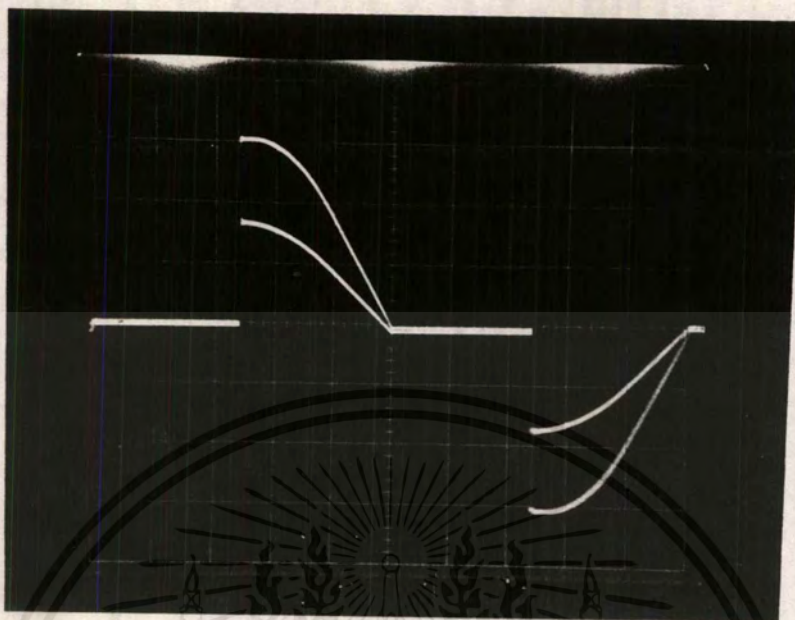


แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 0.1 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.27 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 45^\circ$

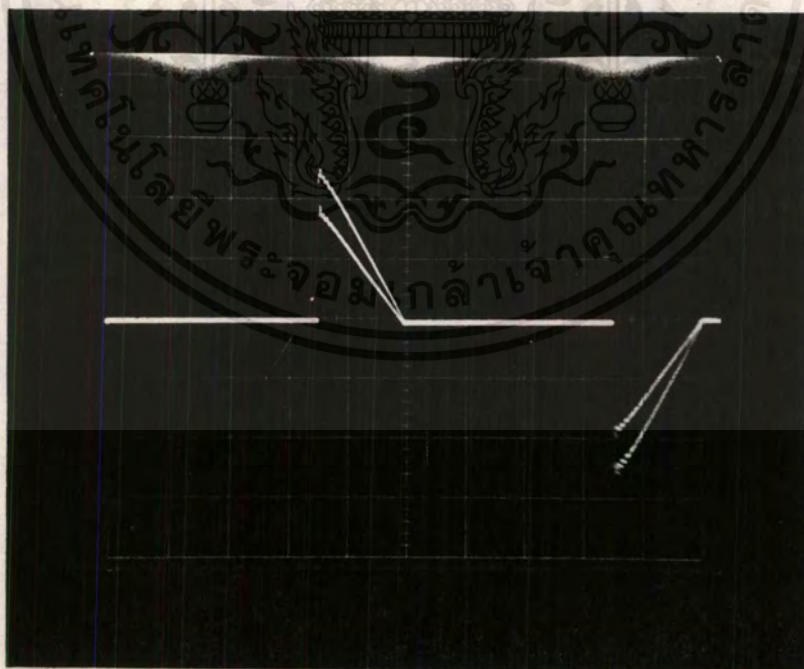
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 0.1 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.28 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 90^\circ$

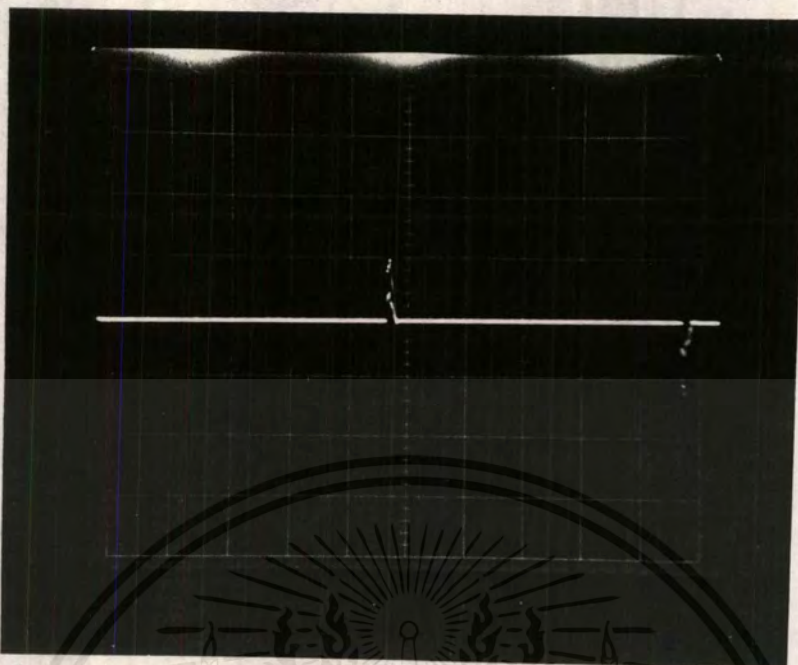


แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 0.1 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.29 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 135^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 2 V/Division : กระแส $\times 1$ 0.2 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.30 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 180^\circ$

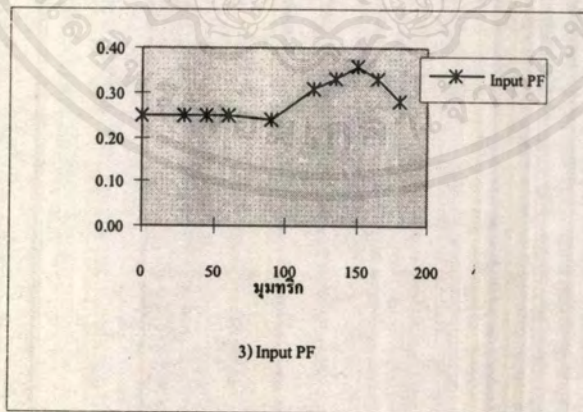
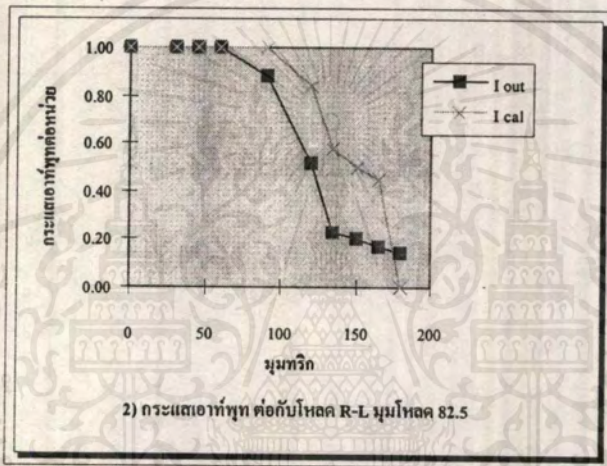
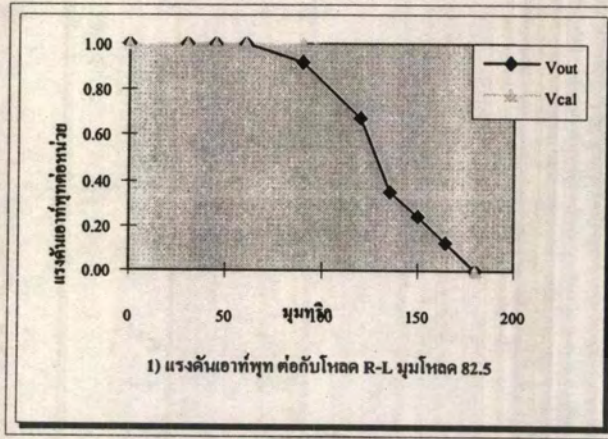
การทดลองที่ 2

การทดลองที่ 2.1 ต่อกับโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำซึ่งใช้บัลลัสลาสต์ซึ่งได้ทดสอบวัดมุมโหลด (Load angle) โดยการวัดรูปคลื่นแรงดัน เทียบกับรูปคลื่นกระแสจากออสซิลอทรอป ได้มุมโหลด 82.5° ตารางที่ 4.9 แสดงผลการทดลองต่อกับโหลด R-L มุมเฟส 82.5° อองศา รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง

มุมทริก(องศา)	Vout	I out	Watt (output)	VA (output)	Input PF	Input DPF	มุมนำกระแส
0	229	0.66	35	151	0.25	0.24	180
30	229	0.66	35	151	0.25	0.24	180
45	229	0.66	35	151	0.25	0.24	180
60	229	0.66	35	151	0.25	0.24	180
90	211	0.53	24	112	0.24	0.24	180
120	156	0.31	9	49	0.31	0.31	126
135	80	0.14	1	10	0.33	0.36	64.8
150	55	0.12	0	6	0.36	0.37	55.5
165	30	0.1	0	2	0.33	0.37	36
180	1	0.09	0	0	0.28	0.34	0

ตารางที่ 4.9 ผลการทดลองการควบคุมเฟส กับ โหลด R-L มุมเฟส 82.5° องศา

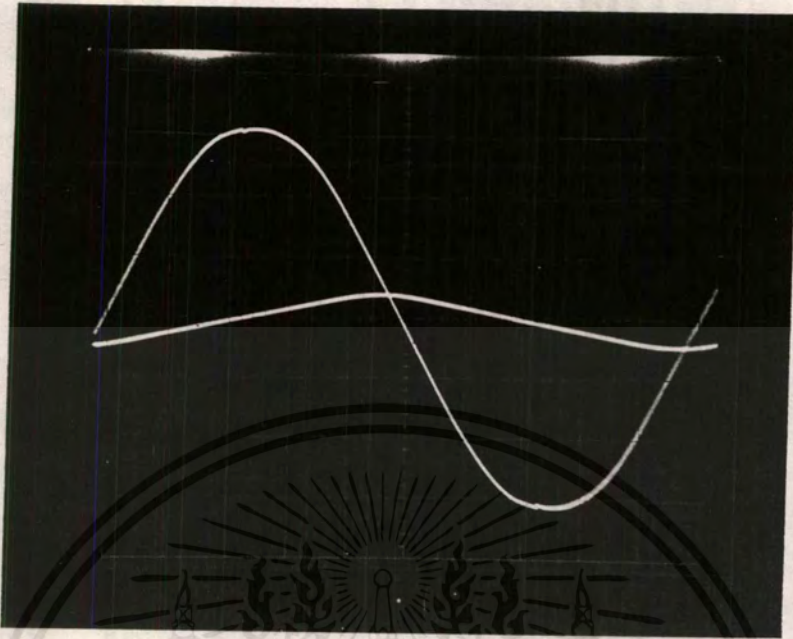
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 แสดงผลการทดลองที่ต่อกับโหลด R-L มุมเฟส 82.5 องศา

- 1) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 2) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 3) ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ กับมุมเฟส

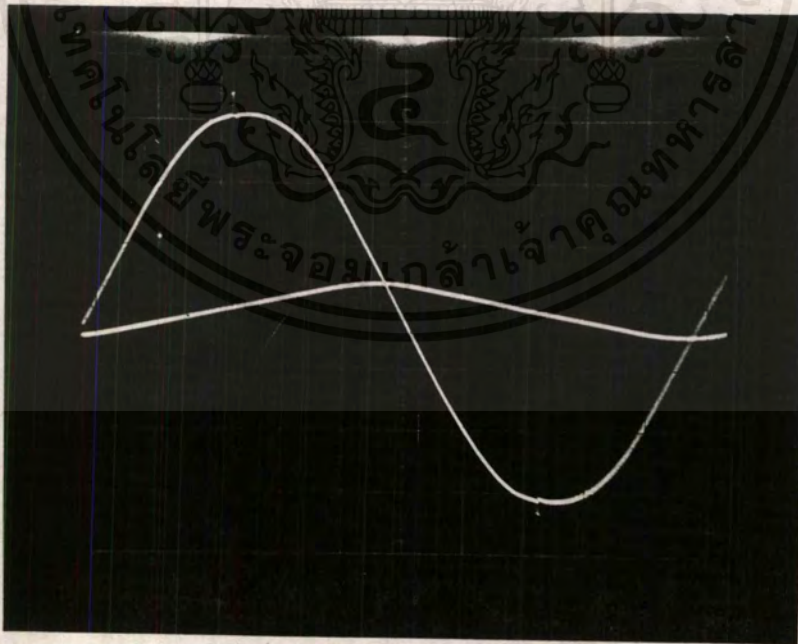
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนด์ : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 50 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.32 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha =$ น้อยกว่า 82.5°

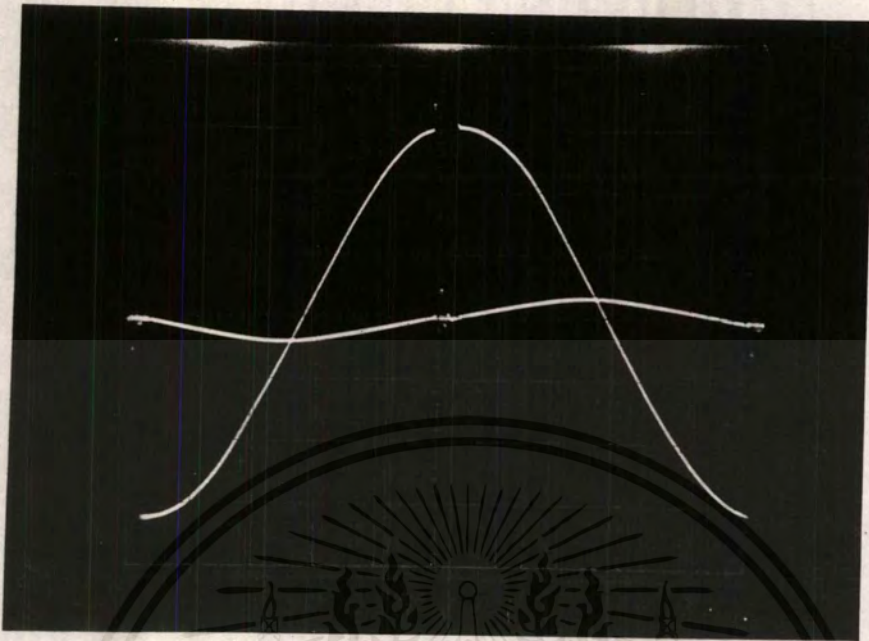


แกนด์ : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 50 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.33 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 82.5^\circ$

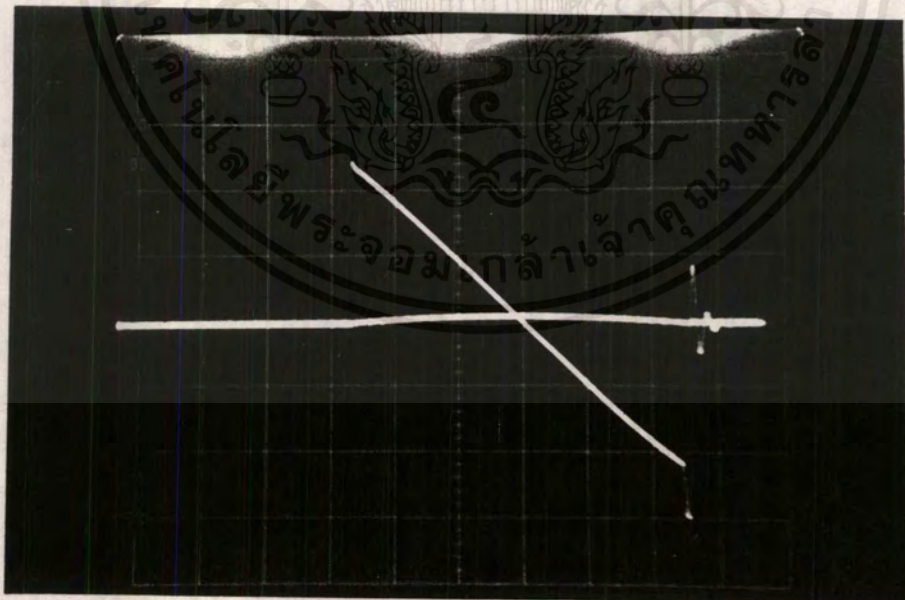
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 50 m V/Division

แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

รูปที่ 4.34 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 90^\circ$

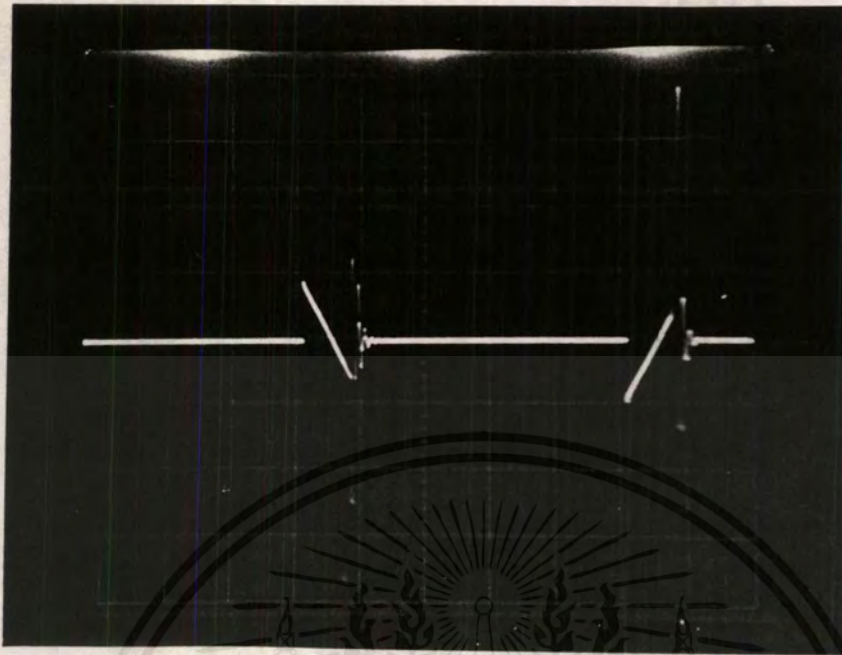


แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 50 m V/Division

แกนนอน : เวลา 1 msec /Division

รูปที่ 4.35 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 135^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แกนตั้ง : แรงดัน $\times 10$ 10 V/Division : กระแส $\times 1$ 50 m V/Division
แกนนอน : เวลา 2 msec /Division

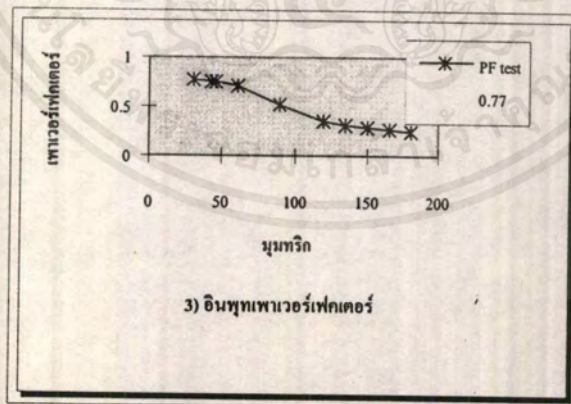
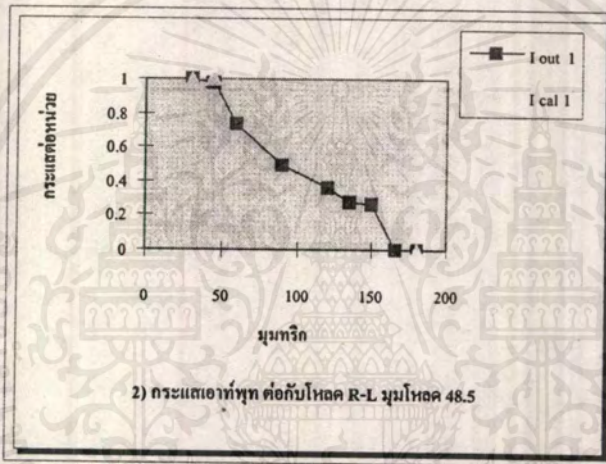
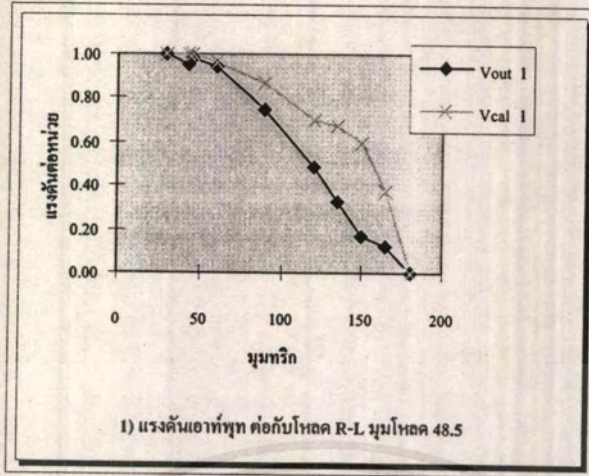
รูปที่ 4.36 แสดงรูปคลื่นแรงดัน ที่ $\alpha = 169^\circ$

การทดลองที่ 2.2 ต่อกับโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ ซึ่งใช้บัลลัสตัสต์ ต่ออนุกรมกับโหลดไฟ 100 วัตต์ 1 โหลดซึ่งได้ทดสอบวัดมุมโหลด (Load angle) โดยการวัดรูปคลื่นแรงดัน เทียบกับรูปคลื่นกระแสจากออสซิลอสโคป ได้มุมโหลด 48.6° ได้ผลการทดลองดังตาราง

มุมทริก(องศา)	Vout	I out	Watt (output)	VA (output)	Input PF	Input DPF	มุนนำกระแส
0	224	0.39	72	86	0.77	0.78	180
30	224	0.39	69	86	0.78	0.78	180
43.2	223	0.38	68	84	0.76	0.76	180
45	220	0.38	58	83	0.76	0.76	180
60	210	0.29	29	75	0.7	0.71	165.6
90	169	0.19	6	49	0.52	0.54	136.8
120	109	0.14	2	20	0.35	0.36	90
135	75	0.11	1	10	0.31	0.34	82.8
150	39	0.1	0.95	4	0.29	0.33	64.8
165	26	0	0	2	0.28	0.31	25.2
180	0	0	0	0	0.26	0.29	0

ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองเมื่อต่อกับโหลด R-L มุมโหลด 48.6 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 แสดงผลการทดลองที่ต่อกับโหลด R-L มุมเฟส 48.6 องศา

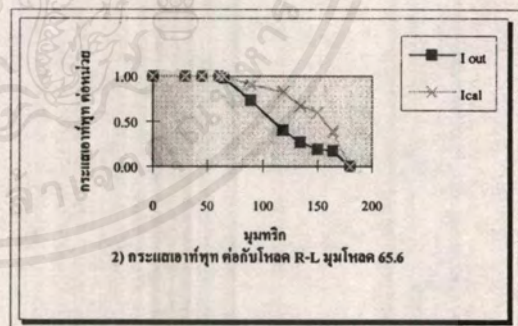
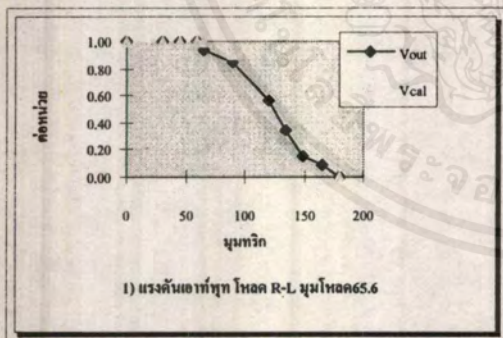
- 1) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 2) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 3) ค่าเพนอร์เฟคเตอร์ กับมุมเฟส

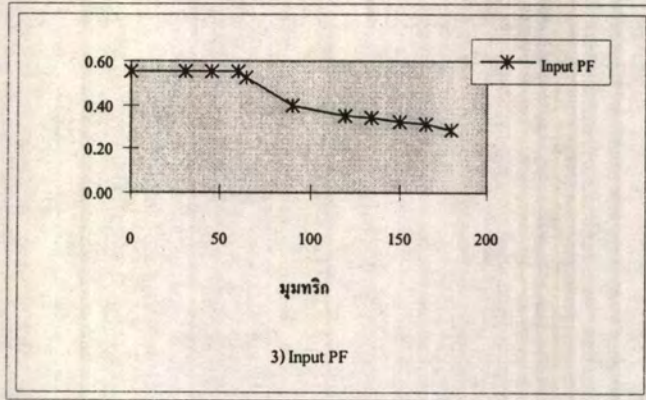
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 2.3 ต่อกับโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ ซึ่งใช้บัลีสลาสต์ ต่ออนุกรมกับ หลอดไฟ 100 วัตต์ 2 หลอดขนานกันซึ่งได้ทดสอบวัดมุมโหลด (Load angle) โดยการวัดรูปคลื่น แรงดัน เทียบกับรูปคลื่นกระแสจากออสซิลอสโคป ได้มุมโหลด 65.6° ได้ผลการทดลองดังตาราง

มุมทริก(องศา)	Vout	I out	Watt (output)	VA (output)	Input PF	Input DPF	มุนนำกระแส
0	224	0.53	67	120	0.55	0.5	180
30	224	0.53	67	118	0.55	0.55	180
45	224	0.53	67	118	0.55	0.55	180
60	224	0.53	67	119	0.55	0.55	180
64.8	211	0.52	64	113	0.53	0.54	180
90	188	0.39	34	78	0.4	0.39	151.2
120	127	0.21	6	26	0.35	0.36	126
135	79	0.14	2	10	0.34	0.36	84.6
150	33	0.1	1	3	0.32	0.34	64.8
165	21	0.09	0	1	0.31	0.32	27
180	0	0	0	0	0.29	0.34	0

ตารางที่ 4.11 ผลการทดลองเมื่อต่อกับโหลด R-L มุมโหลด 65.6 องศา





รูปที่ 4.38 แสดงผลการทดลองที่ต่อกับโหลด R-L มุมเฟส 65.6 องศา

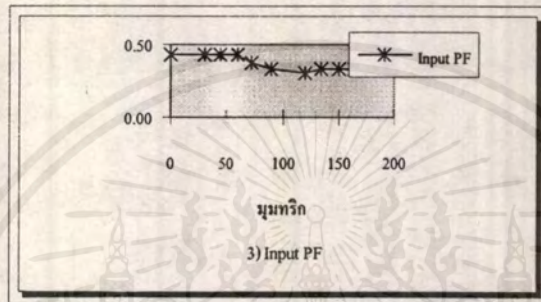
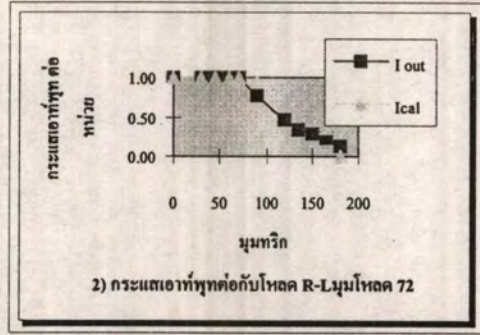
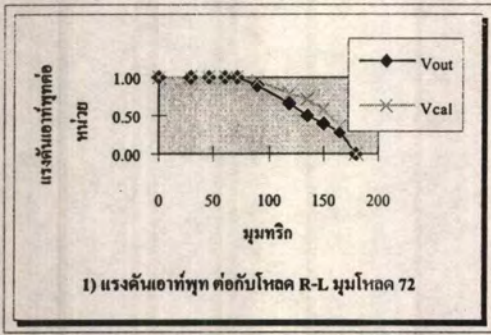
- 1) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 2) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 3) ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ กับมุมเฟส

การทดลองที่ 2.4 ต่อกับโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ ซึ่งใช้บัลลัสตัสต์ ต่ออนุกรมกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอดขนานกันซึ่งได้ทดสอบวัดมุมโหลด (Load angle) โดยการวัดรูปคลื่นแรงดัน เทียบกับรูปคลื่นกระแสจากออสซิลอสโคป ได้มุมโหลด 72° ได้ผลการทดลองดังตาราง

มุมทริก(องศา)	Vout	I out	Watt (output)	VA (output)	Input PF	Input DPF	มุมนำกระแส
0	228	0.6	56	136	0.42	0.43	180
30	228	0.6	56	136	0.24	0.43	180
45	228	0.6	56	135	0.42	0.43	180
60	228	0.6	56	135	0.42	0.43	180
72	228	0.6	52	135	0.39	0.37	180
90	202	0.47	29	93	0.33	0.33	165.6
120	149	0.28	8	41	0.31	0.31	115.2
135	117	0.2	4	23	0.33	0.34	90
150	91	0.16	2	14	0.32	0.34	59.4
165	66	0.13	1	8	0.3	0.34	25.2
180	1	0.08	0	0	0.27	0.33	0

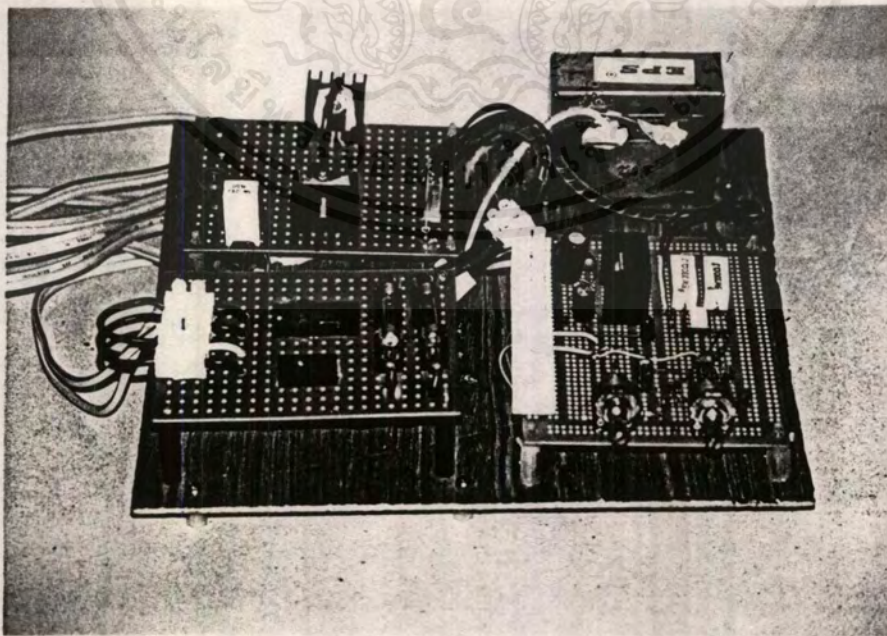
ตารางที่ 4.12 ผลการทดลองเมื่อต่อกับโหลด R-L มุมโหลด 72 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 แสดงผลการทดลองที่ต่อกับ โหลด R-L ,มุมเฟส 72 องศา

- 1) ค่าแรงดันเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 2) ค่ากระแสเอาต์พุต กับมุมเฟส
- 3) ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ กับมุมเฟส

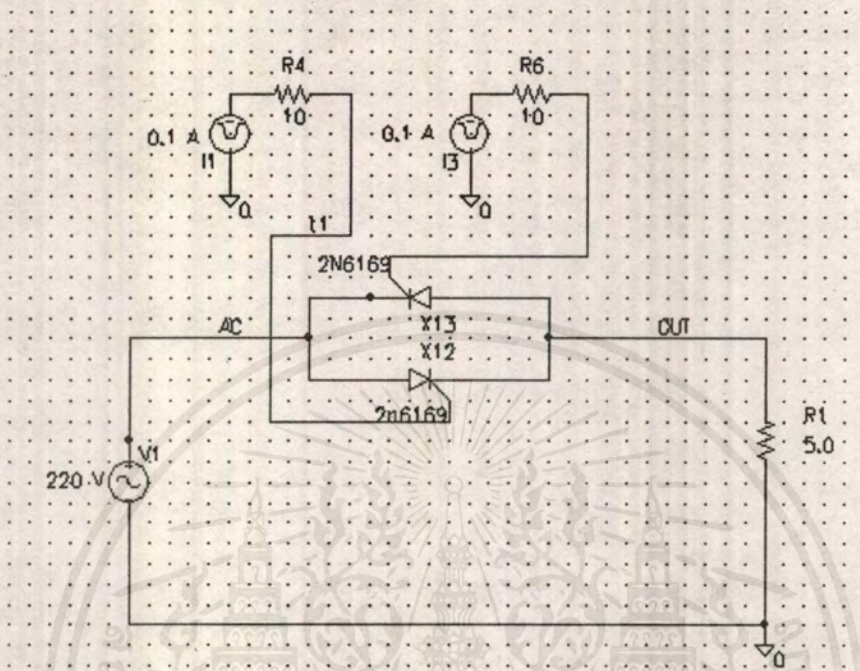


รูปที่ 4.40 รูปเอชี่ ทู เอชี่คอนเวอร์เตอร์ที่สร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ผลการทดลองทางซอฟต์แวร์

4.2.2.1 ผลการทดลองจากโปรแกรมPspice



รูปที่ 4.41 วงจรเอซี ทู เอซี คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Pspice

จากรูปวงจรที่ 4.41 การปรับมุมทริกปรับที่อุปกรณ์กำเนิดพัลส์กระแส I1 และ I3 และทำการปรับเปลี่ยนชนิดของโหลดที่ R1 เมื่อกรณีเป็นโหลด R-L ให้ใส่ตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับ R1

ทดลองวงจรในเงื่อนไขต่างๆ คือ

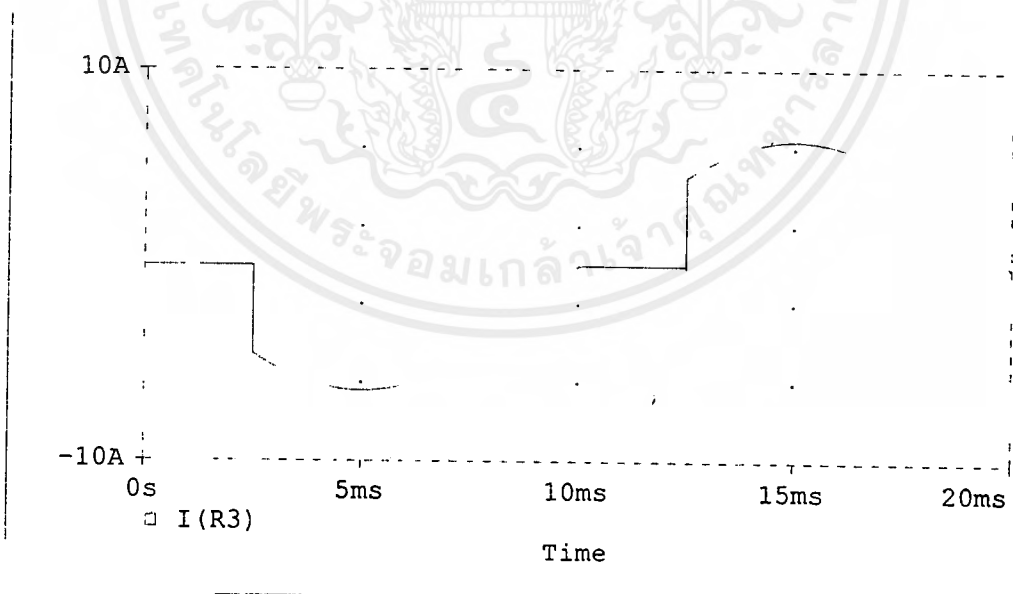
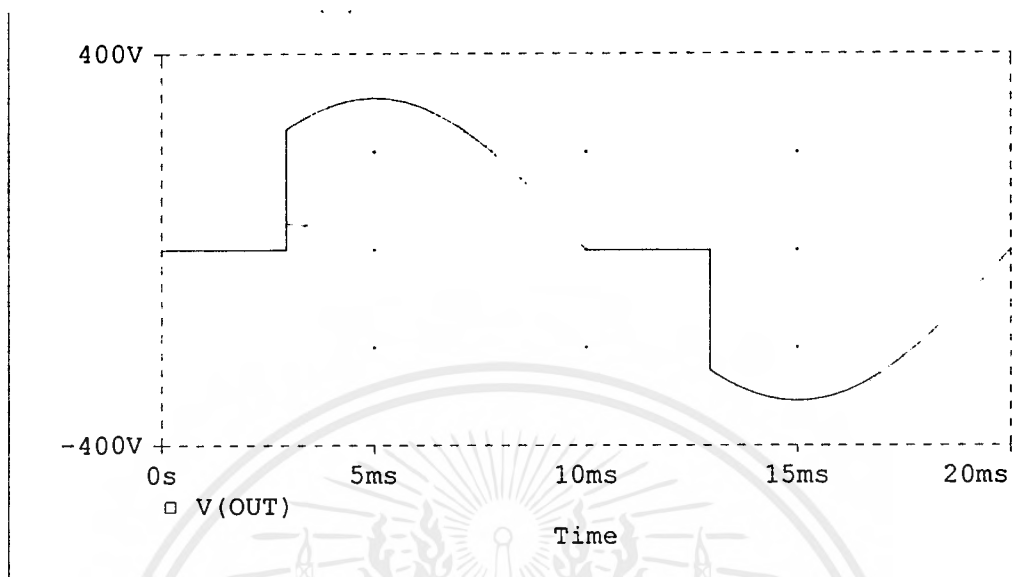
- โหลดความต้านทาน $R = 48.4$ โอห์ม ที่มุมทริก 0, 45, 90, 135 และ 180 องศา
- โหลด R-L มุมโหลด 82.5 องศา ที่มุมทริก 45, 82.5, 90, 135 และ 169 องศา

1) การทดสอบจะทดลองหารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่มุมทริก (α) ค่าต่างๆ โดยมีโหลดความต้านทานขนาด 48.4 โอห์ม ดังนี้



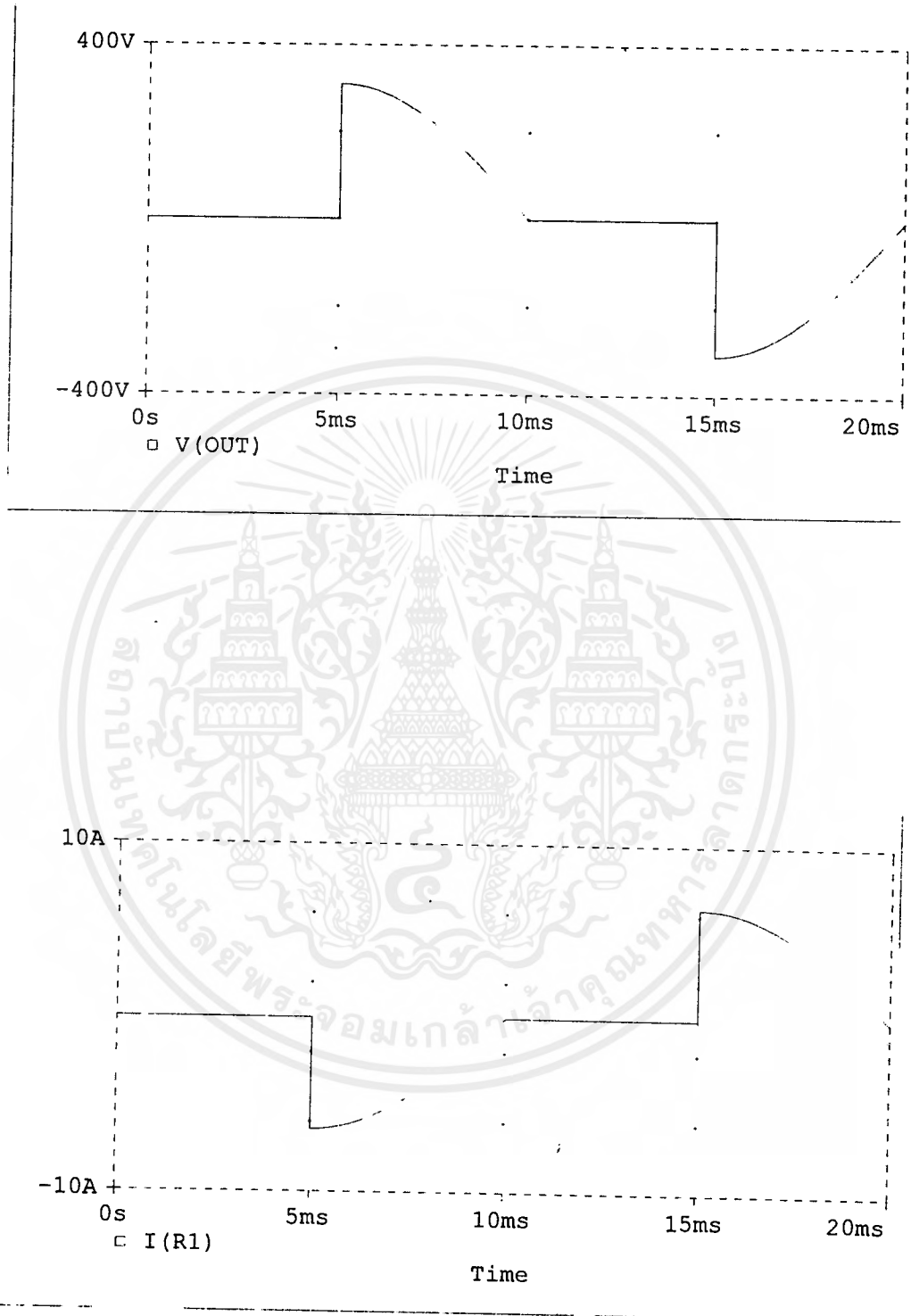
รูปที่ 4.42 รูปคลื่นแรงดัน(บน)และกระแส(ล่าง) มุมทริก 0 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



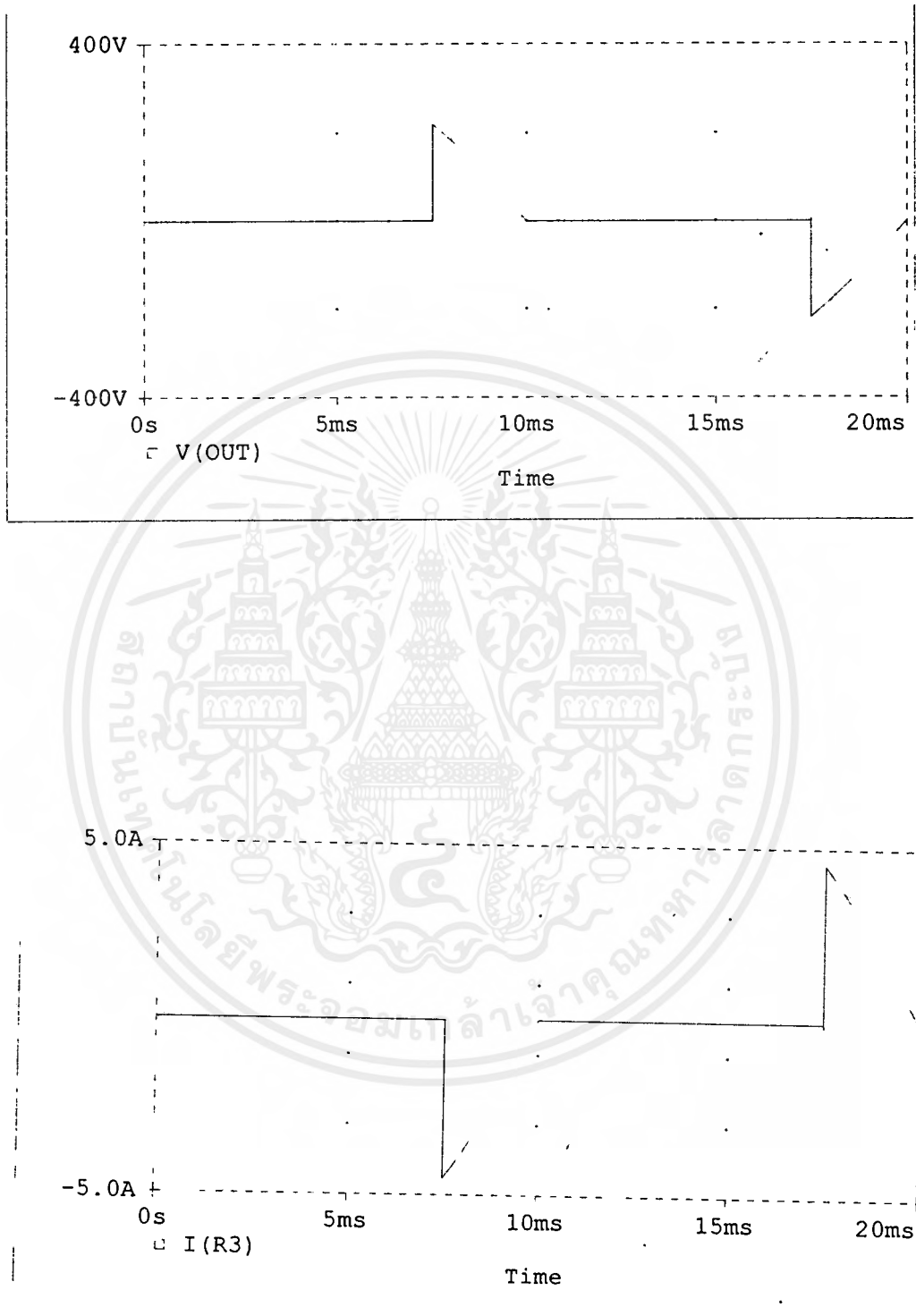
รูปที่ 4.43 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 45 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



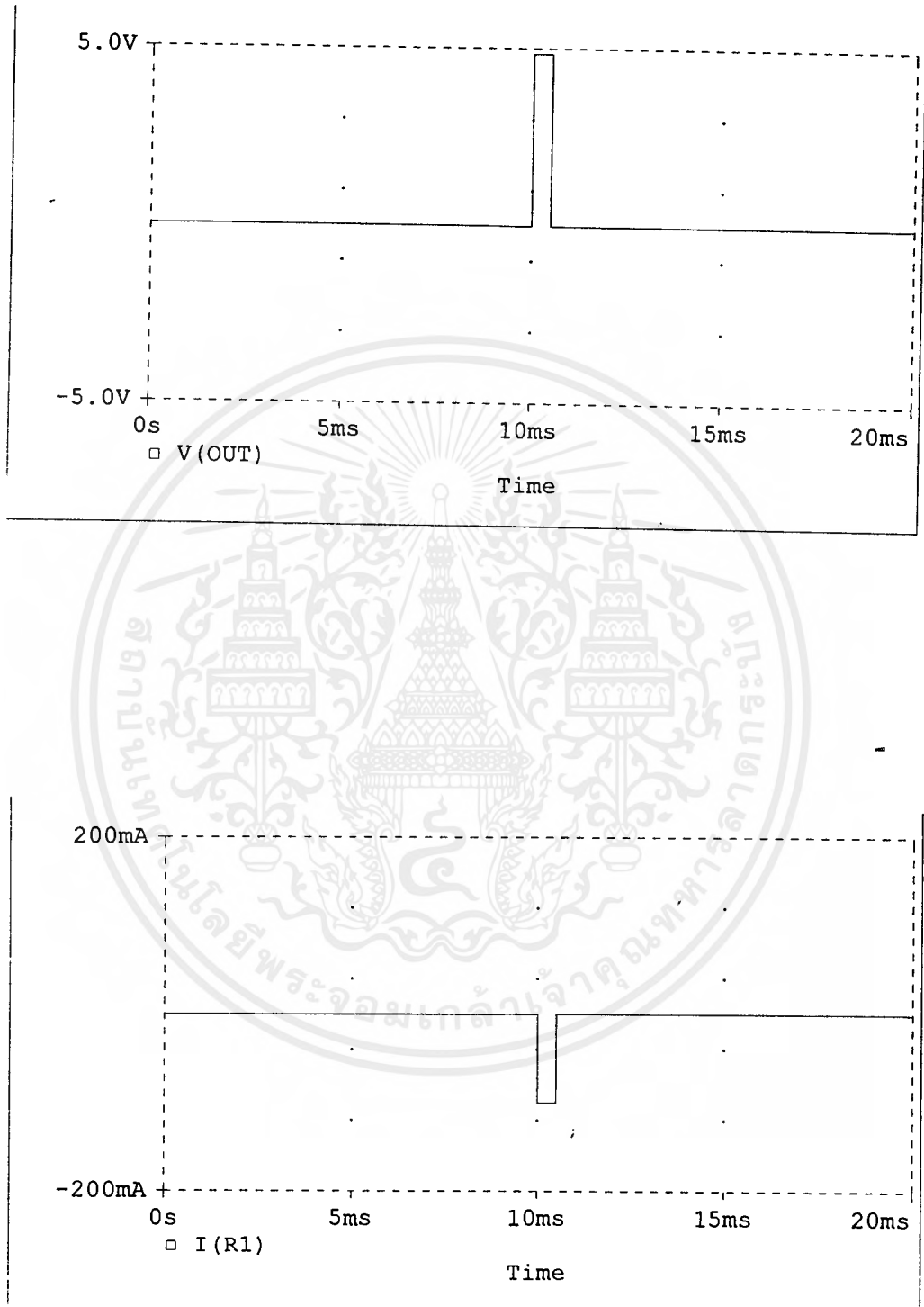
รูปที่ 4.44 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.45 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 135 องศา

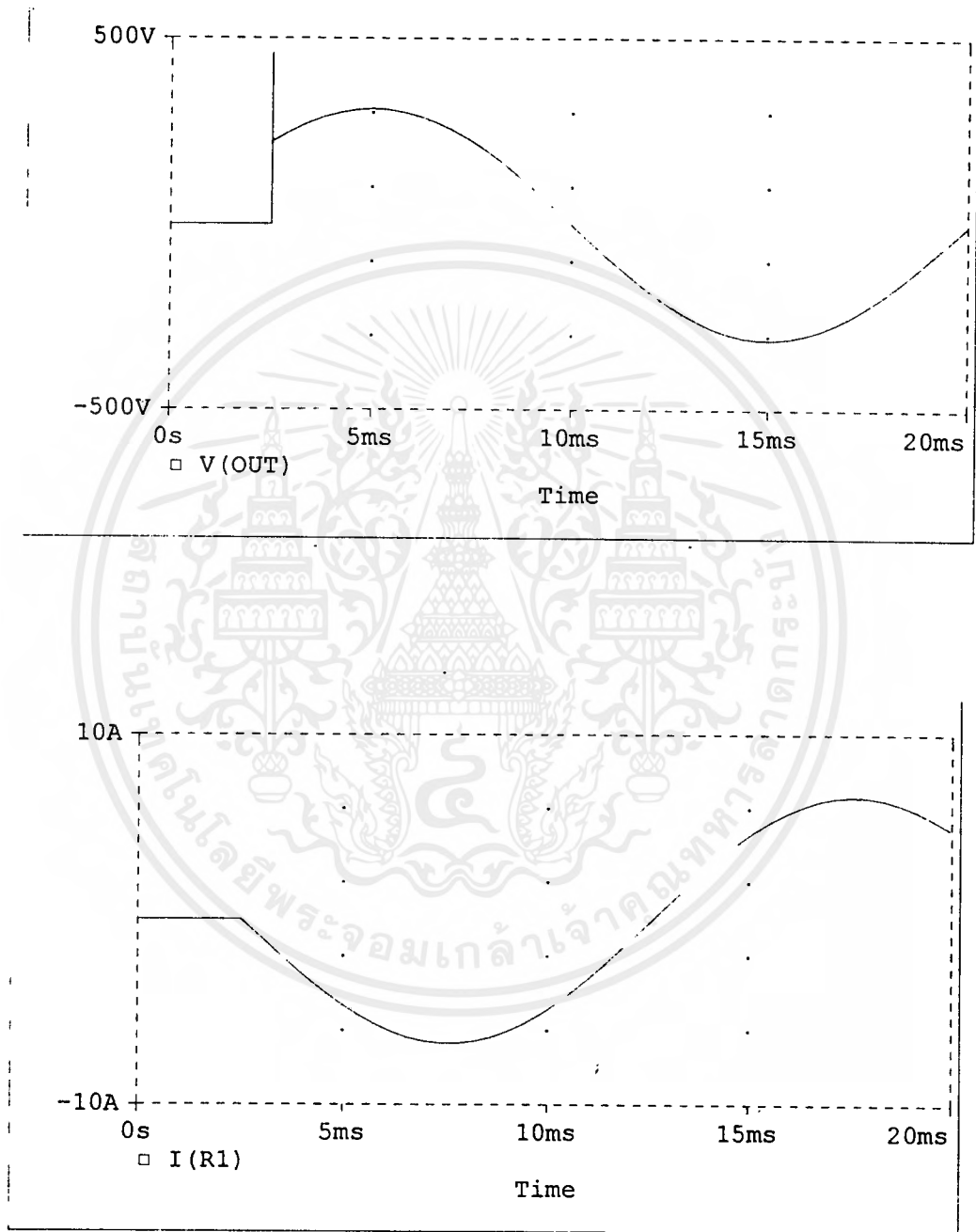
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.46 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 180 องศา

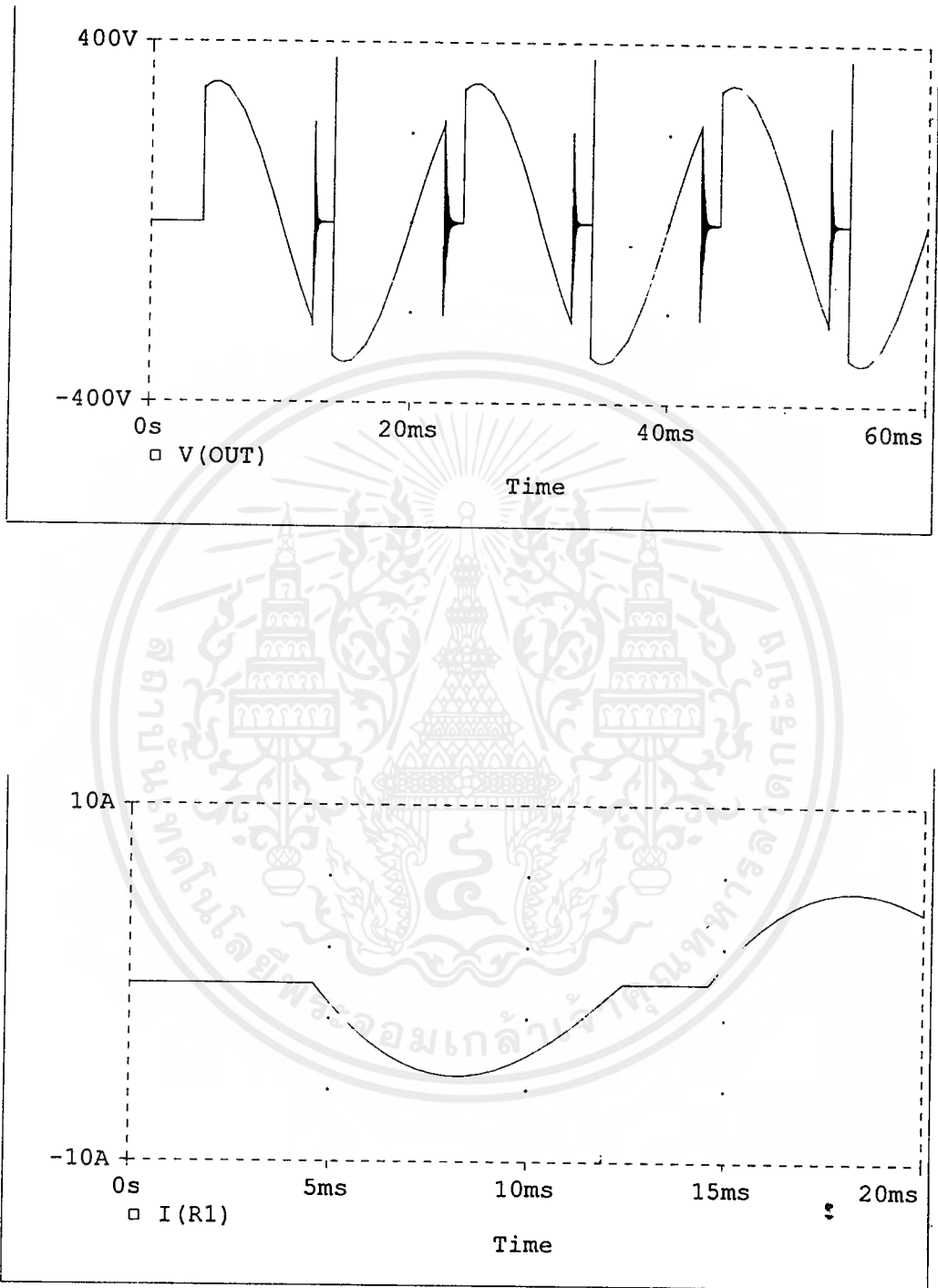
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) โปรแกรม Pspice โหลด R-L ($R=32$ โอห์ม $L=0.774$ H , มุมโหลดเท่ากับ 82.5 องศา)



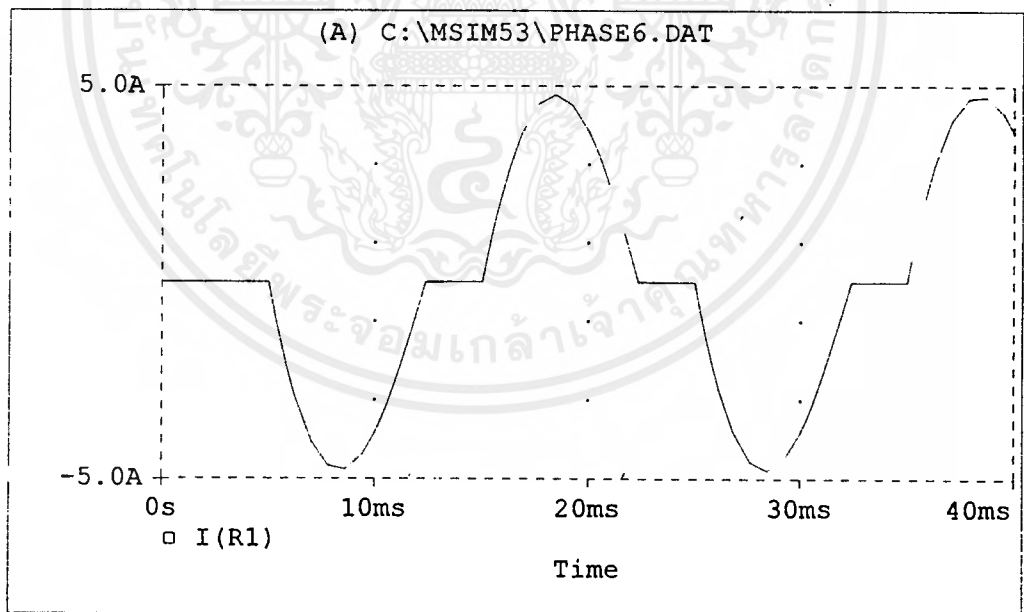
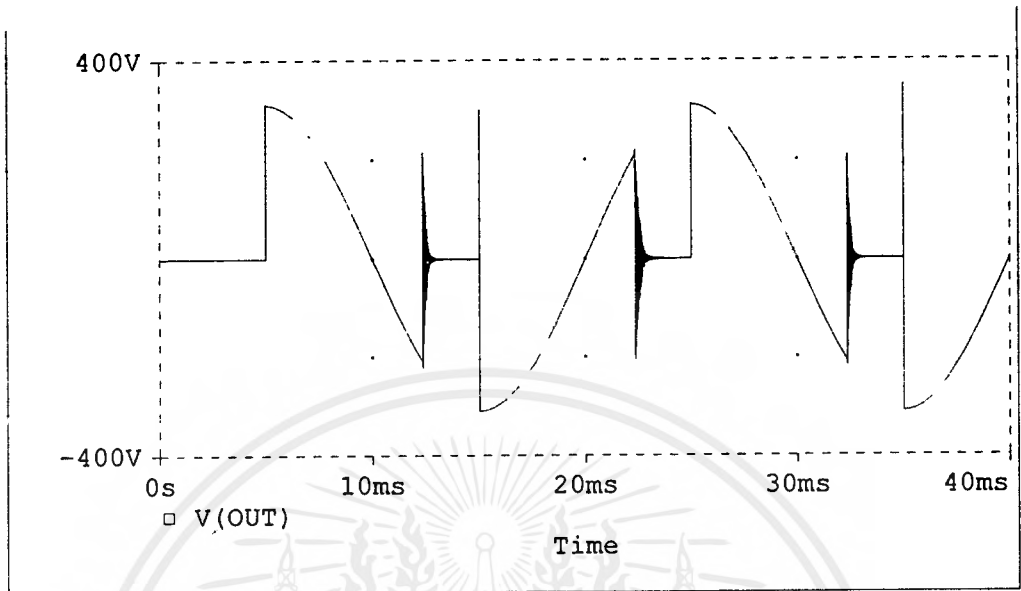
รูปที่ 4.47 รูปคลื่นแรงดัน(บน)และกระแส(ล่าง) มุมทริก 45 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



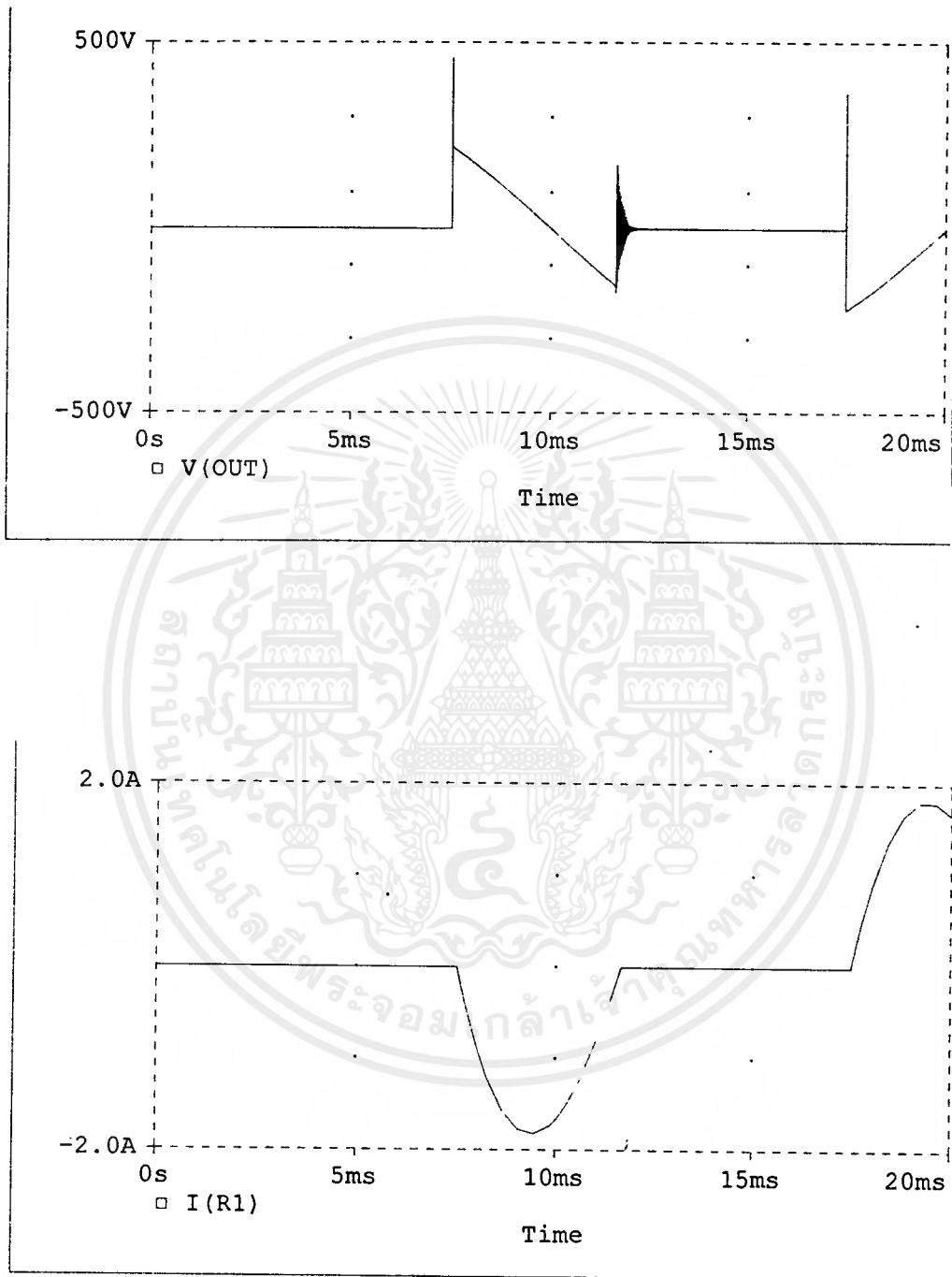
รูปที่ 4.48 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 82.5 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



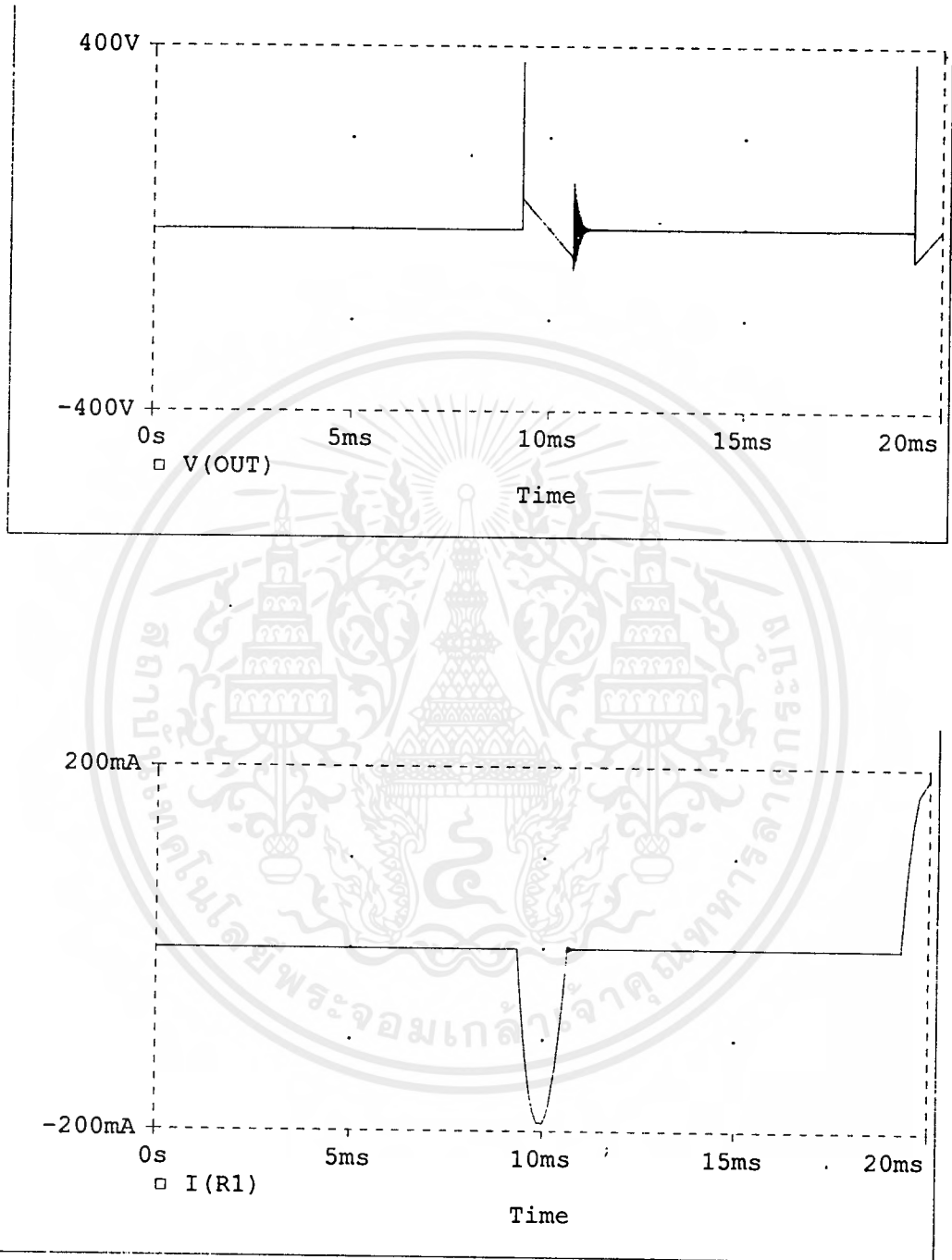
รูปที่ 4. 49 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.50 รูปคลื่นแรงดัน(บน)และกระแส(ล่าง) มุมทริก 135 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

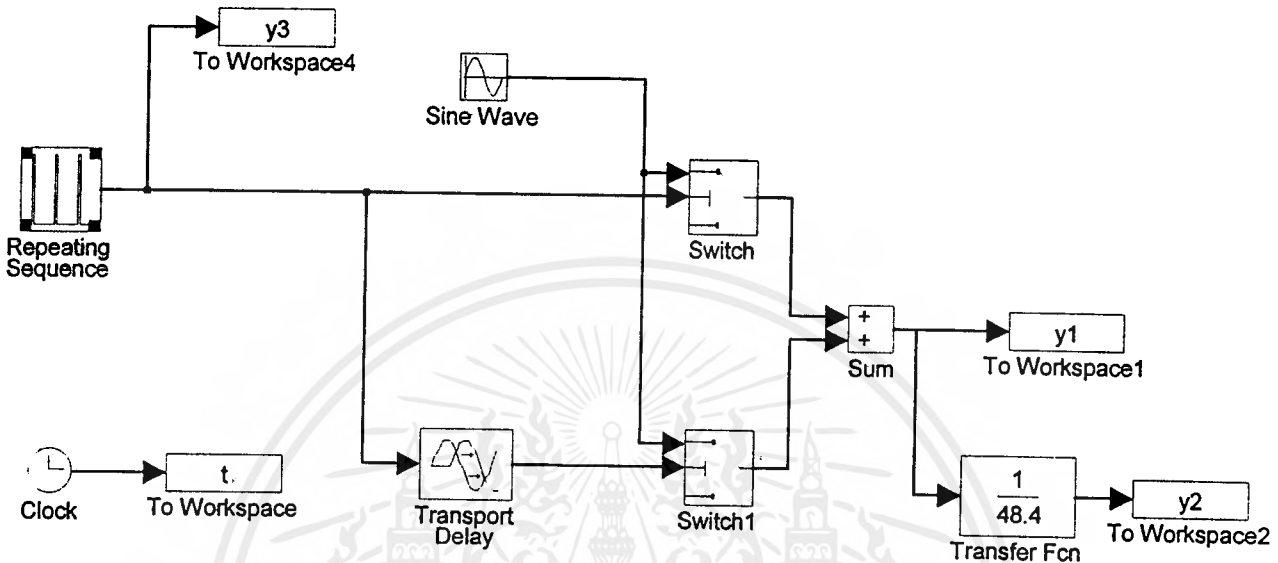


รูปที่ 4.51 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) มุมทริก 169 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

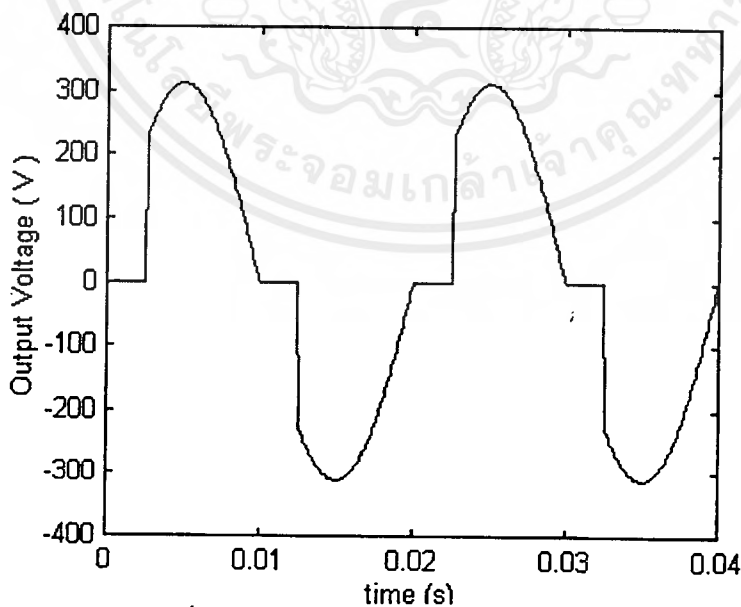
4.2.2.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม Simulink

ผลการ Simulate จากโปรแกรมสามารถทำงานได้ที่ทุกมุมทริก เพราะจะเป็นการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ซึ่งไม่มีข้อผิดพลาดจากผลของอุปกรณ์เลย



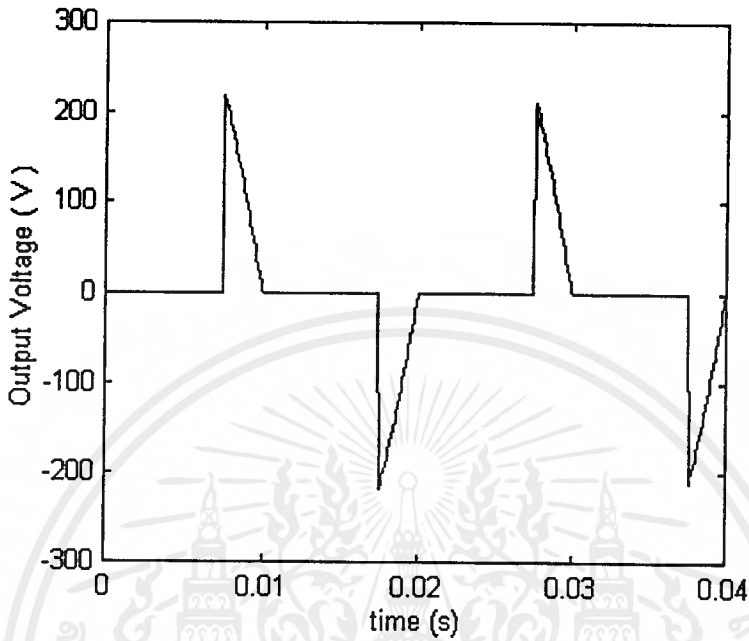
รูปที่ 4.52 วงจรเอช ที เอช คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรม Simulink

ตัวอย่างการ Simulated โหลด $R = 48.4$ โอห์ม ที่มุมทริก 45 และ 135 องศา

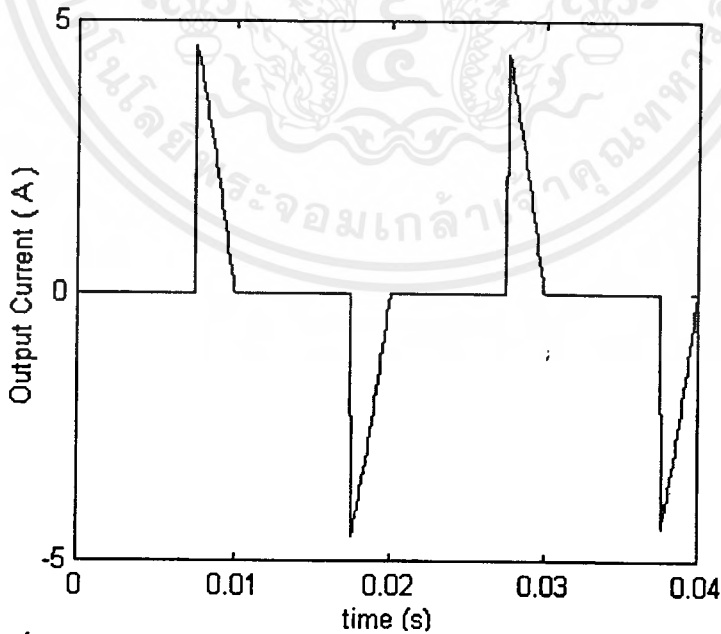


รูปที่ 4.53 แรงดันเอาต์พุตที่มุมทริก 45 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.54 แรงดันเอาต์พุตที่มุมทริก 135 องศา



รูปที่ 4.55 กระแสเอาต์พุตที่มุมทริก 135 องศา โหลด $R = 48.4$ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทสรุปวิจารณ์

5.1 เอซี ทู คิซีคอนเวอร์เตอร์

จากการทดลองทั้ง 5 การทดลองสามารถสรุปได้ว่า สำหรับโหลด R-L แล้วมุมโหลดที่ให้ผลการทดลองดีที่สุดคือมุมโหลดที่น้อยที่สุด (36.86 องศา) ซึ่งก็คือได้แรงดันเอาต์พุทและอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์มากที่สุด, เปอร์เซ็นดริปเปิล และเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันต่ำที่สุด เมื่อเพิ่มมุมโหลดมากขึ้นซึ่งก็คือการเพิ่มผลของค่าความเหนี่ยวนำให้มากขึ้น โดยที่ผลการทดลองจะให้ผลต่ำลงไปตามมุมโหลดที่เพิ่มขึ้นคือ ได้แรงดันเอาต์พุทและอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำลง, เปอร์เซ็นดริปเปิลและเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันสูงขึ้น ส่วนโหลด R นั้นผลการทดลองต่างๆจะขึ้นตรงกับค่าของความต้านทานเพียงอย่างเดียวดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในส่วนของผลการทดลอง

ทั้งนี้ทั้งนั้นค่าของผลการทดลองต่างๆจะแปรเปลี่ยนไปตามค่าคิวดิวตี้ไซเคิลด้วย คือเมื่อคิวดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0% จะให้ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์มากที่สุด, เปอร์เซ็นดริปเปิลและเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันต่ำที่สุดและให้ผลที่ต่ำลงมาเมื่อเพิ่มค่าเปอร์เซ็นต์คิวดิวตี้ไซเคิลขึ้นส่วนค่าของแรงดันเอาต์พุทที่ได้จากผลของการเปลี่ยนค่าคิวดิวตี้ไซเคิลนั้นได้อธิบายไว้อย่างละเอียดแล้วในการทดลองที่ 1 ซึ่งพอสรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุทจะมีค่ามากที่สุดเมื่อคิวดิวตี้ไซเคิลประมาณ 30 %

จะเห็นว่าผลการทดลองนี้ยังมีอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ไม่สูงเท่าที่ควรและยังมีเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชันที่สูงอยู่มากในโหลด R-L ที่มุมโหลดค่าต่างๆ ซึ่งปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยเปลี่ยนการควบคุมจากพีดับบลิวเอ็มให้เป็นไซน์นุซชอยดอลพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (SPWM) ซึ่งการควบคุมแบบนี้ ต้อง มีการทำให้ สัญญาณคลื่นไซน์ที่ใช้สร้างสัญญาณเอสพีดับบลิวเอ็มนั้นสอดคล้อง (Inphase) กับแรงดันอินพุทที่ป้อนให้วงจรสวิตซ์กำลังด้วย ซึ่งสามารถเอาแนวทางนี้ไปพัฒนาเอซี ทู คิซีคอนเวอร์เตอร์ต่อไปได้

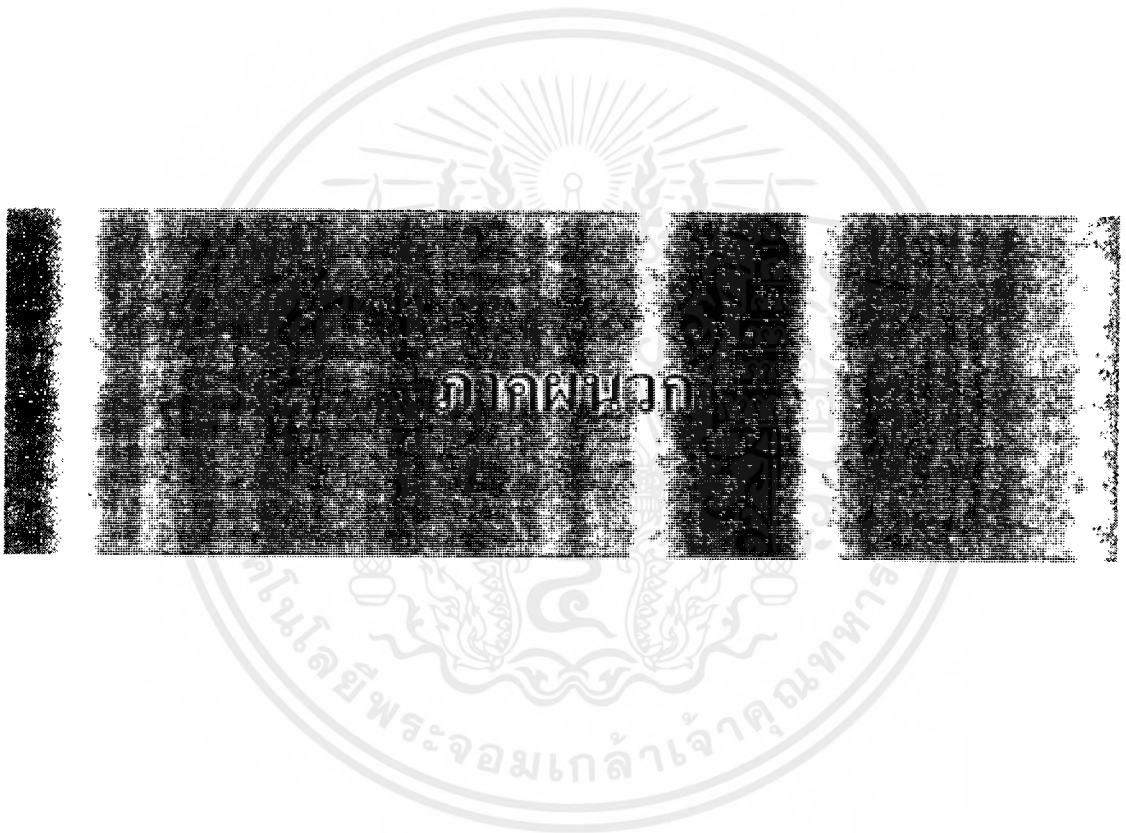
5.2 เอซี ทู เอซีคอนเวอร์เตอร์แบบการควบคุมมมเฟส

จากการออกแบบ และสร้างเอซีทูเอซีคอนเวอร์เตอร์พิกัดกำลัง 1000 VAเรียบร้อยแล้ว ได้ทดสอบกับโหลดความต้านทาน โดยใช้หลอดไฟ 100 วัตต์ 10 หลอดขนานกัน จากผลการทดลองทำให้ทราบถึงความสัมพันธ์ ระหว่างแรงดันเอาต์พุท ,กระแสเอาต์พุทค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่มุมทริกต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.25 ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณมีค่า ใกล้เคียง และมีแนวโน้มไปในทางเดียวกัน สัญญาณรูปคลื่นของแรงดัน และกระแส สำหรับ โหลดความต้านทานนั้นมีความสอดคล้องเป็นอย่างดีกับทฤษฎี สามารถปรับแรงดันได้ตั้งแต่ 220 โวลต์ ถึงเกือบ 0 โวลต์ เนื่องจากผลของสัญญาณทริกที่เมื่อมีมุมใกล้ 180 องศาจะมีขนาดสัญญาณเล็กกลง จึงไม่สามารถทำให้ เอสซีอาร์ทำงานตลอดช่วงได้

สำหรับ โหลด R-L นั้นได้ทดสอบกับ บัลลัสลาสต์ และหลอดไฟ 100 วัตต์ตามรายละเอียด ในการทดลอง พอจะสรุปให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของ กระแสเอาต์พุต ,แรงดันเอาต์พุต และค่า เพาเวอร์แฟคเตอร์สามารถปรับให้ลดได้ ตามการปรับการทริกของสัญญาณที่มุมเฟสต่าง ๆ และสามารถควบคุมแรงดัน โดยการควบคุมมุมทริกอยู่ในช่วงมุมโหลด ถึง มุม 180 องศา เท่านั้น ข้อ สำคัญอีกประการหนึ่ง ในการควบคุมมุมเฟส กรณีโหลด R-L นั้น พัลส์เดียวมีโอกาสทำให้เอสซี อาร์ทำงานผิดพลาดได้ ซึ่งแก้ไขโดยใช้ พัลส์ที่เป็น พัลส์ยาว (Long pulse) หรือที่เป็นพัลส์ หลาย ถูกในหนึ่งไซเคิล (Train pulses) ในโครงการนี้ใช้แบบ พัลส์ยาว เพราะสามารถปรับมุม ได้ตลอด ย่าน

จากการทดสอบ เอช ซี ทู เอช ซี คอนเวอร์เตอร์นี้ สามารถนำไปใช้งาน และ ใช้ในการเป็นชุด ทดลอง ในการศึกษาทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ตามเป้าหมายที่วางไว้ได้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การทดลอง AC - DC Converter

จุดประสงค์

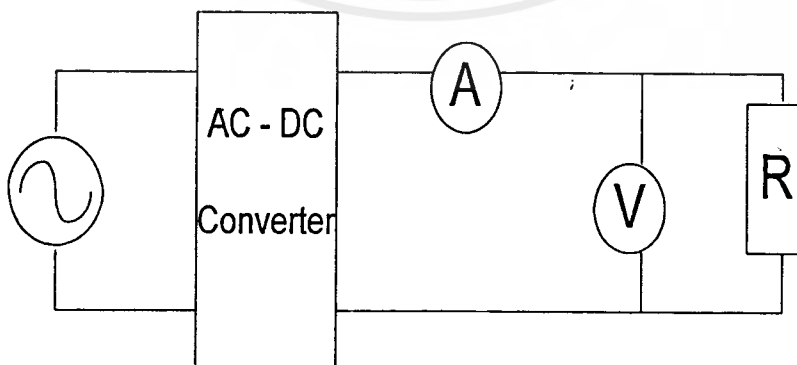
1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติของ เอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมแบบพัลส์วิดมีอดดูเลชัน (PWM)
2. เพื่อศึกษาผลของ โหลด R และ R-L ที่มีมุมโหลดแตกต่างกัน

อุปกรณ์

1. ชุดทดลอง เอชซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์
2. ออสซิลอสโคป
3. Power Metre
4. โวลต์มิเตอร์
5. แอมป์มิเตอร์
6. Variac
7. ชุดโหลด R , R-L
8. โหลด R 600 โอห์ม

การทดลอง

1. ต้องจรงดังรูปที่ 1. โดยป้อนแรงดันอินพุต = 45 V , ความถี่สวิตซิ่ง 10 kHz , โหลด R - ขนาด 80 โอห์ม



รูปที่ 1 วงจรทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการปรับค่าเปอร์เซ็นต์ดีวีดีไซเคิลเพื่อสังเกตคุณสมบัติต่างๆของคอนเวอร์เตอร์ที่เปลี่ยนแลงและบันทึกผลลงตารางที่ 1

ดีวีดีไซเคิล (%)	กระแส อินพุท (A)	แรงดัน เอาท์พุท (V)	กระแส เอาท์พุท(A)	เปอร์เซ็นต์ ริปเปิ้ล	เปอร์เซ็นต์ เรกกูเลชัน	อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์
0						
15						
30						
45						

ตารางที่ 1 ผลการทดลอง

$$\text{โดยที่ เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล} = \frac{(V_{\max} - V_{\min})}{V_{o/p}} \times 100 \quad (1)$$

$$\text{และเปอร์เซ็นต์เรกกูเลชัน} = \frac{(V_{\text{no-load}} - V_{\text{on-load}})}{V_{\text{on-load}}} \times 100 \quad (2)$$

ซึ่ง $V_{\text{no-load}}$ หาได้จากการใช้โหลด R 600 โอห์ม (เสมือนว่าเปิดวงจรอยู่) และบันทึกค่าแรงดันเอาท์พุทที่ดีวีดีไซเคิล 0, 15, 30 และ 45%

3. นำผลที่ได้พล็อตกราฟโดยแกนนอนเป็นเปอร์เซ็นต์ดีวีดีไซเคิล แกนตั้งเป็นค่าแรงดันเอาท์พุท, เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล, เปอร์เซ็นต์เรกกูเลชัน และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์

4. ทำการทดลองเหมือนข้อ 1 ถึง 3 แต่เปลี่ยนจากโหลด R 80 โอห์ม เป็นโหลด R-L ที่มีมุมโหลดเท่ากับ 36.86° , 53.13° , 72.54° และ 83°

5. นำผลการทดลองตั้งแต่ข้อ 1 ถึงข้อ 4 มาพล็อตกราฟบนแกนเดียวกันในแต่ละค่า (แรงดันเอาท์พุท, เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล, เปอร์เซ็นต์เรกกูเลชัน และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์)

คำถามท้ายการทดลอง

1.อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่าเปอร์เซ็นต์ดีวีดีไซเคิลกับค่าแรงดันเอาท์พุท, เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล, เปอร์เซ็นต์เรกกูเลชัน และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ ในแต่ละชนิดของโหลดทั้ง 5 ชนิด

2.อธิบายความสัมพันธ์เชิงเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้ (แรงดันเอาท์พุท, เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล, เปอร์เซ็นต์เรกกูเลชัน และอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์) กับชนิดของโหลดที่จ่ายแรงดันให้

3.จากโหลดทั้ง 5 ชนิด โหลดชนิดใดให้ผลการทดลองที่ดีที่สุด เพราะเหตุใด

การทดลอง AC - AC CONVERTER

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาถึง Characteristic ของ เอชที ทู เอชทีคอนเวอร์เตอร์แบบการควบคุมมุมเฟส
2. ศึกษาผลของความเหนี่ยวนำที่มีต่อการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

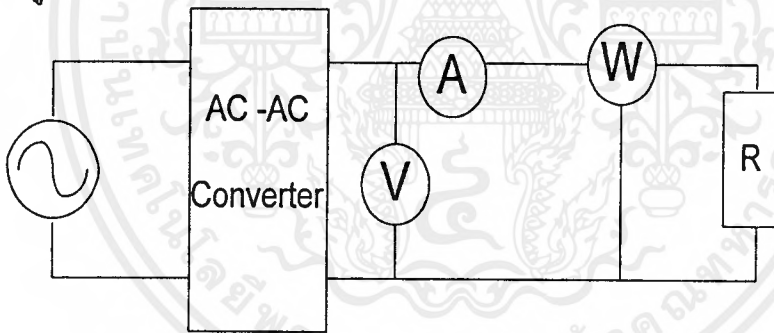
อุปกรณ์

1. ชุดทดลอง เอชทีทูเอชที คอนเวอร์เตอร์
2. ออสซิลโลสโคป
3. วัตต์มิเตอร์
4. โวลต์มิเตอร์
5. แอมป์มิเตอร์
6. แผงโหลดความต้าน ,ความเหนี่ยวนำ

การทดลอง

ก. ทดลองกับโหลดความต้าน

1. ต่อวงจรดังรูป



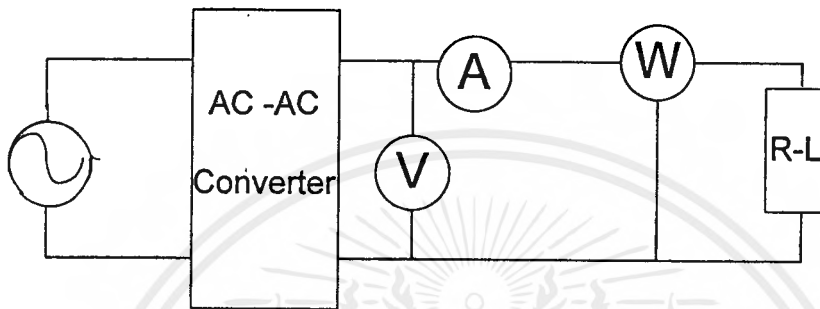
2. ปรับมุมทริกที่ค่า ต่างๆ วัดค่า กระแส และแรงดัน เพาเวอร์แฟคเตอร์ บันทึกผลตามตาราง

มุมทริก	แรงดันเอาต์พุต	กระแสเอาต์พุต	Power factor	VA เอาต์พุต	Watt เอาต์พุต
0					
30					
45					
90					
120					
135					
150					
180					

3. ข้อมูลที่ได้จากการทดลองมาเขียนกราฟ แรงดัน กระแส เทียบกับแกนของมวมทริก

ข. ทดลองกับโหลด R-L

1. ต่อดวงจรรังรูป



2. ปรับมวมทริกที่ค่า ต่างๆ วัดค่า กระแส และแรงดัน เพาว์เวอร์แฟคเตอร์ บันทึกผลตามตาราง

มวมทริก	แรงดันเอาท์พุท	กระแสเอาท์พุท	Power factor	VA เอาท์พุท	Watt เอาท์พุท
0					
30					
45					
90					
120					
135					
150					
180					

3. นำข้อมูลที่ได้มาเขียนกราฟ แรงดัน กระแส เอาท์พุท เทียบกับมวมทริก

คำถาม

- อธิบายการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน กระแส เมื่อมวมทริก เปลี่ยนไป
- อธิบายการเปลี่ยนแปลงของ Power factor เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงมวมทริก
- เปรียบเทียบค่า Power factor เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง โหลดที่มวมทริก เท่ากัน

Simulation

ขอบเขตการทดลอง

การ Simulated วงจรเอชี่ พู คีซี คอนเวอร์เตอร์จะทดลองโดยใช้โปรแกรม Simulink แต่จะมีข้อจำกัดตรงที่ไม่สามารถ Simulated ผลของแรงดันที่โหลด R-L ส่วนวงจร เอชี่ พู เอชี่ คอนเวอร์เตอร์นั้นจะใช้โปรแกรม Pspice ผลการทดลองที่ได้จากทั้งสองโปรแกรมจะเป็นรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตจากวงจร และจะศึกษาในประเด็นต่างๆ ของแต่ละวงจร ดังต่อไปนี้

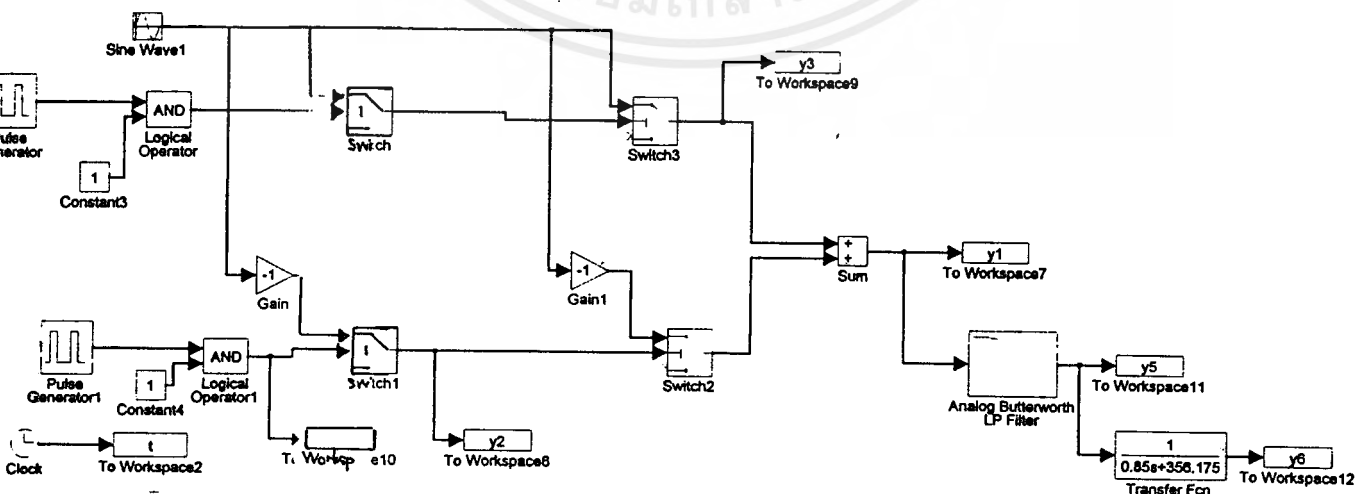
1. AC-DC Converter

- 1.1 ศึกษาผลของการปรับค่าความถี่ไซเคิลของสัญญาณควบคุม SPWM ที่มีต่อรูปคลื่นแรงดันและกระแส (ที่ 0, 15 และ 45 %) และแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยเมื่อผ่าน Filter โดยดูจากระดับ Output DC Voltage จากกราฟ
- 1.2 เปรียบเทียบลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแส ระหว่างโหลด R กับ R-L และ

2. AC-AC Converter

- 2.1 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและกระแส เปรียบเทียบระหว่างโหลด R กับ R-L ที่มุมทริกต่างๆ
- 2.2 ศึกษาหลักการการทริกเอสซีอาร์ ในโหลด R-L โดยมุมทริกอัลฟา (α) ต้องมีค่าไม่น้อยกว่ามุมโหลด วงจรจึงจะทำงานได้

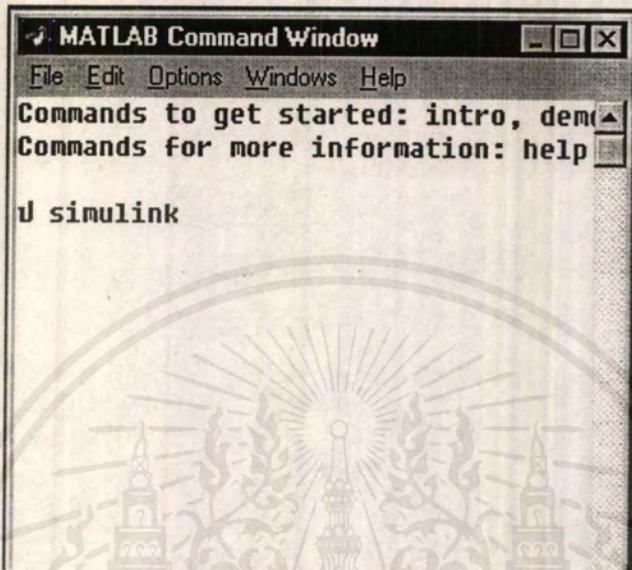
1. วิธีการทดลอง AC-DC Converter โดยโปรแกรม Simulink ใน MATLAB



รูปที่ 1 วงจร AC-DC Converter

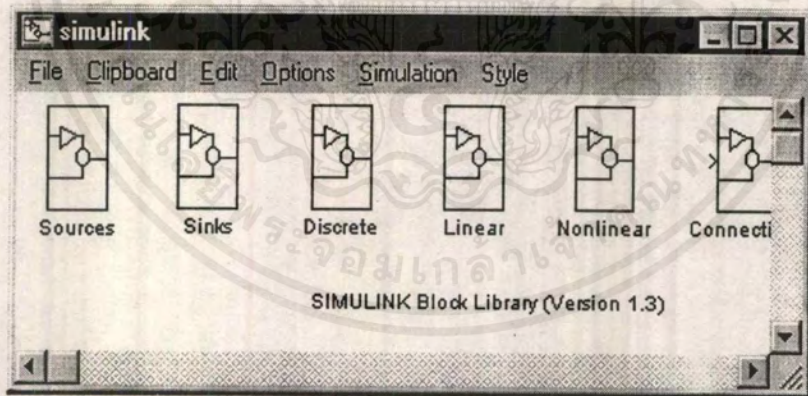
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มเข้าสู่โปรแกรม MATLAB และเมื่อจะทำการสร้างวงจรจะต้องเข้าไปในโปรแกรม Simulink ของ MATLAB ก่อน โดยใช้คำสั่ง “simulink”



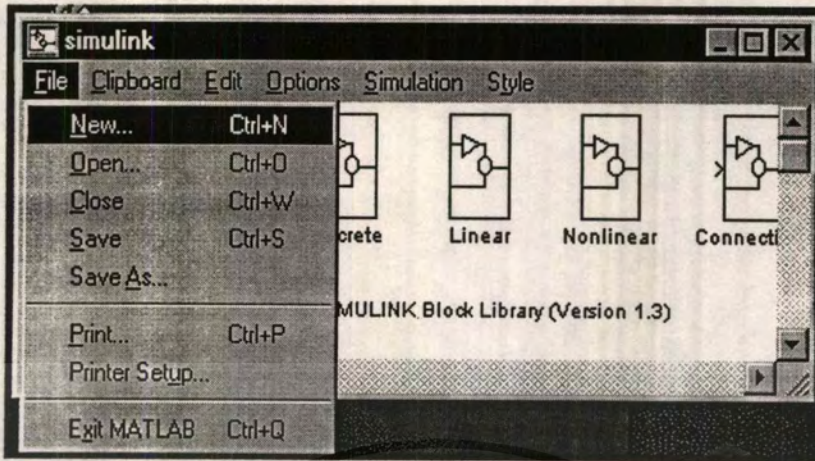
รูปที่ 2 MATLAB Command Window

จากนั้น โปรแกรม Simulink จะขึ้นหน้าจอ



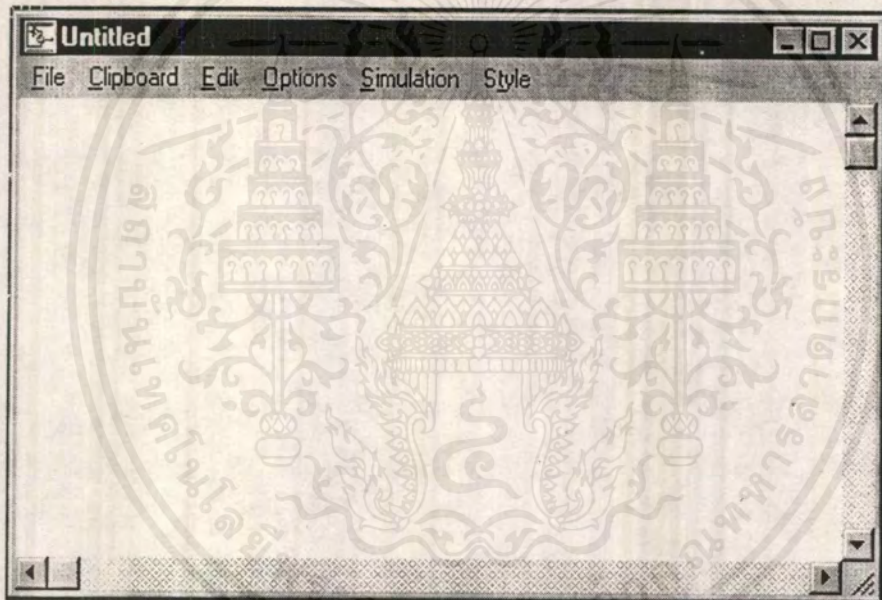
รูปที่ 3 simulink

คลิกเปิดเมนู File และเลือก New เลือกพื้นที่ทำงานเพื่อนำมาต่อวงจร



รูปที่ 4 การเลือกfile New ใน Simulink

ดับเบิลคลิกที่ New โปรแกรมจะเิน Untitled เป็นพื้นที่ทำงานเพื่อทำการสร้างวงจรบนพื้นที่นี้



รูปที่ 5 Untitled

เมื่อได้ศึกษาการใช้อุปกรณ์มาแล้ว ก็ทำการเลือกอุปกรณ์ในโปรแกรม Simulink ตามลักษณะการทำงานของวงจร โดยส่วนประกอบของวงจร AC-DC Converter จะประกอบไปด้วย

- 1). ส่วนสร้างสัญญาณรูปพัลส์ (จาก TL494) ใช้อุปกรณ์ Pulse Generator



รูปที่ 6 Pulse Generator

Pulse Generator (Mask)

Block name: Pulse Generator
 Block type: Pulse Generator (Mask)

Pulse Generator.

OK
 Cancel
 Help

Pulse period (secs):
 0.0001

Pulse width:
 0.000045

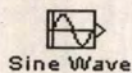
Pulse height:
 1

Pulse start time:
 0.00

รูปที่ 7 Pulse Generator (Mask)

เมื่อดับเบิลคลิกที่รูป Pulse Generator แล้วจะปรากฏบล็อก Pulse Generator (Mask) เพื่อที่จะหนดลักษณะคลื่นพัลส์ทั้งความถี่ที่ช่อง Pulse period (secs) และขนาดความถี่พัลส์ที่ช่อง Pulse width , ขนาดความสูงเพื่อการเปรียบเทียบค่าในโปรแกรมจากช่อง Pulse height และการเลื่อนของพัลส์ที่ช่อง Pulse start time ใช้ในกรณีสร้าง Q เช่นดังตัวอย่าง คลื่นพัลส์มีความถี่ 10 kHz มีพัลส์ที่ 45% , ความสูงเท่ากับ 1 และ ช่วงเวลาเลื่อนคือ 0 (กรณี Q) เมื่อทำการใส่ค่าเรียบร้อยแล้วให้คลิกที่ OK

2). แหล่งจ่ายไฟบ้าน ใช้อุปกรณ์แหล่ง Sine Wave



รูปที่ 8 Sine Wave

Sine Wave [X]

Block name: Sine Wave1	OK
Block type: Sine Wave	
ZOH[Amp*sin(Freq*Time+Phase)]	

Amplitude:

63.64

Frequency [rads/sec]:

$2\pi/0.02$

Phase [rads]:

0

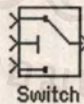
Cancel

Help

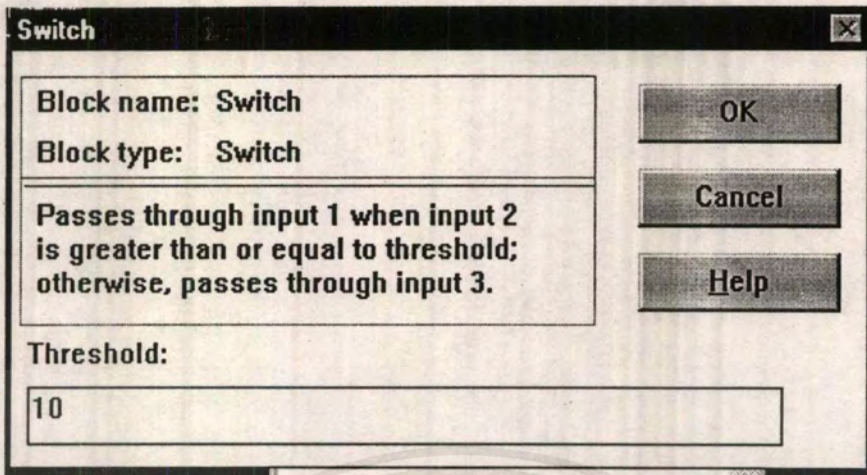
รูปที่ 9 บล็อกกำหนดค่าของ Sine Wave

เมื่อดับเบิ้ลคลิกที่สัญลักษณ์ Sine wave แล้ว จะปรากฏตาราง Sine wave โดยช่อง Amplitude จะกำหนดค่าแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ ซึ่งในโครงการใช้ไฟกระแสตรง 45 V ดังนั้น แอมพลิจูดที่ได้คือ 63.64 V ส่วนช่อง Frequency จะกำหนดความถี่ของคลื่น ไซน์เป็นหน่วย rad/sec โดยค่า 0.02 คือคาบของ ไซน์ที่ความถี่ 50 Hz นั่นเอง

3). ส่วนอุปกรณ์สวิตซ์ 4 ตัว



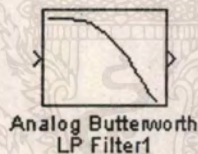
รูปที่ 10 Switch



รูปที่ 11 บล็อกกำหนดค่าของ Switch

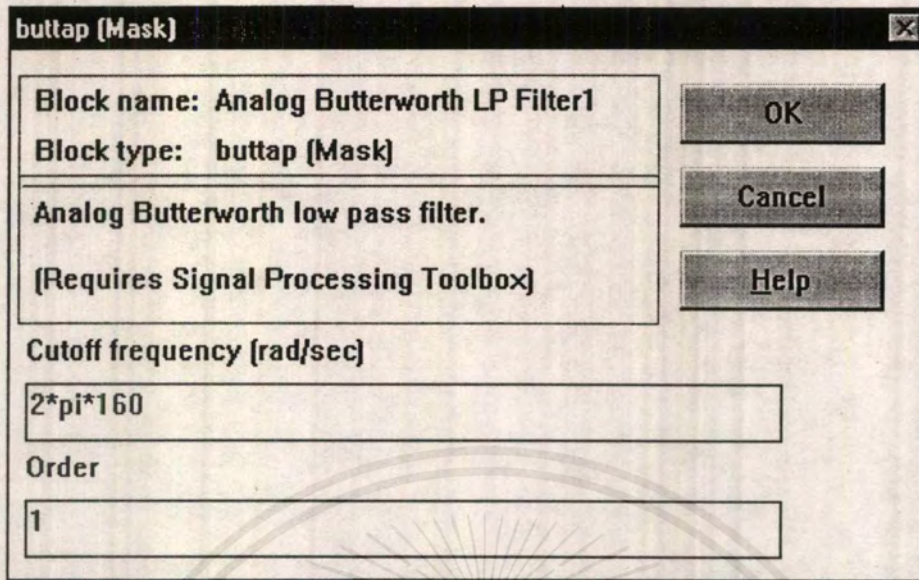
มีลักษณะเหมือนอุปกรณ์สวิตซ์ทางไฟฟ้า แต่จะใช้หลักการเปรียบเทียบค่าสัญญาณระหว่างอินพุต 2 กับค่า Threshold คืออินพุต 1 จะผ่านไปได้เมื่อค่าอินพุต 2 มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่า Threshold (1) โดยอินพุต 1 คือสัญญาณไซน์ 63.64 V และอินพุต 2 คือสัญญาณที่ได้จากส่วนสร้างพัลส์นั่นเอง

4). Filterกรองความถี่สูง



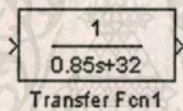
รูปที่ 12 filter ชนิด Analog Butterworth LP Filter

เป็น Filter ชนิด Analog Butterworth LP Filter โดยจะกำหนดความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) และลำดับของอุปกร์ เช่นดังตัวอย่างที่ความถี่คัทออฟ 160 Hz และลำดับที่ 1 เพราะในวงจรจริงให้ตัวคาปาซิเตอร์เท่านั้นสำหรับเป็น filter ดังนั้นจึงเป็นลำดับที่ 1 (ถ้าเป็น L-C filter จะเป็นลำดับที่ 2)



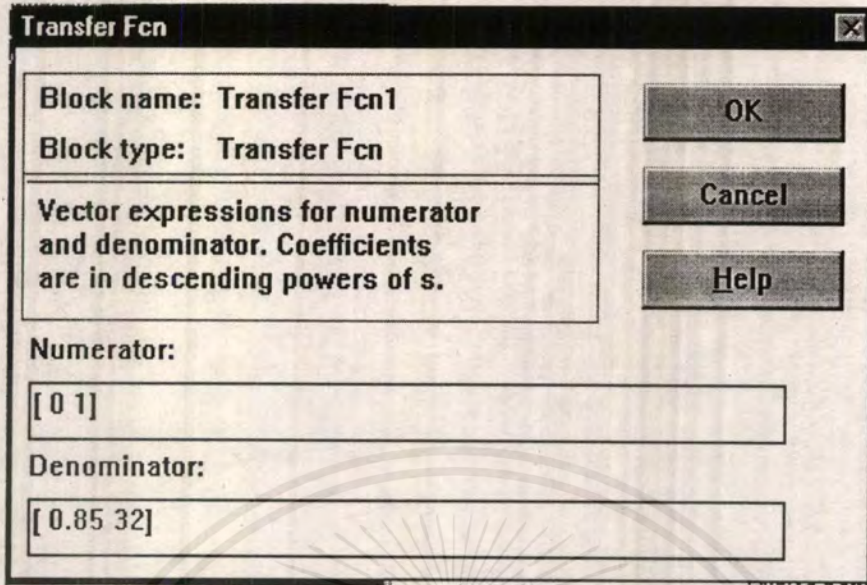
รูปที่ 13 buttap (Mask)

5). อุปกรณ์ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน(Transfer Fcn) เพื่อเป็นโหลดของวงจร



รูปที่ 14 Transfer function ของโหลด

ทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยมีลักษณะเป็น ฟิลลิปสทรานส์ฟอร์ม โดยค่าของโหลด R คือ ค่า R (32 โอห์มตามรูปตัวอย่าง) ส่วนค่าของโหลด L คือ sL (0.85S คือ ค่า L = 0.85 เฮนรี่) ถ้าโหลดเป็นโหลดที่มีเฉพาะค่าความต้านทาน ค่า sL = 0



รูปที่ 15 บล็อกกำหนดค่า Transfer function ของโพล

ทำหน้าที่เป็นโพลของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยมีลักษณะเป็น ลาลาซทรานส์ฟอร์ม โดยลาลาซของโพล R คือ ค่า R (32 โอห์มตามรูปตัวอย่าง) ส่วนลาลาซของโพล L คือ sL (0.85s คือ ค่า L = 0.85 เฮนรี) ถ้าโพลเป็นโพลที่มีเฉพาะค่าความต้านทาน R ค่า sL จะเท่ากับ 0 เมื่อทำการเปลี่ยนโพลตามเงื่อนไขต่างๆในการทดลองก็จะปรับค่าที่อุปกรณ์ตัวนี้ และคลิก OK

จากบล็อก Transfer Fcn จะต้องกำหนดค่า Numerator ซึ่งเท่ากับค่า Zero ในทรานส์เฟอร์ ฟังก์ชันของลาลาซและ ค่า Denominator เท่ากับค่า Pole จากตัวอย่างเมื่อโพลเป็น 0.85s + 32 แต่การนำไปต่อที่วงจรนั้นเป็นการนำเข้าไปคูณกับสัญญาณเอาต์พุตคือแรงดัน ดังนั้นจึงต้องนำปหาร เป็น $1 / (0.85s + 32)$ เพื่อเอาต์พุตที่ได้ออกมาจะเป็นกระแส ($I = V/R$)

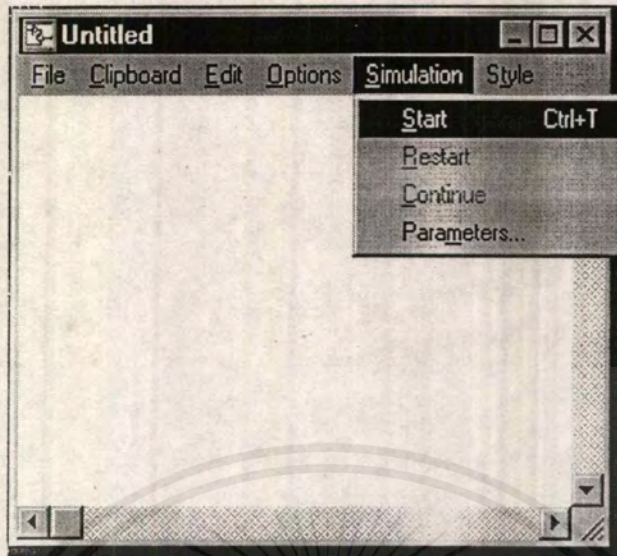
เมื่อเข้าใจกับส่วน ต่างๆของวงจรแล้ว จึงทำการทดสอบตามเงื่อนไขที่ได้ตั้งเอาไว้ โดย

1. ทดสอบ การปรับค่าคิวดั๊ไซ้เกิดที่อุปกรณ์ Pulse Generator ในช่องของ Pulse Width ให้คิวดั๊ไซ้เกิดเป็น 0 , 15 และ 45 % ตามลำดับ ที่โพล R เพื่อดูลักษณะรูปคลื่นแรงดันก่อนและหลัง Filter และเปลี่ยนเป็นโพล R-L โดยทำการปรับค่าที่ Transfer Function ให้เป็นโพล R-L ที่มุม โพลค่าต่างๆ คือ

- มุมโพล 36.86 องศา ใช้ $L = 0.85$ H และ $R = 356.175$ โอห์ม
- มุมโพล 53.13 องศา ใช้ $L = 0.85$ H และ $R = 200.27$ โอห์ม
- มุมโพล 72.54 องศา ใช้ $L = 0.85$ H และ $R = 84.00$ โอห์ม
- มุมโพล 83 องศา ใช้ $L = 0.85$ H และ $R = 32.75$ โอห์ม

จากนั้นคลิกที่เมนู Simulation และ Start ตามลำดับ เมื่อกำหนดที่ Parameters ตามที่

ต้องการจะแสดงผล



รูปที่ 16 แสดงการ Simulation

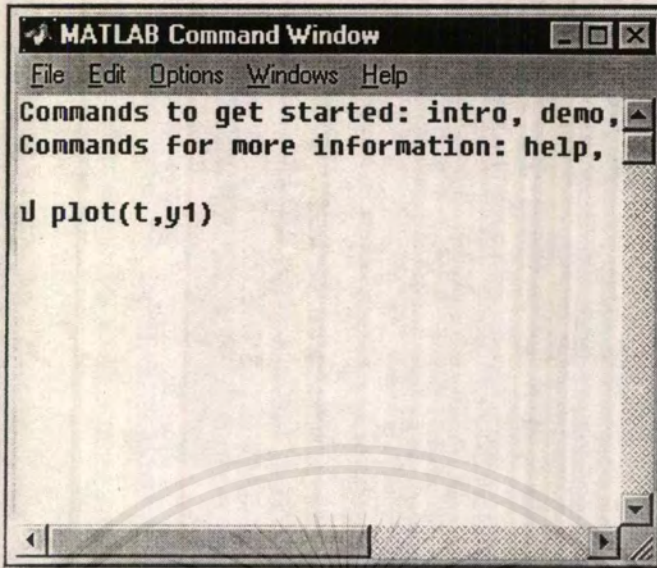
โปรแกรมจะทำการประมวลผลด้วยความรวดเร็วมาก จากนั้นจะสั่งให้แสดงผลโดยสั่ง
พล็อตในโปรแกรมหลัก (หน้าต่าง MATLAB) โดยใช้คำสั่ง

plot(t,y1) [Enter] เพื่อดูรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (ดูตามรูปวงจรตัวอย่าง)
และคำสั่ง

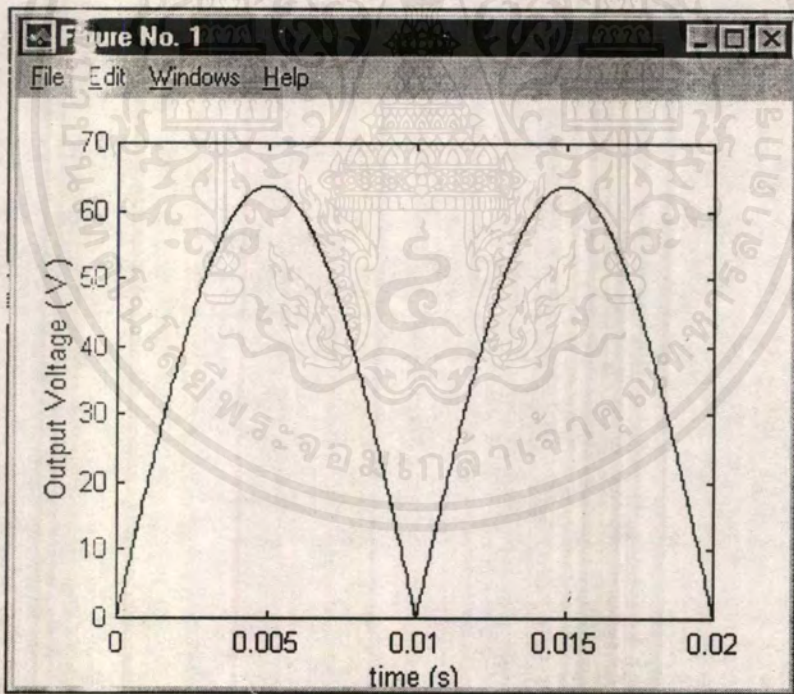
plot(t,y6) [Enter] เพื่อดูรูปคลื่นกระแสเอาต์พุต

การกำหนดเวลาเริ่มและสิ้นสุดการ Simulated นั้นต้องกำหนดก่อนคำสั่ง Start โดยคลิกที่
เมนู Parameters ของ Simulation ต้องกำหนดให้ความถี่ในการประมวลผลมีค่าละเอียดกว่าหรือ
เท่ากับที่ความถี่ของคลื่นพัลส์สวิทช์ โดยกำหนดที่ช่อง Start Time, Stop Time, Min Step size
และ Max Step Size (2 ค่าหลังต้องละเอียดกว่าหรือเท่ากับความถี่ 10 kHz)

ส่วนช่วงเวลาการวิเคราะห์ผลนั้น โปรแกรมจะมีความจำกัดอยู่ โดยไม่สามารถวิเคราะห์ที่
เวลายาวนานได้ (ได้ประมาณ 20 ms) จึงต้องเลือกดูผลเป็นช่วงๆเวลา

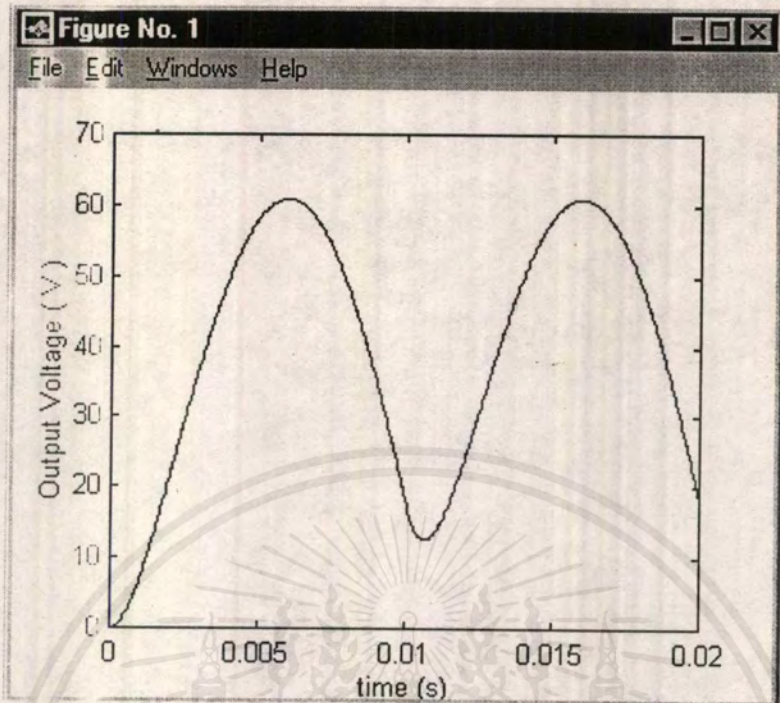


รูปที่ 17 แสดงการสั่งการแสดงผลโดยคำสั่ง Plot จากขั้นตอนข้างต้นทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต ที่คิวดีไซ์เกิด 0% คือ



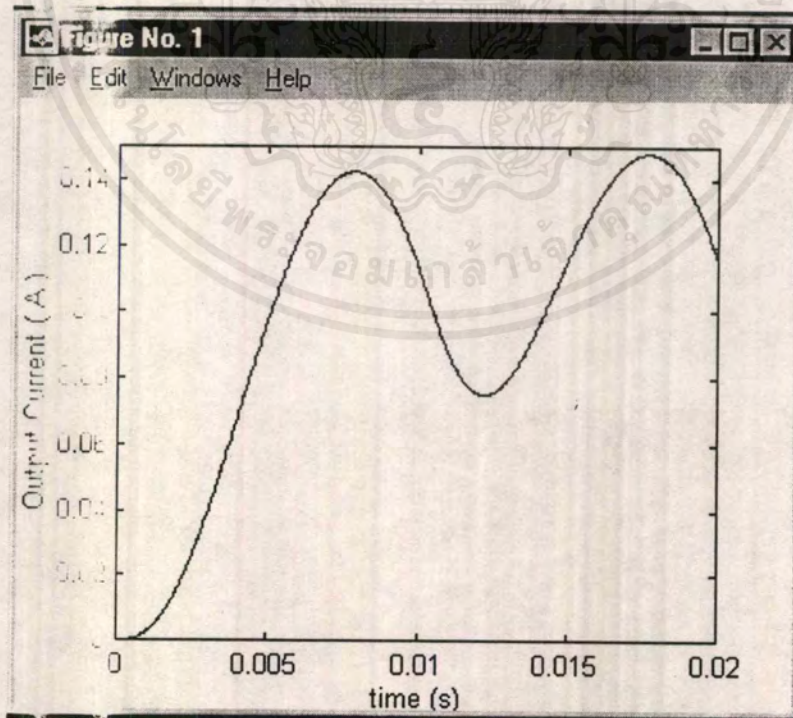
รูปที่ 18 ผลการ Simulated ได้แรงดันเอาต์พุตเมื่อคิวดีไซ์เกิดเท่ากับ 0% ส่วนแรงดันเอาต์พุตที่ผ่าน Filter ใช้คำสั่ง `plot(t,y5)` [Enter] จะได้กราฟปรากฏที่หน้า

จอคือ



รูปที่ 19 แรงดันเอาต์พุตที่ควิตซ์ไซเคิล 0% เมื่อผ่าน filter

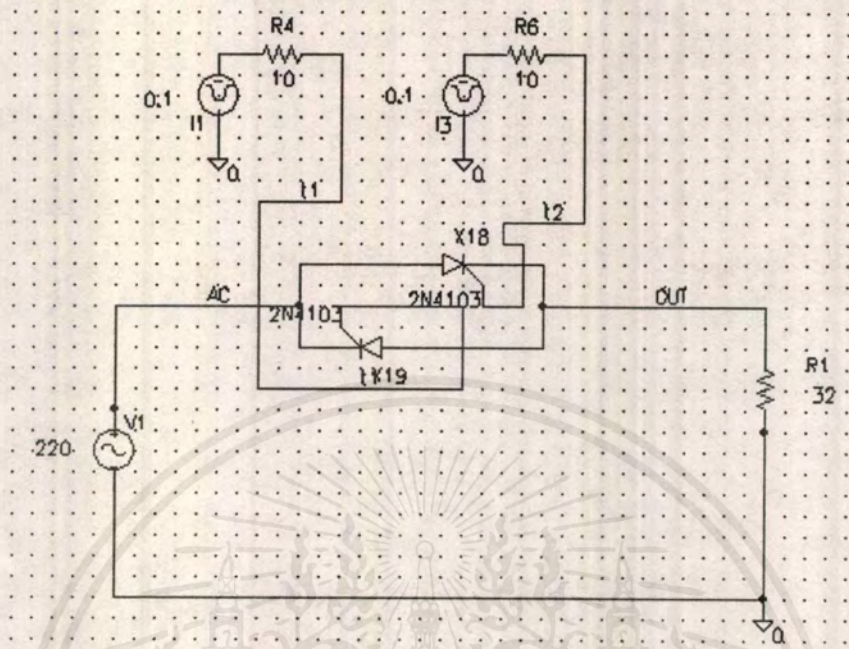
รูปคลื่นกระแสเอาต์พุตโดยคำสั่ง plot(t,y6) ได้ผลการ Simulated ที่โหลด R-L โดย R เท่ากับ 356.175 โอห์ม และ L เท่ากับ 0.85 เฮนรี คือ



รูปที่ 20 รูปคลื่นกระแสเอาต์พุตโหลด R-L มุมโหลด 36.86 องศา

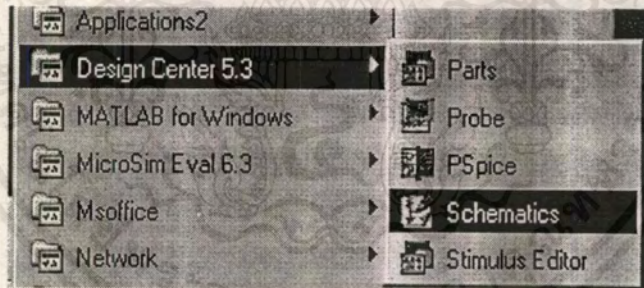
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วิธีการทดลอง AC-AC Converter โดยโปรแกรม Pspice

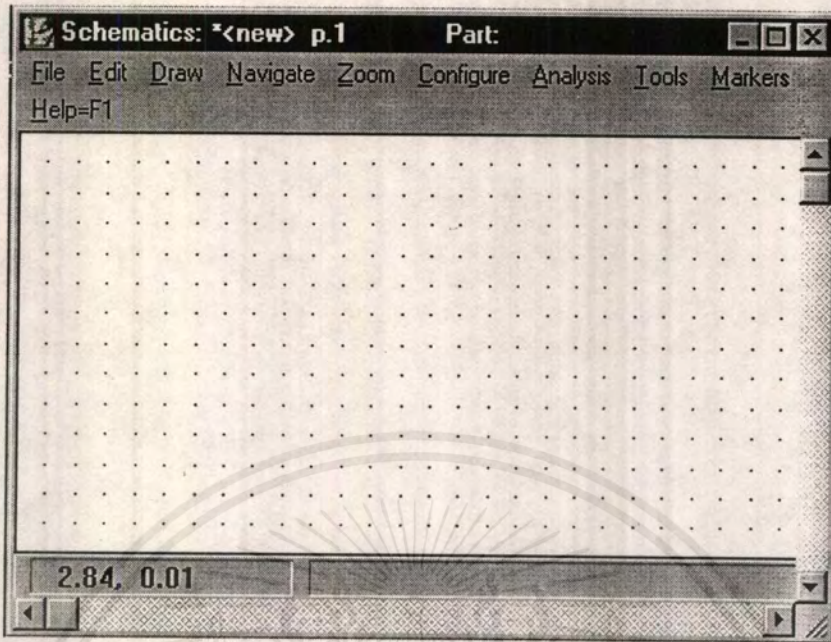


รูปวงจร AC - AC Converter

โดยเริ่มเข้าสู่โปรแกรม Pspice และเลือกโปรแกรม Schematics เป็นลำดับต่อไป

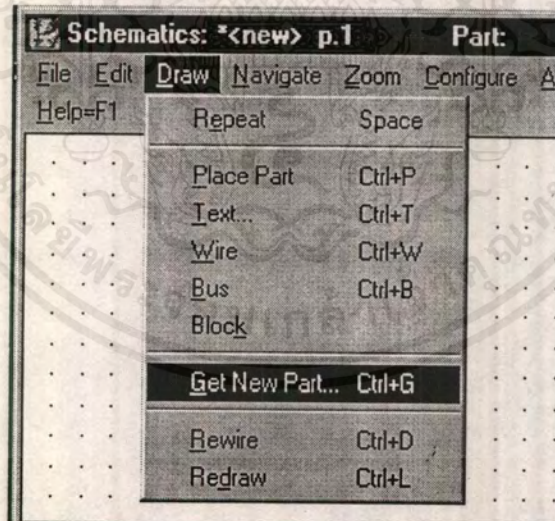


เมื่อคลิกเพื่อเลือก Schematics แล้ว หน้าจอจะขึ้น work sheet Schematics < new > ให้เพื่อ
ให้สร้างวงจรดังตัวอย่างบนพื้นที่ทำงานนี้

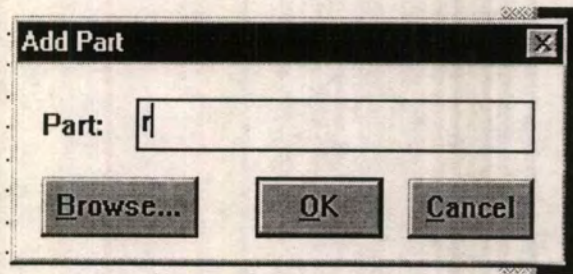


ทำการเลือกอุปกรณ์ต่างๆ ตามวงจร AC- AC Converter โดยเลือกเมนู Draw และ Get

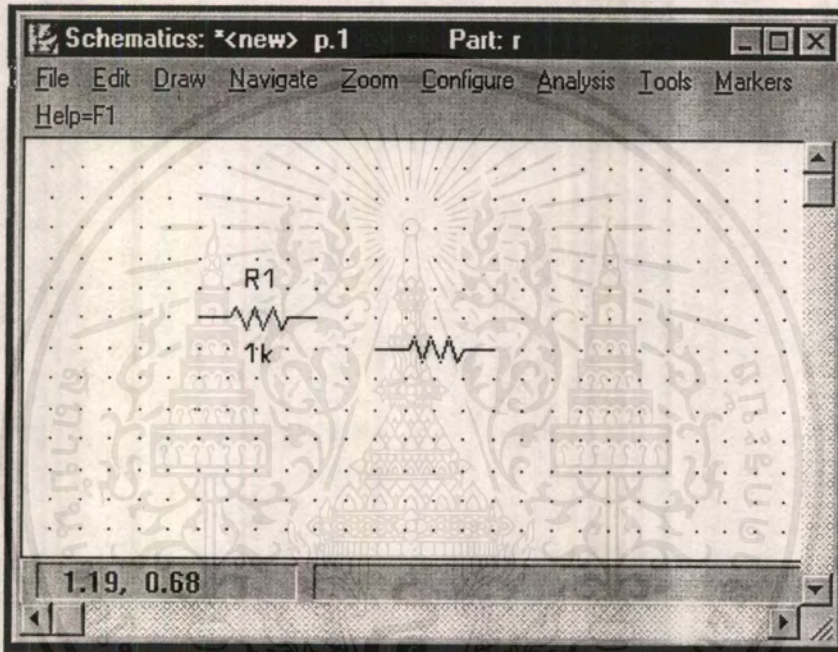
New Part



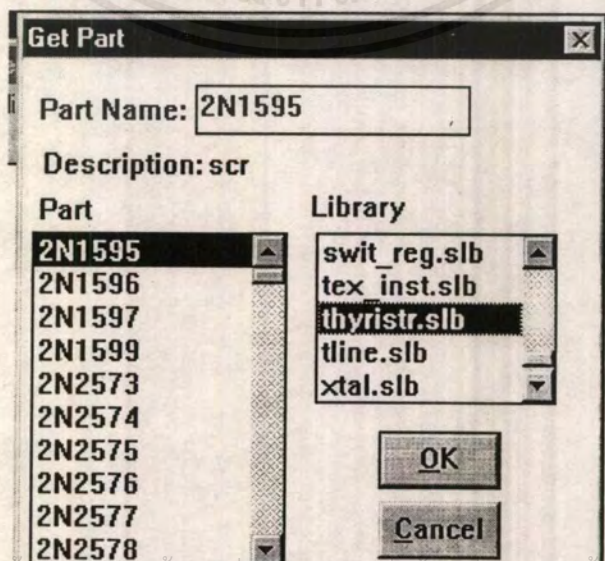
หน้าจอจะขึ้น บล็อก Add Part ซึ่งจะเป็นส่วนที่จะคีย์อักษรย่อของแต่ละอุปกรณ์ ลงไป เช่น R และกด OK อุปกรณ์ความต้านทานจะปรากฏที่ Work Sheet



เมื่อกด OK แล้วอุปกรณ์ ความต้านทานจะไปปรากฏบน Work Sheet

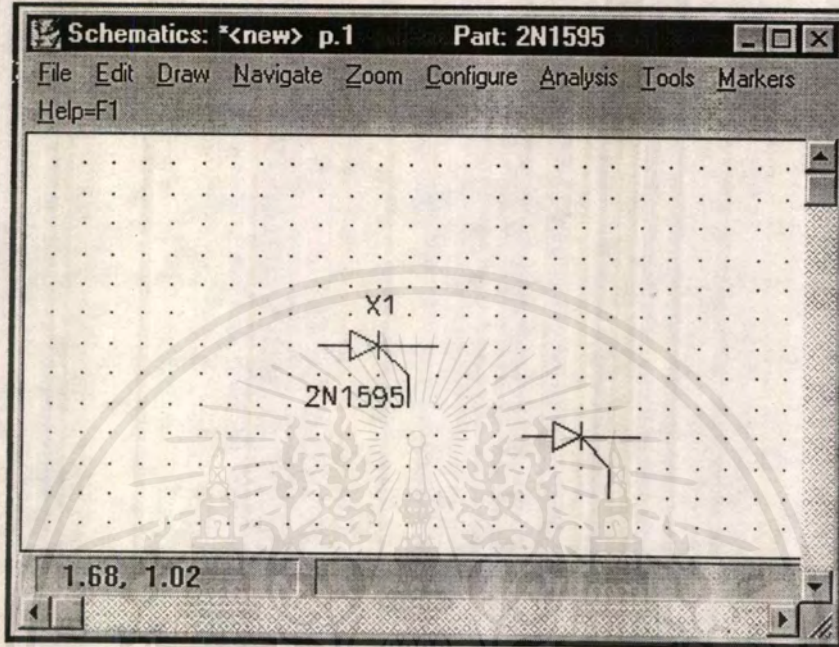


หรือจะใช้เมนู Browse ช่วย ในกรณีที่ต้องการเลือกอุปกรณ์ที่มีจำนวนให้เลือกมากมาย โดยคลิกที่ปุ่ม Browse แล้วโปรแกรมจะขึ้นบล็อก Get Part



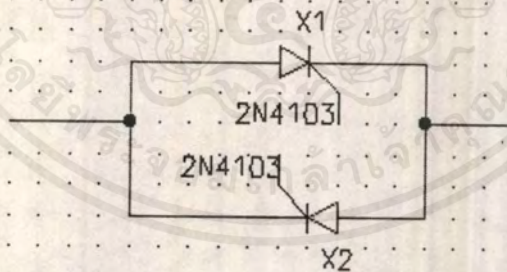
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เลือกอุปกรณ์จาก Library ก่อน ว่าเป็นอุปกรณ์ชนิดไหน และโปรแกรมจะขึ้นชื่ออุปกรณ์แต่ละตัวใน Library นั้นๆ ให้ ทำการเลือกโดยคลิกที่ชื่ออุปกรณ์นั้น เช่น ตัวอย่างเลือก 2N1595 จะมี ไทริสเตอร์เบอร์ 2N1595 ปรากฏที่ Work Sheet



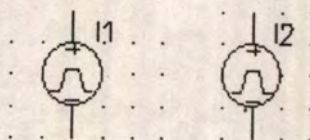
อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร AC-AC Converter

- 1). SCR เบอร์ 2N4103



เป็นอุปกรณ์ที่โปรแกรมให้มา ไม่สามารถปรับค่าใดๆ ได้

- 2). แหล่งกำเนิดพัลส์กระแสเพื่อทริก SCR



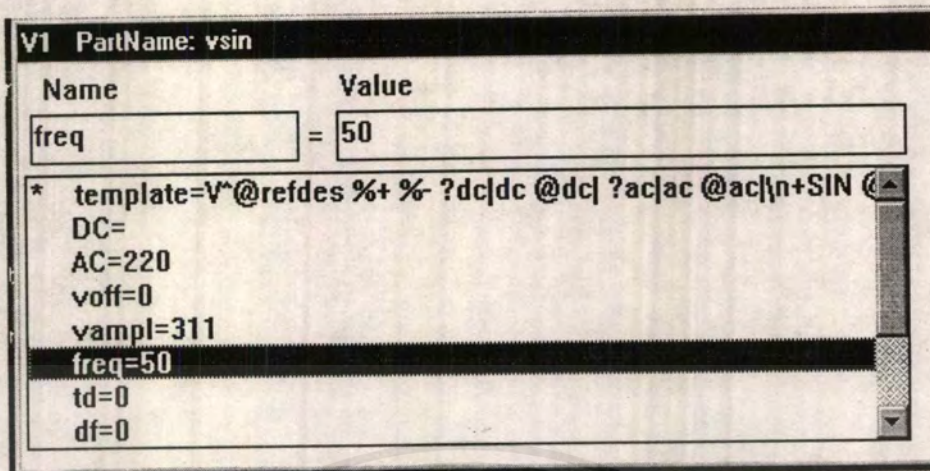
กำหนดลักษณะพัลส์ทริกได้ โดยดับเบิลคลิกที่ตัวอุปกรณ์ จะปรากฏ

I1 PartName: Ipulse	
Name	Value
per	= 0.01
AC=0.1	
i1=0	
i2=0.1	
td=0.0075	
tr=0.00001m	
tf=0.00001m	
pw=0.0025	
per=0.01	

- ขนาดของกระแสกำหนดที่ พารามิเตอร์ AC , i1 และ i2
 - ความถี่ของพัลส์กำหนดที่พารามิเตอร์ per (period) เช่น ที่ 0.01 แสดงว่าสัญญาณมีความถี่ 100 Hz ความกว้างของพัลส์คือ pw
 - tr และ tf คือ rise time และ fall time ของพัลส์ตามลำดับ ต้องกำหนดให้ค่าน้อยๆ เพื่อให้ได้คลื่นแบบสี่เหลี่ยม
 - td คือ time delay เพื่อกำหนดค่าการทริกที่มุมต่างๆของ SCR
- จากนั้นคลิกปุ่ม OK
- 3). แหล่งจ่ายไฟอินพุต 220 V ความถี่ 50 Hz
โดยพิมพ์ที่ Get New Part เป็น vsin และคลิก OK

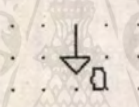


กำหนดค่าโดยการเปลี่ยนพารามิเตอร์ภายใน เป็นไฟกระแสสลับ AC ขนาดแอมพลิจูด 311 V และความถี่ 50 Hz

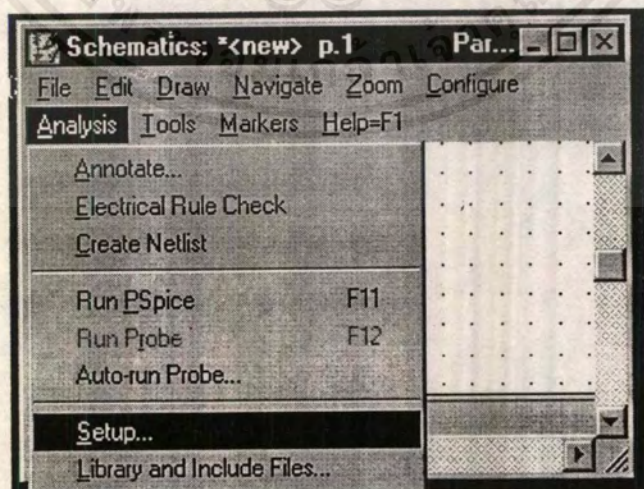


5.) กราวด์

พิมพ์ AGND ที่ Get New Part [OK] จะได้

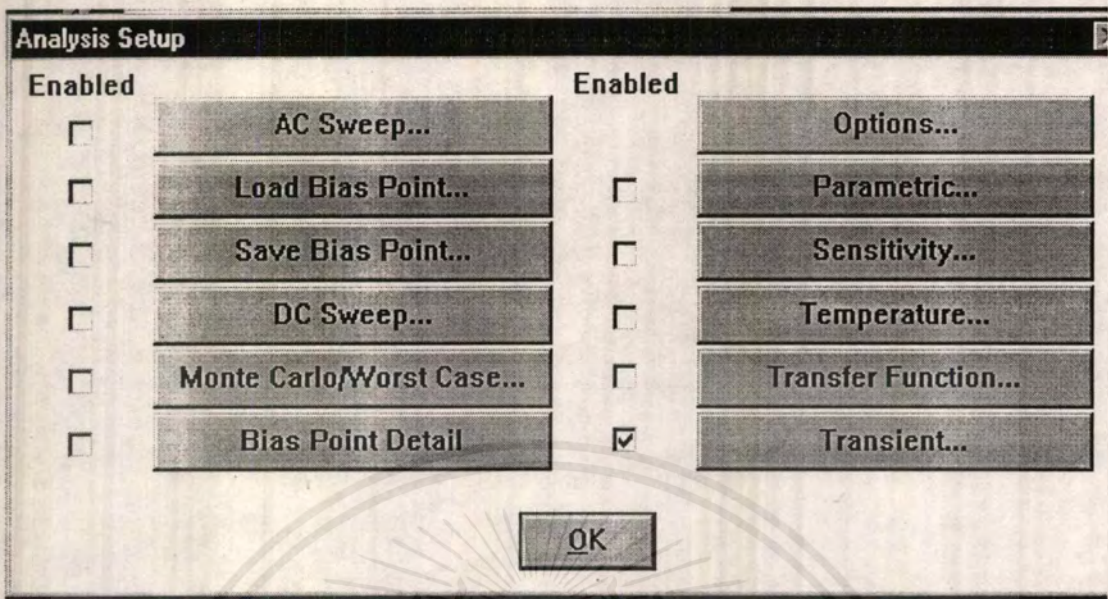


ต่อไปจะลองทำการ Simulated วงจร โดยใช้โหลดความต้านทาน R ขนาด 32 โอห์มและที่ มุมทริก 45 องศา (ปรับ td = 0.0025) จากนั้น เลือกเมนู Analysis และเลือกเมนู Setup เพื่อ เลือกโหมดวิธีการ Simulated , ช่วงเวลาการ Simulated

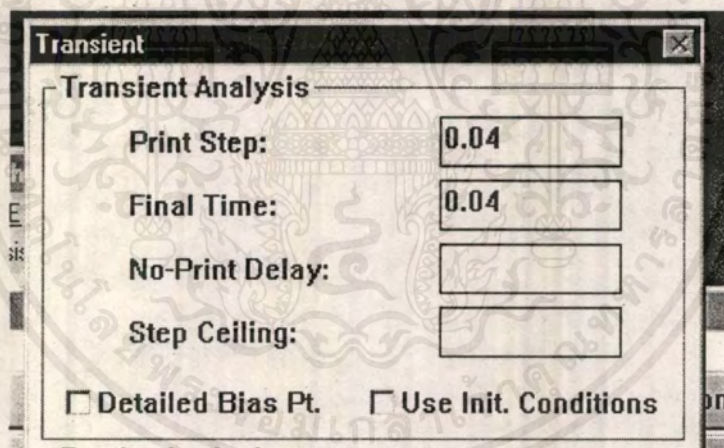


คลิกที่ Setup...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

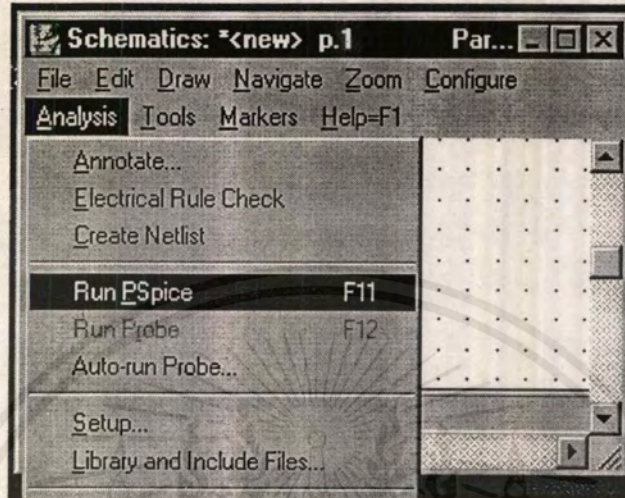


ดับเบิ้ลคลิกที่ Transient... จะปรากฏ

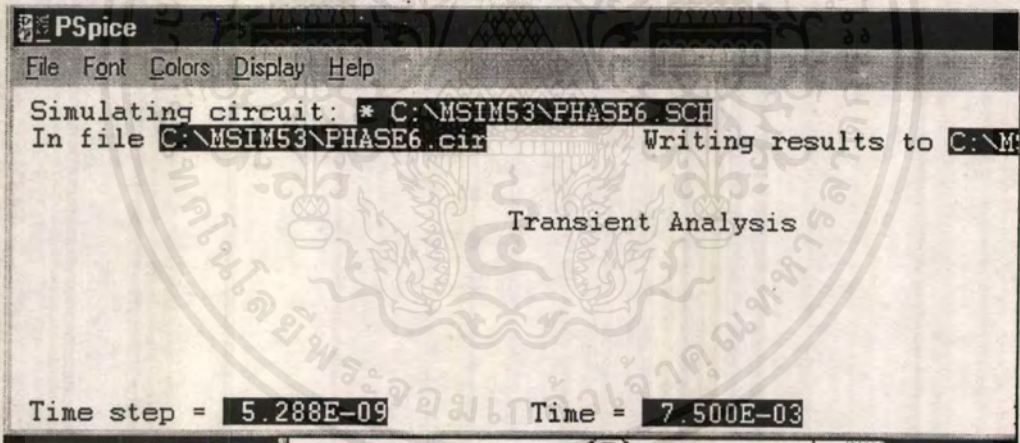


เลือกช่วงเวลาการ Simulated (Print Step) และ ช่วงเวลาสิ้นสุด (Final Time) โดยที่ Print Step จะต้องไม่มากกว่า Final Time และ Print Step จะบอกถึงความละเอียดของการวิเคราะห์ห้วงจร ซึ่งต้องดูจากความถี่ของวงจร

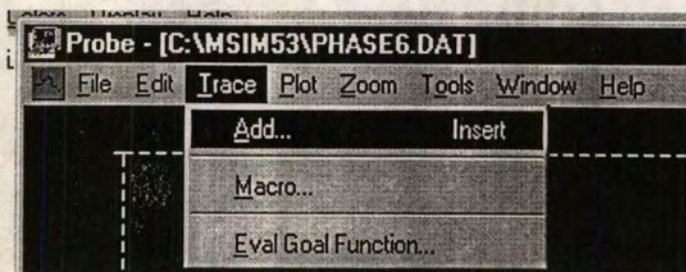
คลิก OK เพื่อออกมาจาก Transient และ Analysis Setup ตามลำดับ และลำดับต่อไปจะทำการรันโปรแกรม โดยเลือกเมนู Run PSpice ในเมนู Analysis



โปรแกรมจะทำการรันวงจร โดยจะขึ้น



และเมื่อโปรแกรม Simulated เสร็จสิ้นแล้วจะขึ้นหน้าจอ Probe ซึ่งจะเป็นการแสดงผลของกราฟ และการที่จะให้แสดงกราฟของแรงดันเอาต์พุตนั้น จะต้องเลือกเมนู Trace และ Add หรือจะกดปุ่ม Insert ที่ Keyboard ก็ได้

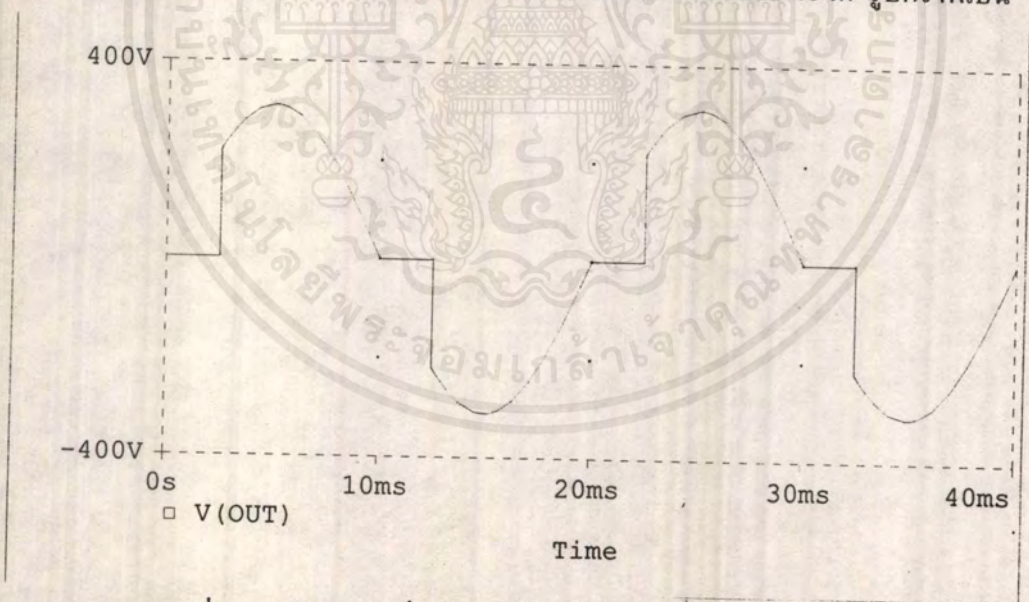


หน้าจอจะขึ้นหน้าต่าง

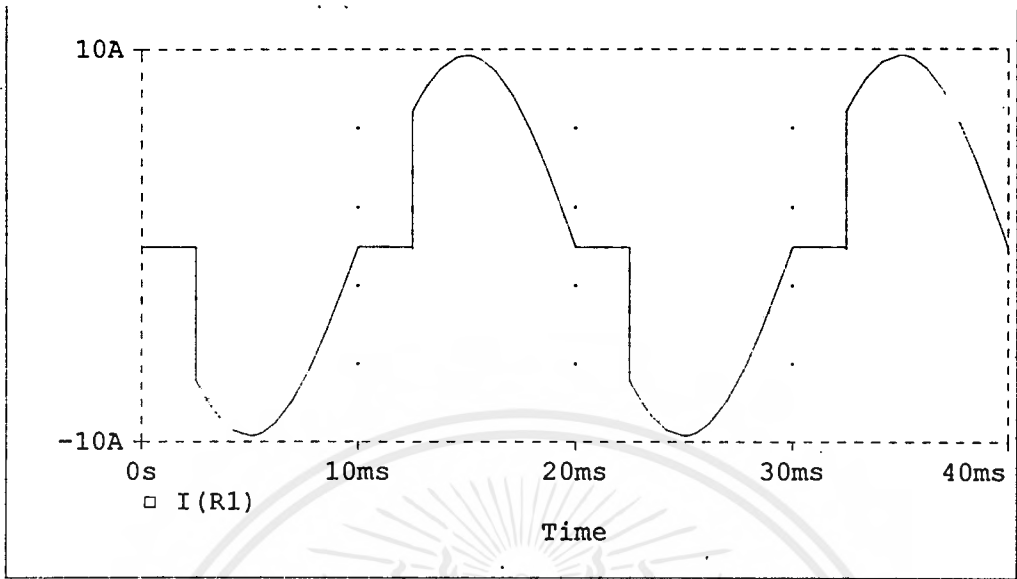
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Add Traces		
Time	I[V1]	
V(t1)	V[R1:1]	
V(t2)		
V(AC)		
V(OUT)		
I(I1)		
I(I2)		
I(R1)		
<input checked="" type="checkbox"/> Analog	<input checked="" type="checkbox"/> Currents	<input type="checkbox"/> Goal Function
<input checked="" type="checkbox"/> Digital	<input type="checkbox"/> Alias Names	
<input checked="" type="checkbox"/> Voltages	<input type="checkbox"/> Internal Subcircuit Nodes	
Trace Command:	V[OUT]	
		<input type="button" value="OK"/>

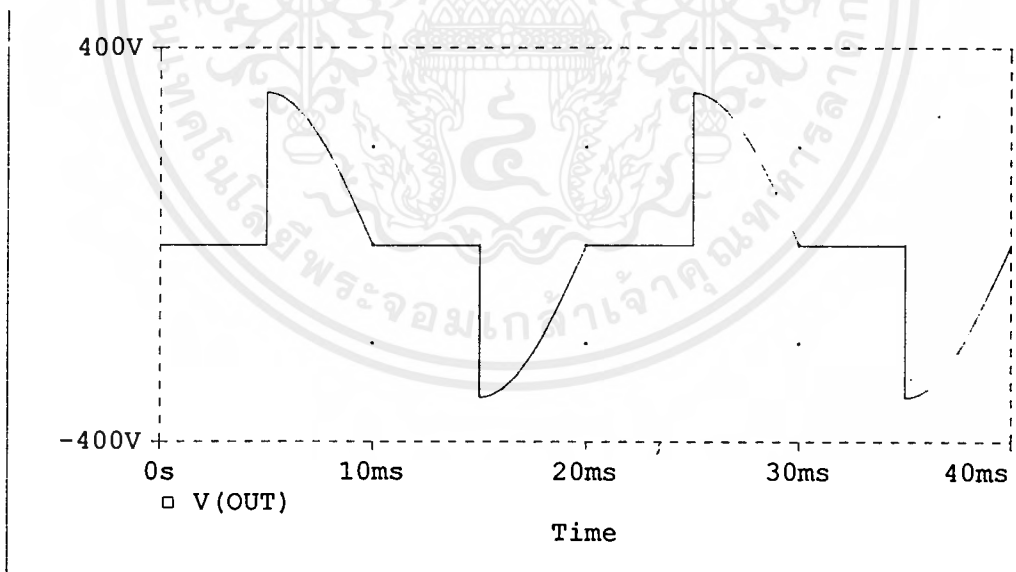
เลือกพารามิเตอร์ที่ต้องการดูผล คือ V[OUT] เมื่อดูจากรูปวงจรแล้วจะเห็นว่าที่ เอาท์พุทนั้น ได้ตั้งชื่อสายไว้เป็น OUT (ศึกษาการตั้งชื่อ) และเมื่อคลิก OK จะได้ รูปกราฟเป็น



การทดลองที่ 1 จะเห็นว่ารูปคลื่นถูกทริกที่มุม 45 องศา จากนั้นจะดูผลของกระแสก็กลับไปเมนู Trace และ Add และเลือกพารามิเตอร์ I[R1] เพราะ R1 เป็นโหลดของวงจรที่กระแสไหลผ่าน จะได้รูปคลื่นกระแสเป็น



การทดลองที่ 2 เปลี่ยนสัญญาณทริกให้ทริก SCR ให้เป็น 90 องศา โดยเปลี่ยนที่ อุปกรณ์ Ipulse ที่ตาราง Part name ของอุปกรณ์ I1 และ I3 ในรูปวงจร และทำการ simulated วงจรในลักษณะเดิม จะได้ผลคือ



แรงดันเอาต์พุตที่มุมทริก 90 องศา - โหลด $R = 32$ โอห์ม

Designer's™ Data Sheet
**Insulated Gate Bipolar Transistor
with Anti-Parallel Diode**
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

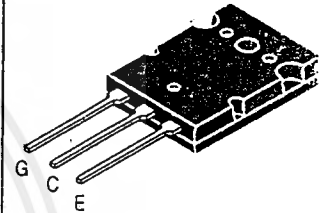
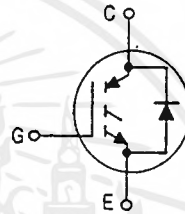
MGY30N60D

Motorola Preferred Device

IGBT & DIODE IN TO-264
30 A @ 90°C
50 A @ 25°C
600 VOLTS
SHORT CIRCUIT RATED

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) is co-packaged with a soft recovery ultra-fast rectifier and uses an advanced termination scheme to provide an enhanced and reliable high voltage-blocking capability. Short circuit rated IGBT's are specifically suited for applications requiring a guaranteed short circuit withstand time such as Motor Control Drives. Fast-switching characteristics result in efficient operations at high frequencies. Co-packaged IGBT's save space, reduce assembly time and cost.

- Industry Standard High Power TO-264 Package (TO-3PBL)
- High Speed E_{off} : 60 μ J per Amp typical at 125°C.
- High Short Circuit Capability - 10 μ s minimum
- Soft Recovery Free Wheeling Diode is included in the package
- Robust High Voltage Termination
- Robust RBSOA



CASE 340G-02, Style 5
TO-264

MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	600	Vdc
Collector-Gate Voltage ($R_{GE} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{CGR}	600	Vdc
Gate-Emitter Voltage — Continuous	V_{GE}	± 20	Vdc
Collector Current — Continuous @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ — Continuous @ $T_C = 90^\circ\text{C}$ — Repetitive Pulsed Current (1)	I_{C25} I_{C90} I_{CM}	50 30 100	Adc A _{pk}
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	202 1.61	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150	°C
Short Circuit Withstand Time ($V_{CC} = 360 \text{ Vdc}, V_{GE} = 15 \text{ Vdc}, T_J = 25^\circ\text{C}, R_G = 20 \Omega$)	t_{sc}	10	μ s
Thermal Resistance — Junction to Case - IGBT — Junction to Case - Diode — Junction to Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta Jc}$ $R_{\theta JA}$	0.62 1.41 35	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	260	°C
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw		10 lbf•in (1.13 N•m)	

(1) Pulse width is limited by maximum junction temperature.

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Lim. curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value. ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-to-Emitter Breakdown Voltage (V _{GE} = 0 Vdc, I _C = 250 μAdc) Temperature Coefficient (Positive)	BV _{CES}	600 —	— 870	— —	Vdc mV/°C
Zero Gate Voltage Collector Current (V _{CE} = 600 Vdc, V _{GE} = 0 Vdc) (V _{CE} = 600 Vdc, V _{GE} = 0 Vdc, T _J = 125°C)	I _{CES}	— —	— —	100 2500	μAdc
Gate-Body Leakage Current (V _{GE} = ± 20 Vdc, V _{CE} = 0 Vdc)	I _{GES}	—	—	250	nAdc

ON CHARACTERISTICS (1)

Collector-to-Emitter On-State Voltage (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 15 Adc) (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 15 Adc, T _J = 125°C) (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 30 Adc)	V _{CE(on)}	— — —	2.20 2.10 2.60	2.90 — 3.45	Vdc
Gate Threshold Voltage (V _{CE} = V _{GE} , I _C = 1 mAdc) Threshold Temperature Coefficient (Negative)	V _{GE(th)}	4.0 —	6.0 10	8.0 —	Vdc mV/°C
Forward Transconductance (V _{CE} = 10 Vdc, I _C = 30 Adc)	g _{fe}	—	15	—	Mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	(V _{CE} = 25 Vdc, V _{GE} = 0 Vdc, f = 1.0 MHz)	C _{ies}	—	4280	—	pF
Output Capacitance		C _{oes}	—	225	—	
Transfer Capacitance		C _{res}	—	19	—	

SWITCHING CHARACTERISTICS (1)

Turn-On Delay Time	(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH R _G = 20 Ω, T _J = 25°C) Energy losses include "tail"	t _{d(on)}	—	76	—	ns	
Rise Time		t _r	—	80	—		
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	348	—		
Fall Time		t _f	—	188	—		
Turn-Off Switching Loss		E _{off}	—	0.98	1.28	mJ	
Turn-On Switching Loss		E _{on}	—	2.00	—		
Total Switching Loss		E _{ts}	—	2.98	—		
Turn-On Delay Time		(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH R _G = 20 Ω, T _J = 125°C) Energy losses include "tail"	t _{d(on)}	—	73	—	ns
Rise Time			t _r	—	95	—	
Turn-Off Delay Time			t _{d(off)}	—	394	—	
Fall Time	t _f		—	418	—		
Turn-Off Switching Loss	E _{off}		—	1.90	—	mJ	
Turn-On Switching Loss	E _{on}		—	3.10	—		
Total Switching Loss	E _{ts}		—	5.00	—		
Gate Charge	(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc)		Q _T	—	150	—	nC
			Q ₁	—	30	—	
			Q ₂	—	45	—	

MODE CHARACTERISTICS

Mode Forward Voltage Drop (I _C = 15 Adc) (I _C = 15 Adc, T _J = 125°C) (I _C = 30 Adc)	V _{FEC}	— — —	1.30 1.10 1.45	1.80 — 2.05	Vdc
--	------------------	-------------	----------------------	-------------------	-----

Note: Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

(continued)

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 หนึ่งชิ้น อีกทั้งหมดมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGY30N60D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
DIODE CHARACTERISTICS — continued						
Reverse Recovery Time	$(I_F = 30 \text{ Adc}, V_R = 360 \text{ Vdc}, dI_F/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s})$	t_{rr}	—	153	—	ns
		t_a	—	82	—	
		t_b	—	71	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	2.3	—	μC	
Reverse Recovery Time	$(I_F = 30 \text{ Adc}, V_R = 360 \text{ Vdc}, dI_F/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}, T_J = 125^\circ\text{C})$	t_{rr}	—	208	—	ns
		t_a	—	117	—	
		t_b	—	91	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	3.8	—	μC	
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE						
Internal Emitter Inductance (Measured from the emitter lead 0.25" from package to emitter bond pad)	L_E	—	13	—	nH	

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

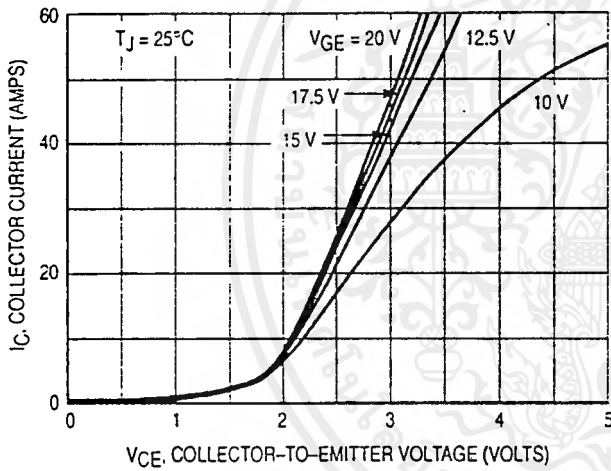


Figure 1. Output Characteristics, $T_J = 25^\circ\text{C}$

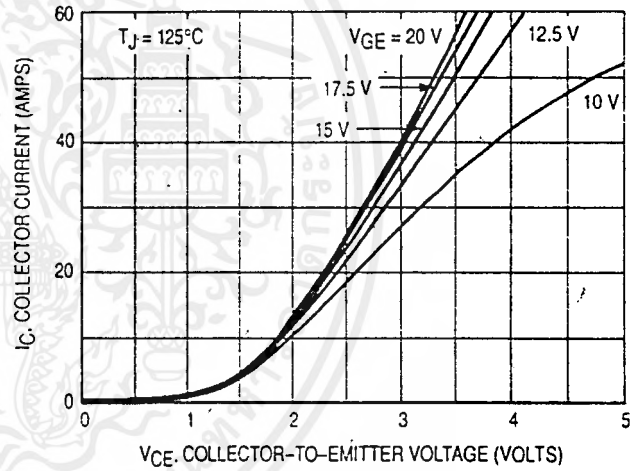


Figure 2. Output Characteristics, $T_J = 125^\circ\text{C}$

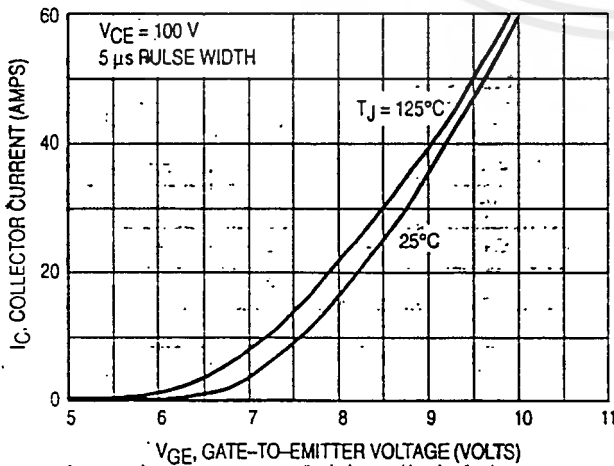


Figure 3. Transfer Characteristics

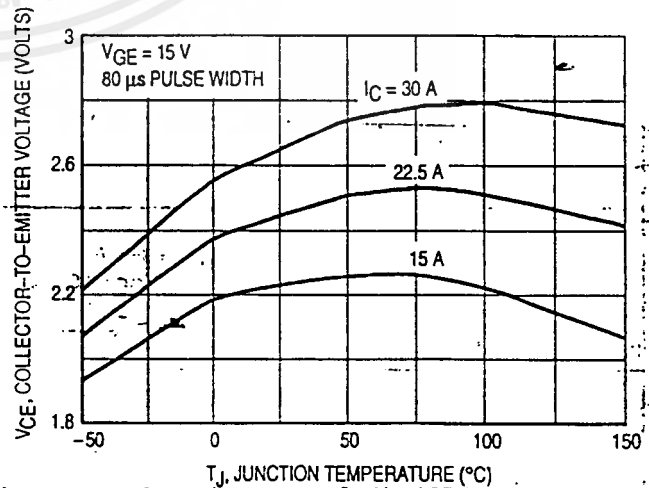


Figure 4. Collector-to-Emitter Saturation Voltage versus Junction Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

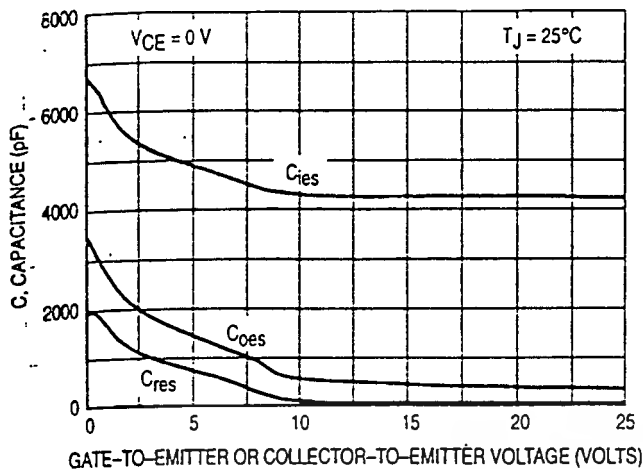


Figure 5. Capacitance Variation

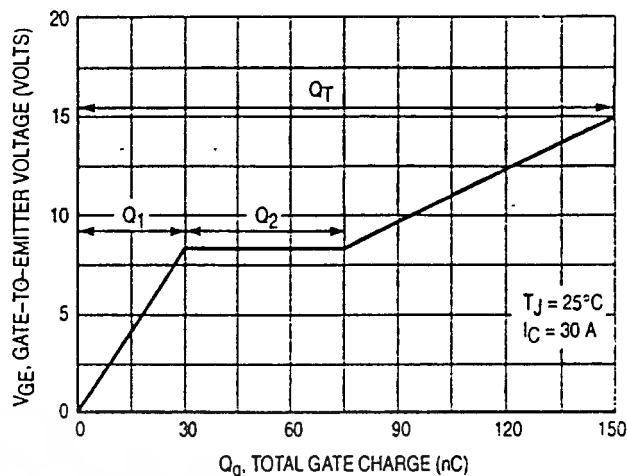


Figure 6. Gate-to-Emitter Voltage versus Total Charge

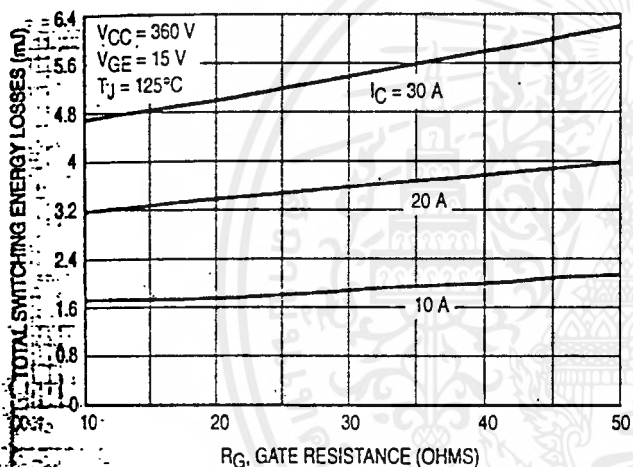


Figure 7. Total Switching Losses versus Gate Resistance

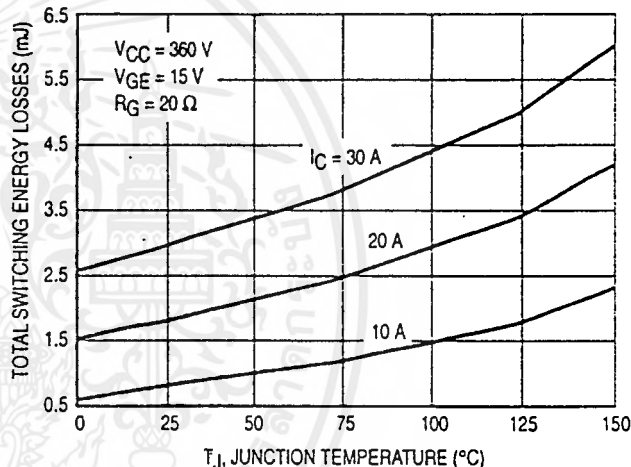


Figure 8. Total Switching Losses versus Junction Temperature

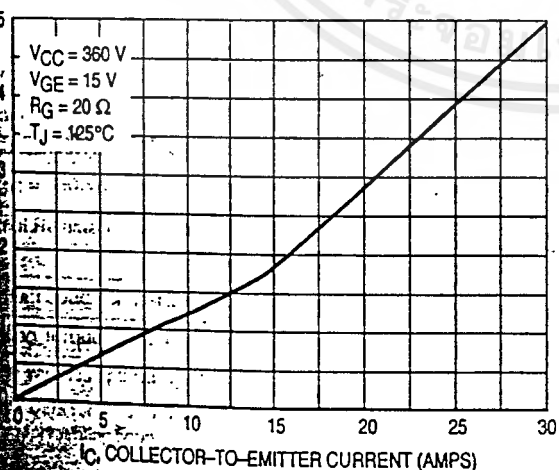


Figure 9. Total Switching Losses versus Collector-to-Emitter Current

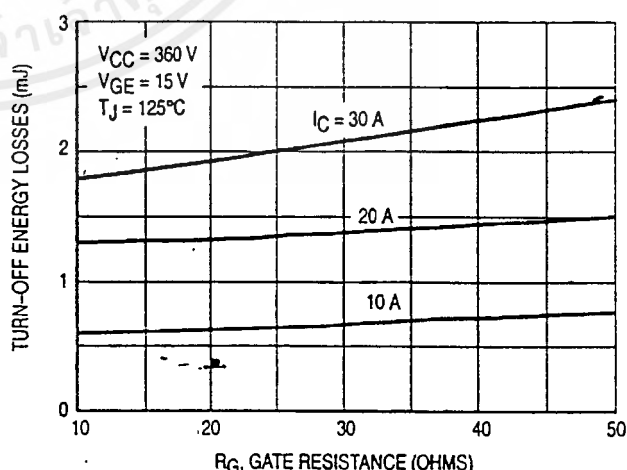


Figure 10. Turn-Off Losses versus Gate Resistance

ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGY30N60D

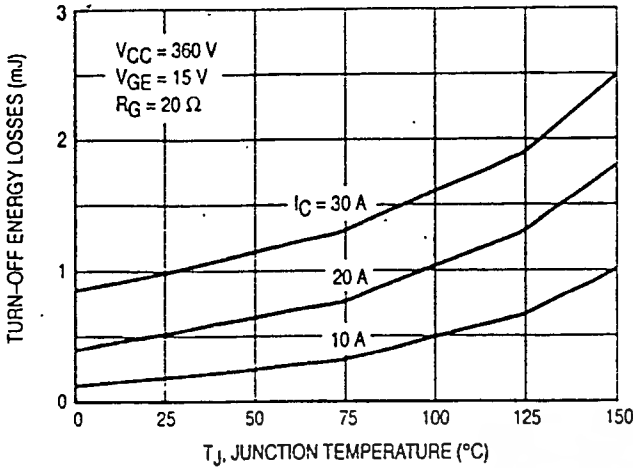


Figure 11. Turn-Off Losses versus Junction Temperature

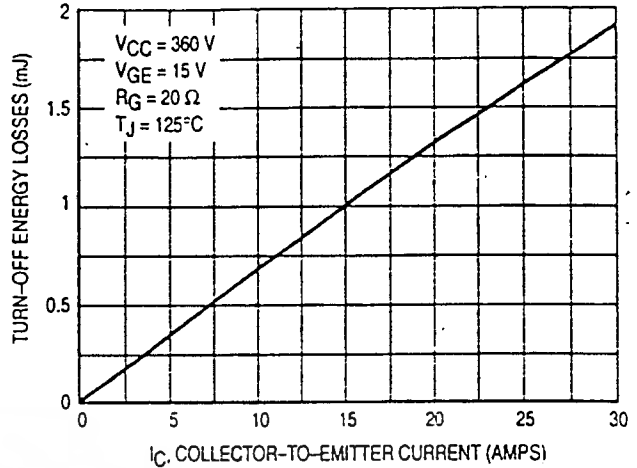


Figure 12. Turn-Off Losses versus Collector-to-Emitter Current

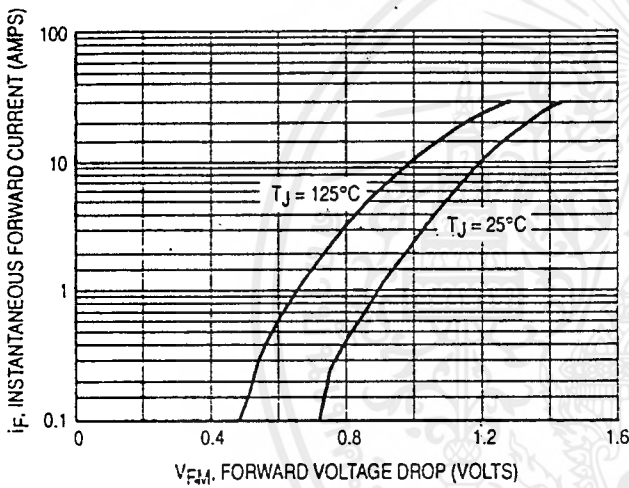


Figure 13. Typical Diode Forward Drop versus Instantaneous Forward Current

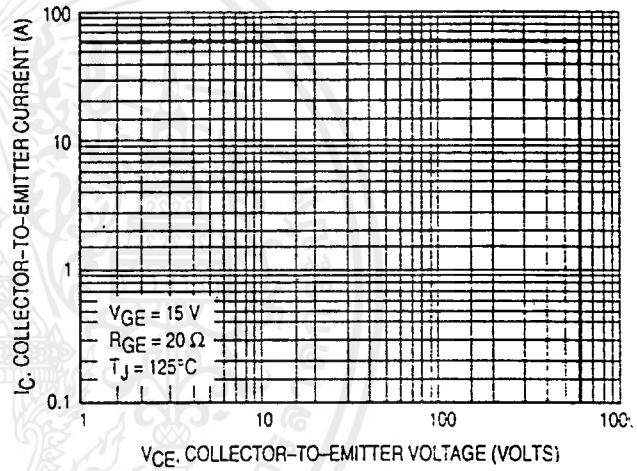


Figure 14. Reverse Biased Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6N137 Super-High Speed Response OPIC Photocoupler

■ Features

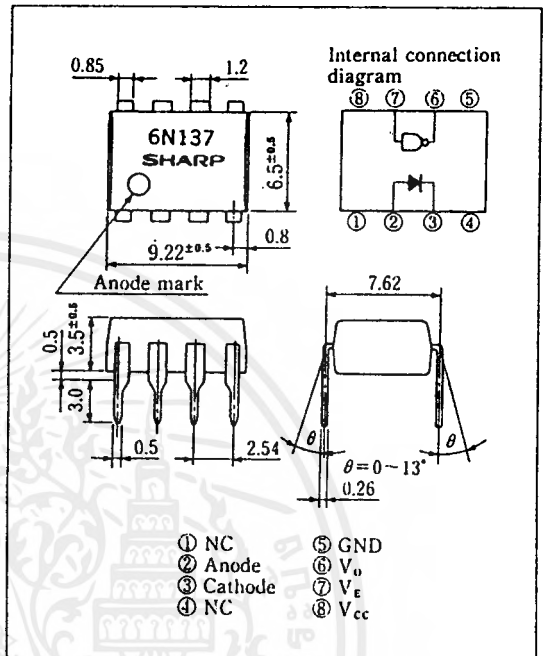
1. Super-high speed response
(t_{PHL} , t_{PLH} : TYP. 45ns at $R_L=350\Omega$)
2. Isolation voltage between input and output
 V_{iso} : 2,500Vrms
3. Low input current drive (I_{PHL} : MAX. 5mA)
4. Instantaneous common mode rejection voltage
 CM_{II} : TYP. 500V/ μ s
5. LSTTL and TTL compatible output
6. Overseas standard model
7. UL recognized, file No. E64380

■ Applications

1. High speed interfaces for computer peripherals, microcomputer systems
2. High speed line receivers
3. Noise reduction
4. Interfaces for data transmission equipment

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



*OPIC is a trademark of Sharp and stands for Optical IC. It has a light detecting element and signal processing circuitry integrated onto a single chip.

■ Absolute Maximum Ratings

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

	Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input	*1 Forward current	I_F	20	mA
	*2 Peak forward current	I_F	40	mA
	Reverse voltage	V_R	5	V
Output	*3 Supply voltage	V_{CC}	7	V
	*4 Enable voltage	V_E	5.5	V
	High level output voltage	V_{OH}	7	V
	Low level output current	I_{OL}	50	mA
	Output collector power dissipation	P_C	85	mW
	*5 Isolation voltage	V_{iso}	2,500	Vrms
	Operating temperature	T_{opr}	0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$	
*6 Soldering temperature	T_{sol}	260	$^\circ\text{C}$	

- 1 $T_a = 0$ to 70°C
- 2 Pulse width $\leq 1\text{ms}$
- 3 For 1 minute MAX.
- 4 Not exceed 500mV or more than supply voltage (V_{CC}).

- 5 AC for 1 minute, 40 to 60% RH
Apply the specific voltage between all the input electrode pins connected together and all the output electrode pins connected together.
- 6 2mm or more away from the lead base for 10 seconds

SHARP

■ Electro-optical Characteristics

(Ta=0~+70°C unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.
Logic (1) output current	I _{OH}	V _{CC} =5.5V, V _O =5.5V, I _F =250μA, V _E =2.0V	—	2	250
Logic (0) output voltage	V _{OL}	V _{CC} =5.5V, I _F =5mA, V _{EH} =2.0V, I _{OL} (Sinking)=13mA	—	0.4	0.6
Logic (1) enable current	I _{EH}	V _{CC} =5.5V, V _E =2.0V	—	-0.8	—
Logic (0) enable current	I _{EL}	V _{CC} =5.5V, V _E =0.5V	—	-1.2	—
Logic (1) supply current	I _{CCH}	V _{CC} =5.5V, I _F =0mA, V _E =0.5V	—	7	15
Logic (0) supply current	I _{CCL}	V _{CC} =5.5V, I _F =10mA, V _E =0.5V	—	13	18
*1 Leak current	I _{I-O}	Relative Humidity=45%, Ta=25°C, t=5s, V _{I-O} =3000V _{DC}	—	—	1.0
*1 Isolation resistance (input-output)	R _{I-O}	V _{I-O} =500V, Ta=25°C	—	10 ¹²	—
*1 Capacitance (input-output)	C _{I-O}	f=1MHz, Ta=25°C	—	0.6	—
*2 Input forward voltage	V _F	I _F =10mA, Ta=25°C	—	1.6	1.75
Input reverse voltage	BV _R	I _R =10μA, Ta=25°C	5	—	—
Input capacitance	C _{IN}	V _F =0, f=1MHz	—	60	—
*3 Current transfer ratio	CTR	I _F =5.0mA, R _L =100Ω	—	700	—
*4 Propagation delay time Output (0) → (1)	t _{PLH}	Ta=25°C, V _{CC} =5V, R _L =350Ω, C _L =15pF, I _F =7.5mA	—	45	75
*5 Propagation delay time Output (1) → (0)	t _{PHL}	Ta=25°C, V _{CC} =5V, R _L =350Ω, C _L =15pF, I _F =7.5mA	—	45	75
Output rise-fall time (10-90%)	t _r , t _f	R _L =350Ω, C _L =15pF, I _F =7.5mA	—	20, 30	—
*6 Enable propagation delay time (1) → (0)	t _{ELH}	R _L =350Ω, C _L =15pF, I _F =7.5mA, V _{EH} =3.0V, V _{EL} =0.5V	—	40	—
*7 Enable propagation delay time (0) → (1)	t _{EHL}	R _L =350Ω, C _L =15pF, I _F =7.5mA, V _{EH} =3.0V, V _{EL} =0.5V	—	15	—
*8 Instantaneous common mode rejection voltage "output (0)"	CM _H	V _{CM} =10V, R _L =350Ω, V _O (min.)=2V, I _F =0mA	—	500	—
*8 Instantaneous common mode rejection voltage "output (1)"	CM _L	V _{CM} =10V, R _L =350Ω, V _O (max.)=0.8V, I _F =5mA	—	-500	—

Note) Typical values are all at V_{CC}=5V, Ta=25°C

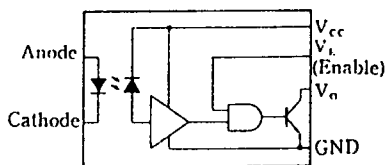
- *1 Measured as 2-pin element. Connect pins 2 and 3, connect pins 5, 6, 7 and 8.
- *2 At I_F=10mA, V_F decreases at the rate of 1.6mV/°C if the temperature goes up.
- *3 DC current transfer ratio is defined as the ratio of output collector current to forward bias input current.
- *4, *5 Refer to the Fig. 1.
- *6, *7 Refer to the Fig. 2.
- *8 CM_H represents a common mode voltage ignorable rise time ratio that can hold logic (1) state in common mode.
- CM_L represents a common mode voltage ignorable fall time ratio that can hold logic (0) state in common mode.

■ Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	MIN.	MAX.	Unit
Low level input current	I _{FL}	0	250	μA
High level input current	I _{FH}	*6.3	15	mA
High level enable voltage	V _{EH}	2.0	V _{CC}	V
Low level enable voltage	V _{EL}	0	0.8	V
Supply voltage	V _{CC}	4.5	5.5	V
Fanout (TTL load)	N	—	8	—
Operating temperature	T _{opr}	0	70	°C

1. No necessary external pull-up resistor to hold enable input at high level
2. Connect a ceramic by-pass capacitor (0.01 to 0.1μF) between V_{CC} and GND at the position within 1cm from pin.
3. * 20% guard band, switching threshold for degradation of CTR are 5mA or less at initial value.

Circuit Block Diagram



Truth Table

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

L : Logic (0) H : Logic (1)

Fig. 1 Test Circuit for Propagation Delay time

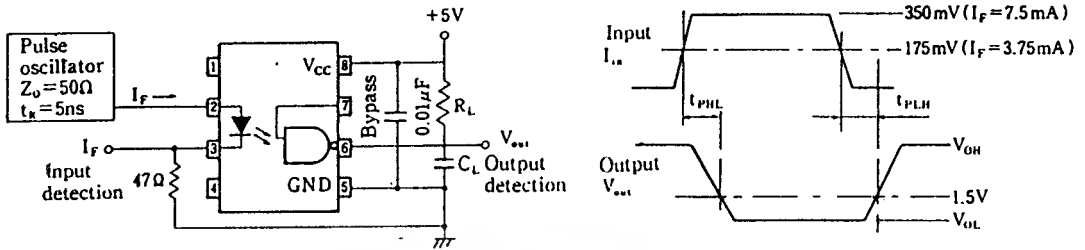


Fig. 2 Test Circuit for Enable Propagation Delay Time

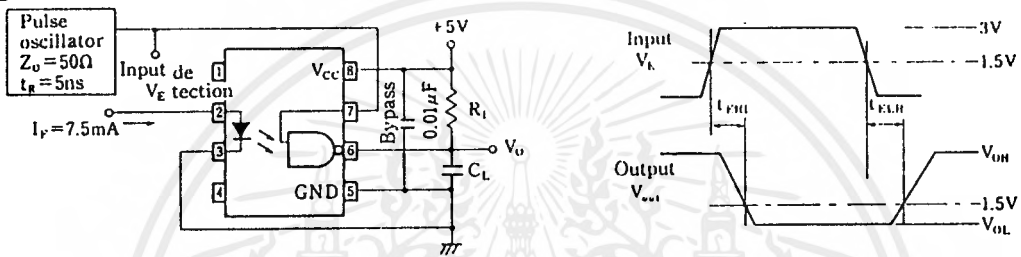


Fig. 3 Test Circuit for Instantaneous Common Mode Rejection Voltage

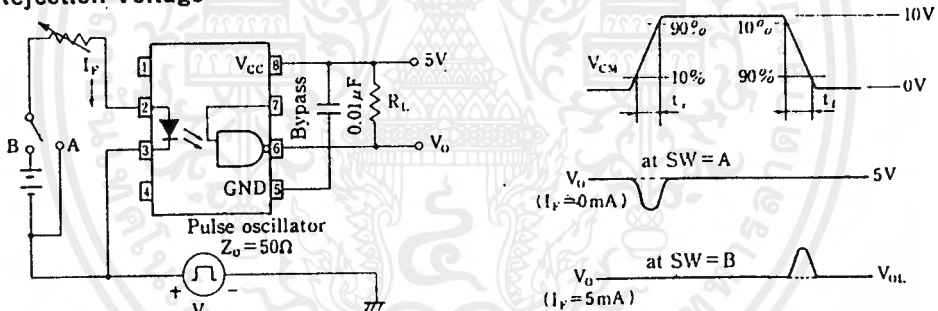


Fig. 4 Output Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature

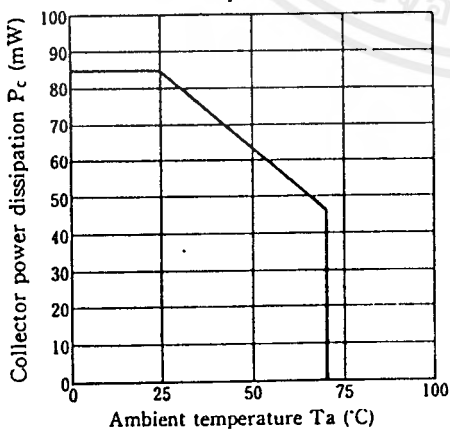


Fig. 5 Forward Current vs. Forward Voltage

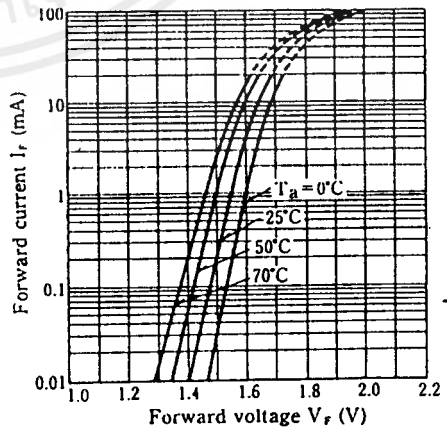


Fig. 6 High Level Output Current vs. Ambient Temperature

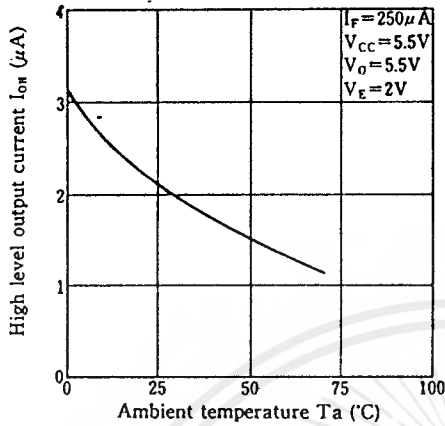


Fig. 7 Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

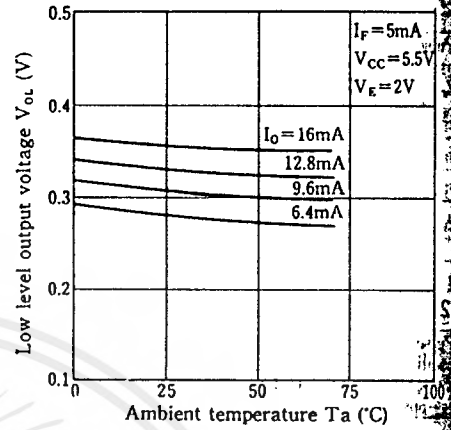


Fig. 8 Output Voltage vs. Forward Current

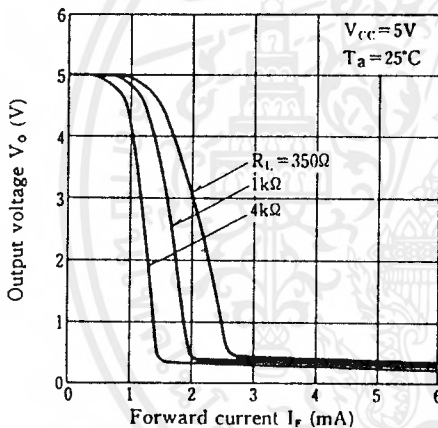


Fig. 9 Output Voltage vs. Forward Current (Ambient Temperature)

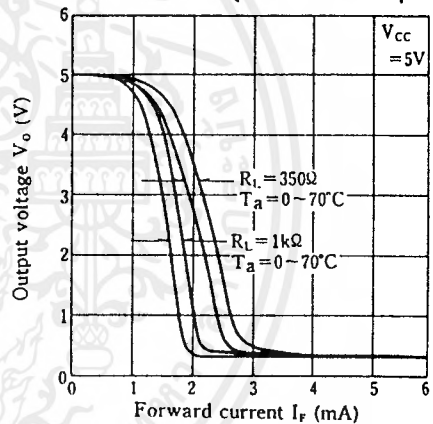


Fig. 10 Propagation Delay Time vs. Forward Current

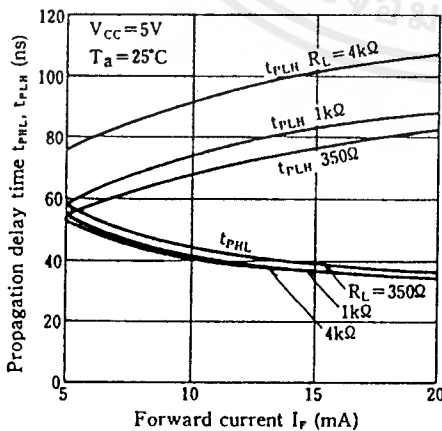
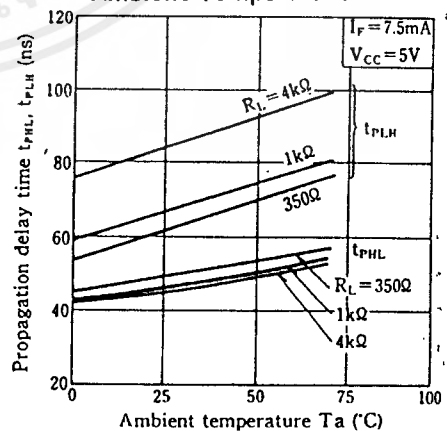


Fig. 11 Propagation Delay Time vs. Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 12 Rise Time, Fall Time vs. Ambient Temperature

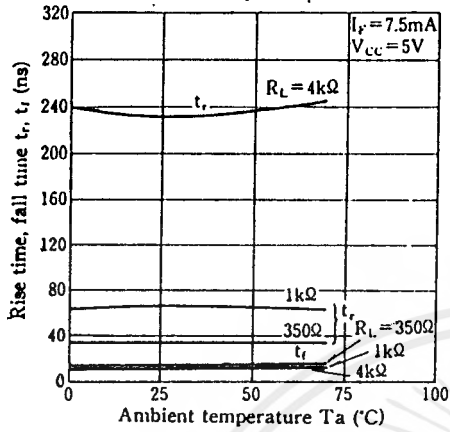
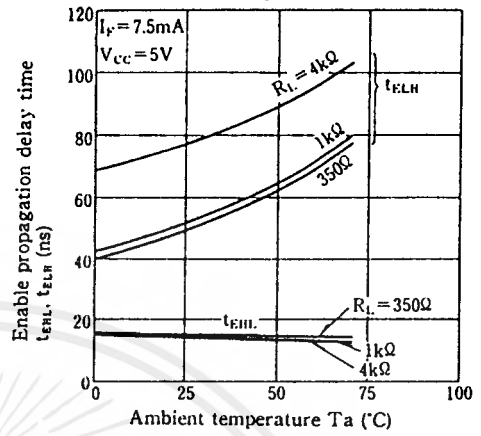


Fig. 13 Enable Propagation Delay Time vs. Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



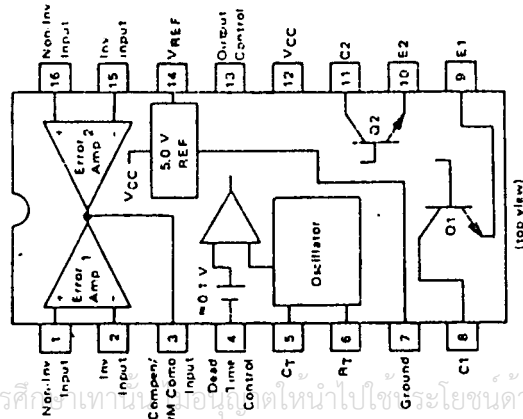
MOTOROLA

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



(top view)

The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-06

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

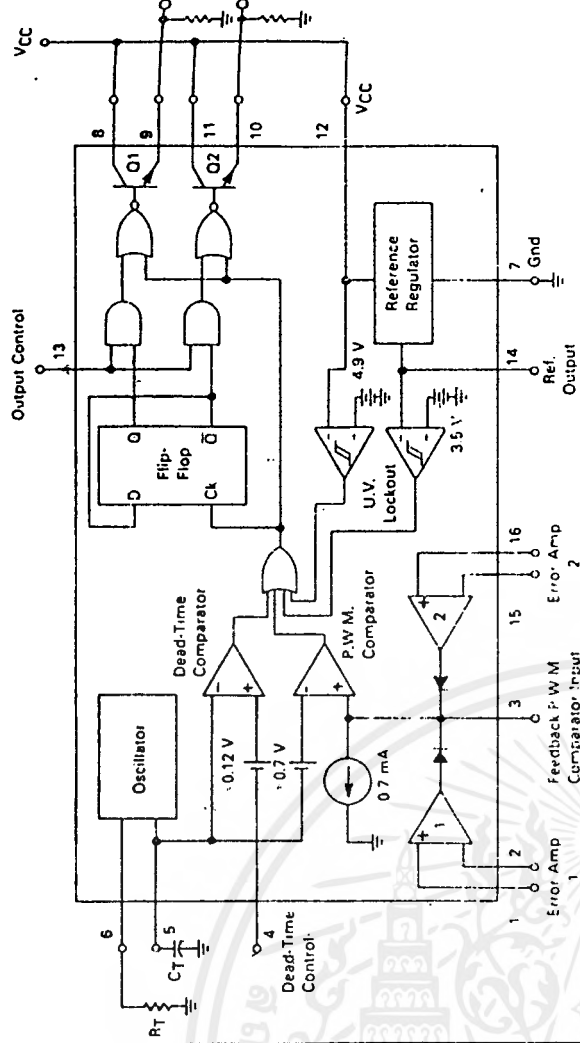
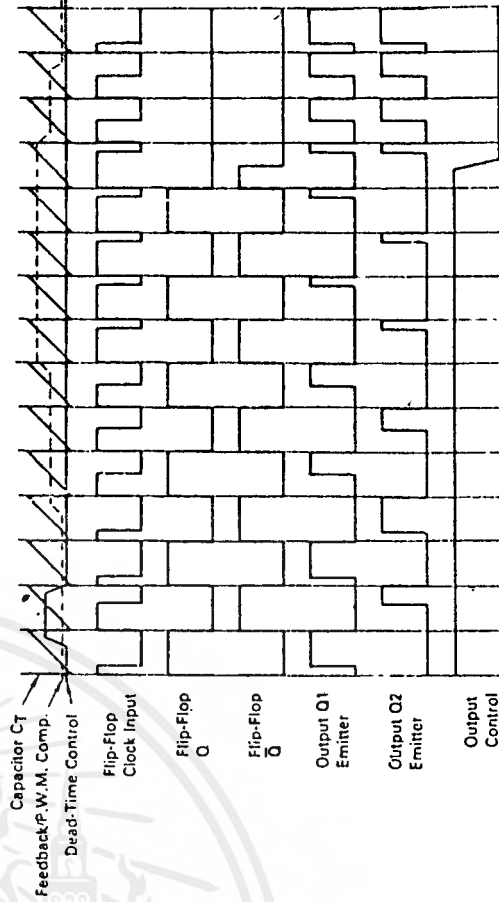


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



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

Rating	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{CE1} -V _{CE2}	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR} -0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation @ T _A = 45°C	P _D 1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	125	—	°C
		150	150	
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to 70	-25 to 85	°C
		-55 to 125 -65 to 150	-55 to 125 -65 to 150	
Storage Temperature Range	T _{sig}	-55 to 125 -65 to 150	-55 to 125 -65 to 150	°C
		-65 to 150	-65 to 150	

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	80	°C/W
Derating Ambient Temperature	T _A	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	TL494		Unit	
	Min	Max		
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	V
Collector Output Voltage	V _{CE1} -V _{CE2}	—	30	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} -I _{C2}	—	200	mA
Amplifier 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	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.0047	0.001	μF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	kHz

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.

Characteristic	TL494CJ			TL494M			Unit	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V)	I _{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

REFERENCE SECTION

Characteristic	TL494CJ			TL494M			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	V _{IO}	—	2.0	—	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 (V _O = 3.0 V, V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	A _{VOL}	70	95	—	—	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	f _C	—	—	350	—	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V _O = 0.5 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

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

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.

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _{CE} = 40 V)	I _{C(off)}	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _C = 40 V, V _E = 0 V)	I _{E(off)}	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter (V _E = 0 V, I _C = 200 mA)	V _{SAT(C)}	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower (V _C = 15 V, I _E = -200 mA)	V _{SAT(E)}	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V _{OC} = 0.4 V)	I _{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State (V _{OC} = V _{ref})	I _{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13)	t _r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)	t _r	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13)	t _f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)	t _f	—	40	100	—	40	100	ns

ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
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 (V _O = 3.0 V, V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	A _{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V _O = 0.5 to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	f _C	—	—	350	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V _O = 0.5 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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ 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.

Characteristic	Symbol	TL494		Unit	
		Min	Typ		Max
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$)	I_{-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$)	I_B (DT)	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC-max	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	0	2.8	3.2	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σ_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	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) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	—	5.5	10	mA
Average Supply Current ($V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	7.0	.15	mA

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

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

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

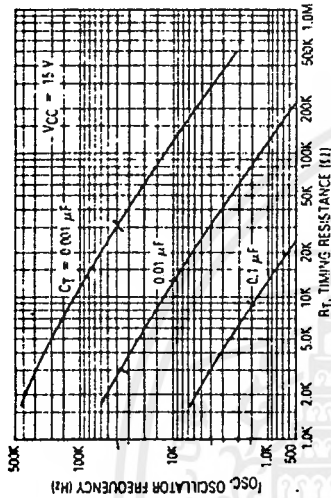


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

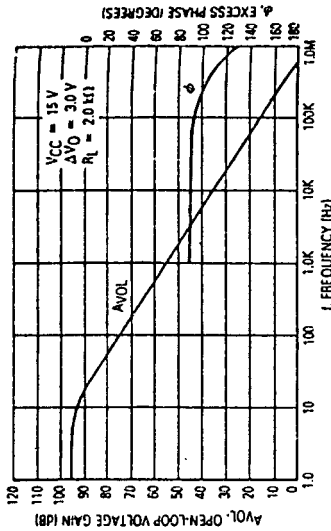


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

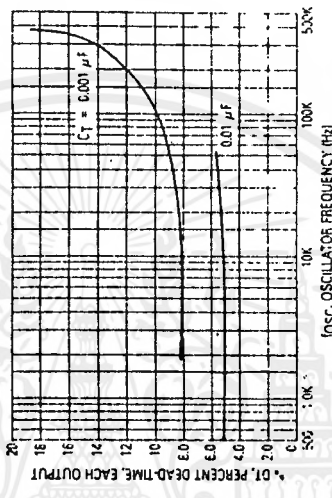


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

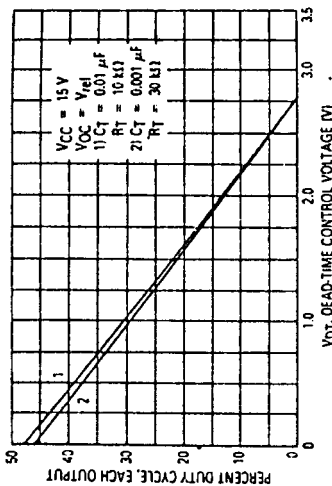


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

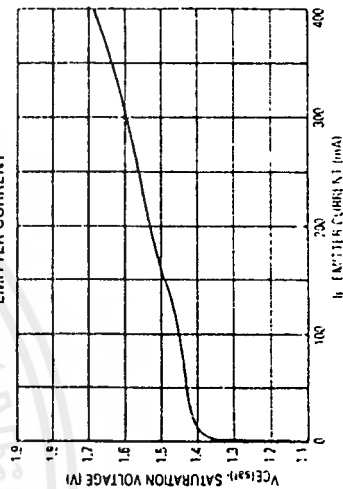


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT

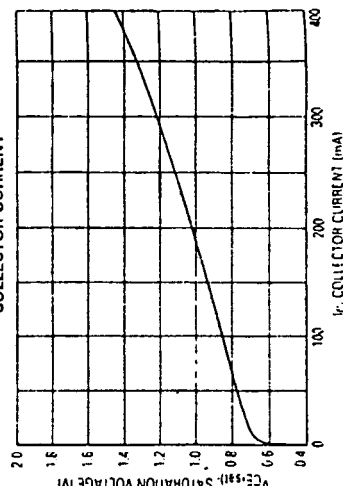


FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

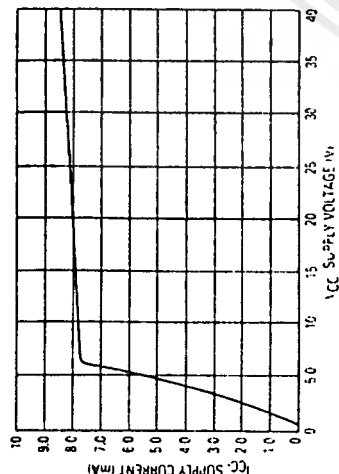


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

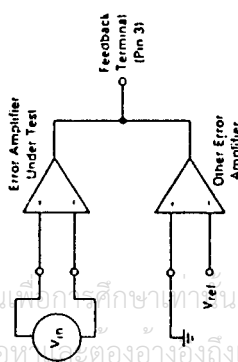


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

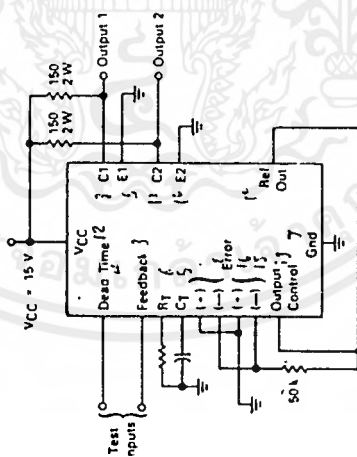
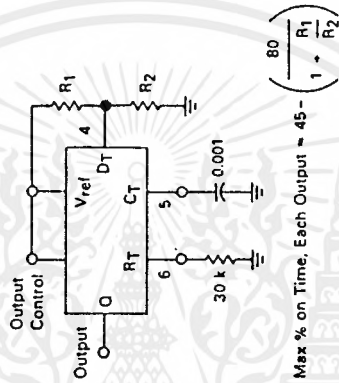


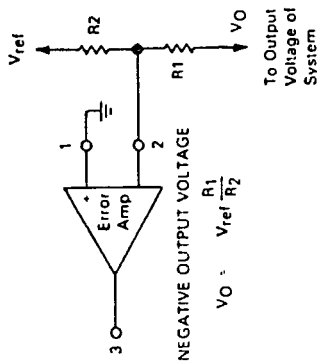
FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT



$$VO = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Max % on Time, Each Output = $45 - \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot 80$

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES



$$VO = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

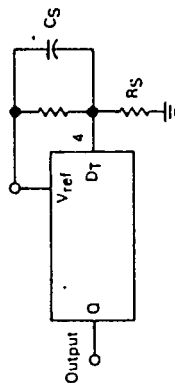


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

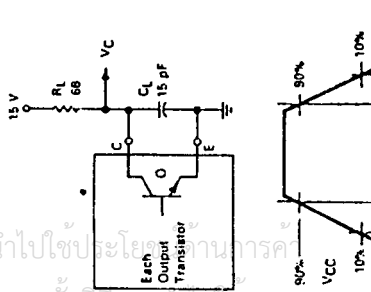


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

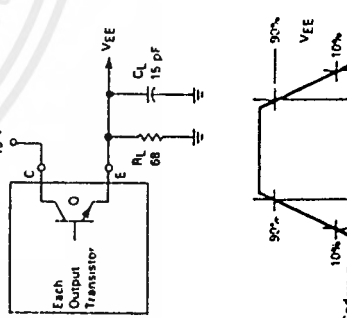


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS

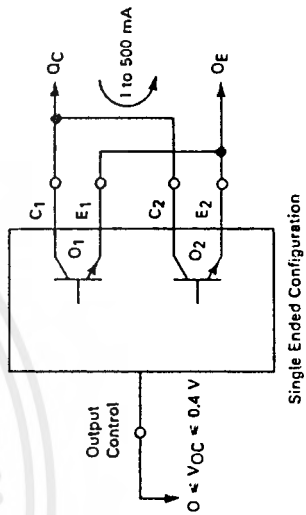


FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

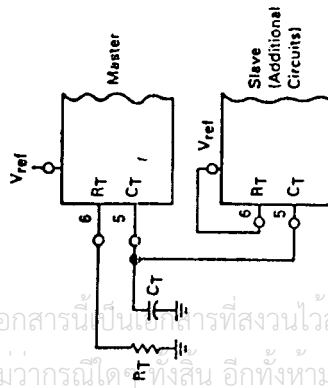


FIGURE 20 — OPERATION WITH VIN > 40 V USING EXTERNAL ZENER

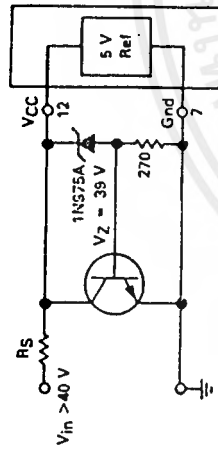
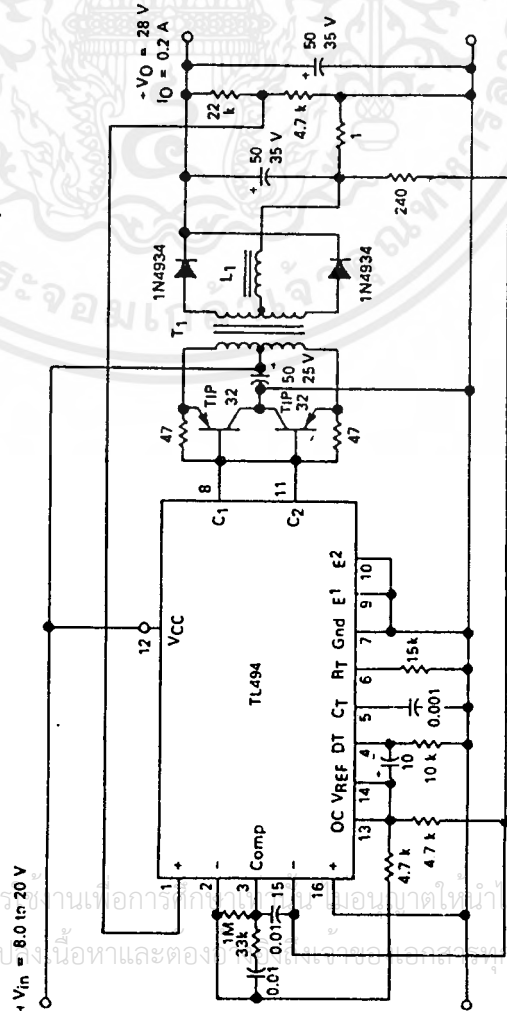


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



All capacitors in μF

L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
 T2 — Secondary: 120T C.T. #26 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-100-3CB

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, RT and CT. The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{RT \cdot CT}$$

For more information refer to Figure 4.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor CT 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 dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time 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 dead time may be imposed on the output by setting the dead-time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$f_{out} = f_{osc}$
Output Control	Output Function	
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At Vref	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 dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to (VCC - 2 V), 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 non-inverting 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 CT is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time 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 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of ±1.5% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	Vin = 10 V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	Vin = 28 V, Iq = 1 mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	Vin = 28 V, Iq = 1.0 A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	Vin = 26 V, RL = 0.1 Ω	1.6 amps
Efficiency	Vin = 28 V, Iq = 1 A	71%

SN5406, SN5416, SN7406, SN7416
HEX INVERTER BUFFERS/DRIVERS WITH
OPEN-COLLECTOR HIGH-VOLTAGE OUTPUTS



POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

SN5406, SN5416, SN7406, SN7416
HEX INVERTER BUFFERS/DRIVERS WITH
OPEN-COLLECTOR HIGH-VOLTAGE OUTPUTS

DECEMBER, 1983—REVISED, MARCH, 1988

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage (see Note 1)	5.5 V
Output voltage (see Notes 1 and 2): SN5406, SN7406 Circuits	30 V
SN5416, SN7416 Circuits	15 V
Operating free-air temperature range: SN5406, SN5416 Circuits	-85°C to 125°C
SN7406, SN7416 Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to network ground terminal.
 2. This is the minimum voltage which should be applied to any output when it is in the off state.

recommended operating conditions

PARAMETER	SN5406		SN7406		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
V_{CC} Supply voltage	4.5	5.5	4.75	5	V
V_{IH} High-level input voltage	2				V
V_{IL} Low-level input voltage		0.8		0.8	V
V_{OH} High-level output voltage		30		30	V
V_{OL} Low-level output voltage		15		15	V
I_{OL} Low-level output current		30		40	mA
T_A Operating free-air temperature	-55	125	0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

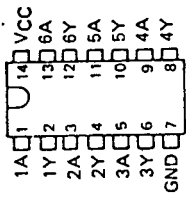
PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹		SN5406		SN7406		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -12 \text{ mA}$		-1.5	-1.5	-1.5	-1.5	V
I_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = 0.8 \text{ V}, V_{OH} = \xi$		0.25	0.25	0.25	0.25	mA
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}$		0.4	0.4	0.4	0.4	V
	$I_{OL} = 1.6 \text{ mA}$		0.7	0.7	0.7	0.7	V
I_I	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 5.5 \text{ V}$		1	1	1	1	mA
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2.4 \text{ V}$		40	40	40	40	μA
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IL} = 0.4 \text{ V}$		-1.6	-1.6	-1.6	-1.6	mA
I_{CCH}	$V_{CC} = \text{MAX}$		30	48	30	48	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX}$		32	51	32	51	mA

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
² All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$.
³ $V_{OH} = 30 \text{ V}$ for '06 and 15 V for '16.
⁴ $I_{OL} = 30 \text{ mA}$ for SN54^a and 40 mA for SN74.

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ (see note 3)

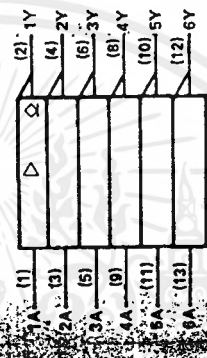
PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	A	Y		10	15	ns
t_{PHL}			$R_L = 110 \Omega$	15	23	ns

- Converts TTL Voltage Levels to MOS Levels
- High Sink-Current Capability
- Input Clamping Diodes Simplify System Design
- Open-Collector Driver for Indicator Lamps and Relays
- Inputs Fully Compatible with Most TTL Circuits



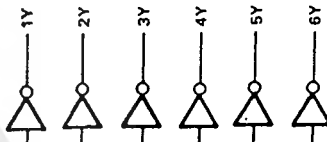
Description
 These monolithic TTL hex inverter buffers/drivers feature high-voltage open-collector-outputs for interfacing with high-level circuits (such as MOS), or for driving high-current loads (such as lamps or relays), and are also characterized for use as inverter buffers for driving TTL inputs. The SN5406 and SN7406 have minimum breakdown voltages of 30 volts and the SN5416 and SN7416 have minimum breakdown voltages of 15 volts. The maximum sink current is 30 milliamperes for the SN5406 and SN7406, and 40 milliamperes for the SN5416 and SN7416.

logic symbol

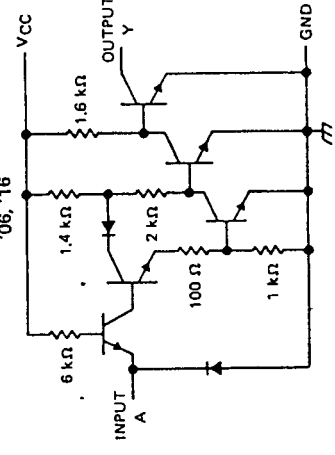


This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

logic diagram (positive logic)



schematic




Resistor values shown are nominal.


plastic case thyristors < 100 Arms
thyristors en boîtier plastique < 100 Aeff

Types	IO (A)	VRRM = VDRM (V)	tTSM 10 ms (A)	IRM @ VRRM IDM @ VDRM Tj max (mA)	Tamb = 25°C				dv/dt @ 67% VDRM Tj max min (V/µs)	di/dt max (A/µs)	Case
					VGT max (V)	IGT max (mA)	VTM / ITM max (V) (A)				


1,6 Arms / Tconnexions = 50°C Tj = 110°C

TL 1003 TL 2003 TL 4003 TL 6003 TL 8003	1	100 200 400 600 800	70	2	3	15	1,8	3,2	100 typ	100	 TL (CB-274)
---	---	---------------------------------	----	---	---	----	-----	-----	------------	-----	---


3 Arms / Tconnexions = 50°C Tj = 110°C

TL 1006 TL 2006 TL 4006 TL 6006 TL 8006	2	100 200 400 600 800	70	2	3	15	1,9	6	50 typ	100	 TL (CB-274)
---	---	---------------------------------	----	---	---	----	-----	---	-----------	-----	---


4 Arms / Tcase = 75°C Tj = 110°C

TYN 054 TYN 104 TYN 204 TYN 404 TYN 604 TYN 804 TYN 1004	2,5	50 100 200 400 600 800 1000	60	2	1,5	15	1,6	8	50	50	 TYN (CB-274)
--	-----	---	----	---	-----	----	-----	---	----	----	--


6 Arms / Tcase = 75°C Tj = 110°C

TYN 056 TYN 106 TYN 206 TYN 406 TYN 606 TYN 806 TYN 1006	3,8	50 100 200 400 600 800 1000	80	2	1,5	15	1,6	12	50	50	 TYN (CB-274)
--	-----	---	----	---	-----	----	-----	----	----	----	--


8 Arms / Tcase = 75°C Tj = 110°C I²t = 32 A²s

TYN 058,G TYN 108,G TYN 208,G TYN 408,G TYN 608,G TYN 808,G TYN 1008,G	5	50 100 200 400 600 800 1000	80	2	1,5	15	1,6	16	50	50	 TYN (CB-274)
						Without suffix : 15					
						With suffix G : 25					

10 Arms / Tcase = 75°C Tj = 110°C I²t = 50 A²s

TYN 0510 TYN 110 TYN 210 TYN 410 TYN 610 TYN 810 TYN 1010	6,4	50 100 200 400 600 800 1000	100	2	1,5	15	1,6	20	50	50	 TYN (CB-274)
---	-----	---	-----	---	-----	----	-----	----	----	----	--

12 Arms / Tcase = 75°C Tj = 125°C I²t = 72 A²s

TYN 0512 TYN 112 TYN 212 TYN 412 TYN 612 TYN 812 TYN 1012	7,6	50 100 200 400 600 800 1000	120	3	1,5	15	1,6	24	50	100	 TYN (CB-274)
---	-----	---	-----	---	-----	----	-----	----	----	-----	--

**NOTE : INSULATED VERSION AVAILABLE ON REQUEST :
 ORDERING INFORMATION TXN. EXAMPLE : TXN 054.
 PENDING UL RECOGNITION FOR TXN SERIES.**

**VERSION ISOLEE SUR DEMANDE :
 APPELLATION COMMERCIALE TXN. EXEMPLE : TXN 054.
 HOMOLOGATION UL EN COURS POUR LES SERIES TXN.**

TO 220 A
(CB-15)
SEE NOT

Bipolar IC

Type	Ordering code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP 16

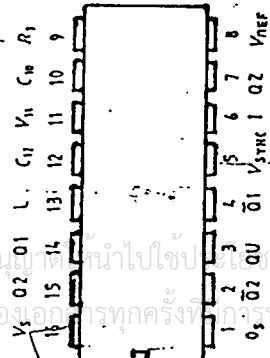
This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0° and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Large temperature range

Pin configuration top view



Pin	Symbol	Function
1	V_S	Ground
2	Q2	Output 2 Inverted
3	Q1	Output 1
4	Q1	Output 1 Inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	QZ	Output Z
8	V_{NER}	Stabilized voltage
9	R_g	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q1	Output 1
15	Q2	Output 2
16	V_S	Supply voltage

Characteristics

$0 \leq V_S \leq 10V$; $-25^\circ C \leq T \leq 85^\circ C$; $f = 50 \text{ Hz}$

Supply current consumption	Test circuit	Lower limit D	$f = 50 \text{ Hz}$ $V_S = 15V$ typ	Upper limit A
I_S	1	4.5	6.5	10
Input current	1	30	30	200
Offset voltage	4			75
Control input pin 11	1			V_{10max}
Control voltage range	5	0.2	15	V
Input resistance				k Ω
Ramp generator				μA
Load current	1	10		V
Max. ramp voltage				1000
Saturation volt. at capacitor	1.6	100	225	$V_S - 2$
Ramp resistance	1	3		350
Sawtooth return time	1		80	k Ω
Inhibit pin 6				μs
Switch-over of pin 7				
Outputs disabled	1	4	3.3	2.5
Signal transition time	1	1	3.3	V
Input current	1		500	μA
$V_S = 8V$				
Input current	1	00	150	μA
$V_S = 1.7V$				
Deviation of I_{10}	1	-5		%
$R_g = \text{const.}$				
$V_A = 12V$; $C_{10} = 47 \text{ nF}$				
Deviation of I_{10}	1	-20		%
$R_g = \text{const.}$				
$V_S = 8 \text{ to } 10V$				
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_A = \text{const.}$			1:1	%

Characteristics
 $8 \leq V_S \leq 10 \text{ V}$; $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$; $f = 50 \text{ Hz}$

Test circuit	Lower limit B	$f = 50 \text{ Hz}$ $V_S = 15 \text{ V}$ typ	Upper limit A
Long pulse switch-over pin 13			
switch-over of S 0			
Short pulse at output			
Long pulse at output			
Input current			
I_{13H}	3.5	2.5	2
I_{13L}		2.5	10
I_{13}			
Input current			
I_{12} = 3 V	45	85	100
I_{12} = 1.7 V			
Outputs pin 2, 3, 4, 7			
Reverse current	2.6		10
$V_0 = V_S$			
Saturation voltage	2.6	0.4	2
$I_0 = 3 \text{ mA}$			
Outputs pin 14, 15			
H output voltage		$V_S - 3$	$V_S - 1.0$
$I_0 = 250 \text{ mA}$			
L output voltage		0.3	2
$I_0 = 2 \text{ mA}$			
Pulse width (short pulse)			
S 9 open		20	40
Pulse width (short pulse) with C_{12}		500	760
Internal voltage control			
Reference voltage			
Parallel connection of 10 ICs possible			
TC of reference voltage			
V_{ref}		3.1	3.4
TC_{ref}		2×10^{-4}	5×10^{-4}

Maximum ratings

Parameter	Lower limit B	Upper limit A	Unit
Supply voltage V_S	-0.5	18	V
Output current at pin 14, 15 I_0	-10	400	mA
Inhibit voltage V_{11}	-0.5	V_S	V
Control voltage V_{13}	-0.5	V_S	V
Voltage short-pulse circuit V_{12}	-0.5	V_S	V
Synchronization input current I_{13}	-200	± 200	µA
Output voltage at pin 14, 15 V_0		V_S	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7 I_0		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7 V_0		V_S	V
Junction temperature T_j		125	°C
Storage temperature T_{stg}	-55	125	°C
Thermal resistance (system-air) θ_{JA}		80	K/W
Operating range			
Supply voltage V_S	8	18	V
Operating frequency f	10	500	Hz
Ambient temperature T_A	-20	85	°C

Supply voltage
 Output current at pin 14, 15
 Inhibit voltage
 Control voltage
 Voltage short-pulse circuit
 Synchronization input current
 Output voltage at pin 14, 15
 Output current at pin 2, 3, 4, 7
 Output voltage at pin 2, 3, 4, 7
 Junction temperature
 Storage temperature
 Thermal resistance (system-air)
 Operating range
 Supply voltage
 Operating frequency
 Ambient temperature

Application hints for external components

Ramp capacitance	C_{10}	min 500 pF	max 1 µF
Tripping point	I_{tr}	$I_{11} \times R_{13} \times C_{10}$	$I_{11} \times R_{11} \times K$
Charging current	I_{10}	$I_{11} \times K$	$I_{10} \times K \times I_{11}$

The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed

Ramp voltage
 $V_{10,max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{ref} \times K \times I_{11}}{R_{13} \times C_{10}}$

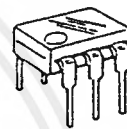
6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to silicon bilateral switch and are designed for applications requiring isolated triac triggering, low-current isolated ac switching, high electrical isolation (to 7500 V peak), high detector standoff voltage, small size, and low cost.

- UL Recognized File Number 54915
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

MOC3009
MOC3010
MOC3011
MOC3012

6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRIAC DRIVER OUTPUT
 250 VOLTS



CASE 730A-02
 PLASTIC

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INFRARED EMITTING DIODE

Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above 25°C	P_D	100	mW
		1.33	mW/°C

OUTPUT DRIVER

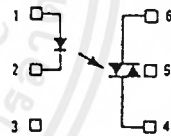
Off-State Output Terminal Voltage	V_{DRM}	250	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I_{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300	mW
		4	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	V_{ISO}	7500	V_{ac}
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	330	mW
		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage, V_{ISO} , is an internal device dielectric breakdown rating.

COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL



MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	—	1.15	1.5	Volts
OUTPUT DETECTOR ($I_F = 0$ unless otherwise noted)					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated V_{DRM} , Note 1)	I_{DRM}	—	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ($I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$)	V_{TM}	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	dv/dt	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
COUPLED					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3)	I_{FT}	—	15	30	mA
MOC3009		—	8	15	
MOC3010		—	5	10	
MOC3011		—	3	5	
MOC3012		—	—	—	
Holding Current, Either Direction	I_H	—	100	—	μA

- Notes: 1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
 2. This is static dv/dt . See Figure 7 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.
 3. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT} . Therefore, recommended operating I_F lies between max I_{FT} (30 mA for MOC3009, 15 mA for MOC3010, 10 mA for MOC3011, 5 mA for MOC3012) and absolute max I_F (60 mA).

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

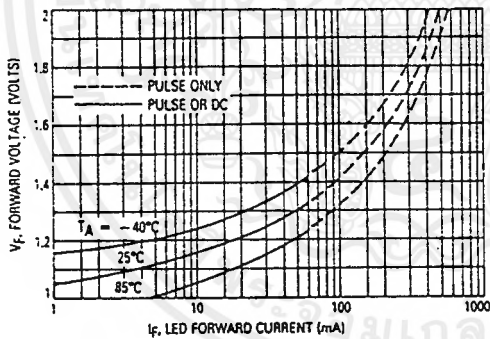


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

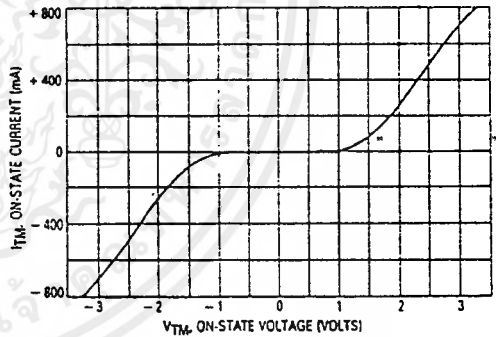


Figure 2. On-State Characteristics

MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

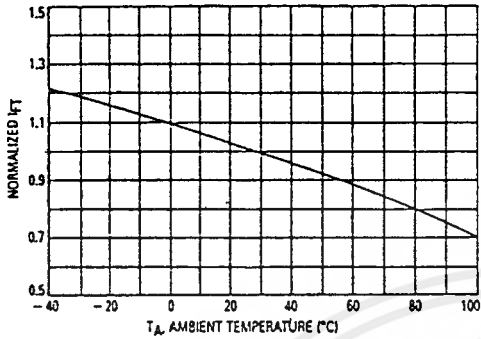


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

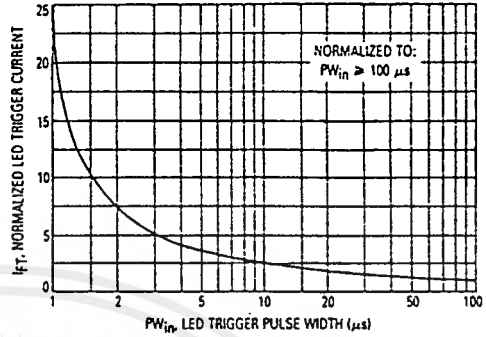


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

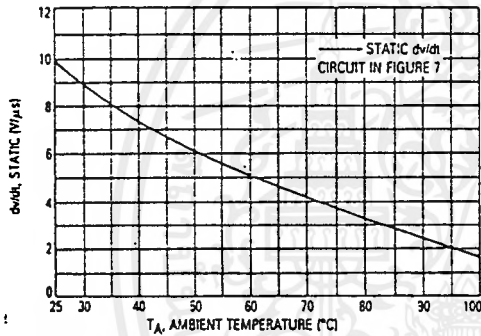


Figure 5. dv/dt versus Temperature

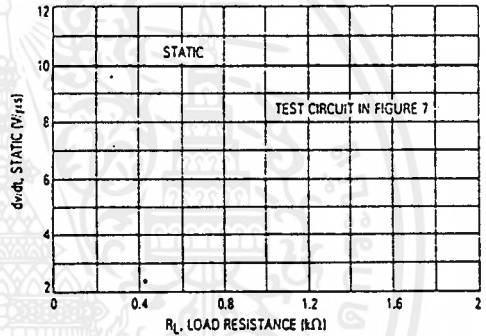


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance

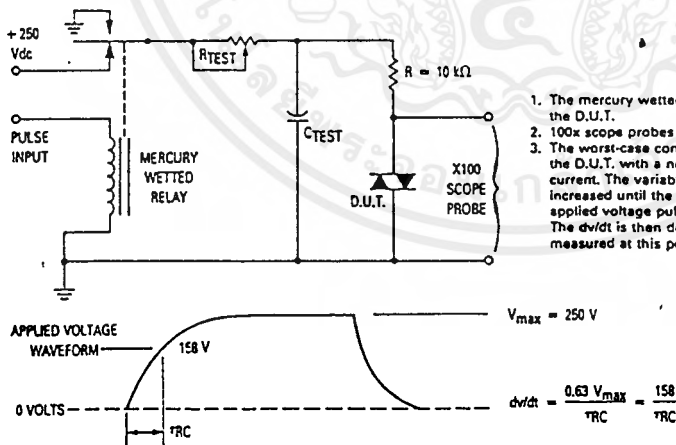


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit



MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only. Additional information on the use of the MOC3009/3010/3011/3012 is available in Application Note AN-780A.

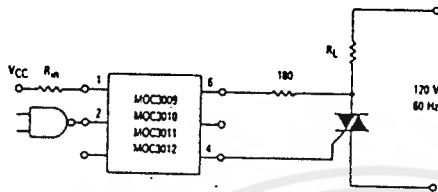


Figure 8. Resistive Load

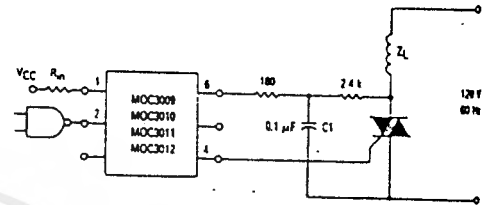


Figure 9. Inductive Load with Sensitive Gate Triac ($I_{GT} \leq 15 \text{ mA}$)

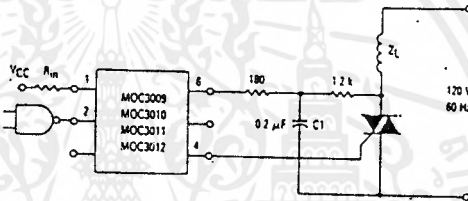


Figure 10. Inductive Load with Non-Sensitive Gate Triac ($15 \text{ mA} < I_{GT} < 50 \text{ mA}$)

OUTLINE DIMENSIONS

OPTIONAL LEAD CONFIGURATION

STYLE 8:
 PIN 1, ANODE
 2, CATHODE
 3, HC
 4, MAIN TERMINAL
 5, SUBSTRATE
 6, MAIN TERMINAL

SEATING PLANE

D 4 PL
 J 8 PL
 +0.13 (0.005) T A B

CASE 730A-02
 PLASTIC

NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIM L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	6.13	8.89	0.240	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.93	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.50	0.016	0.020
E	1.02	1.77	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.21	0.30	0.008	0.012
K	0.38	2.54	0.015	0.100
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	2.54	3.81	0.100	0.150

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERNATIONAL RECTIFIER ICR

HIGH VOLTAGE MOS GATE DRIVER



General Description

The IR2113 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LS-TTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 600 volts.

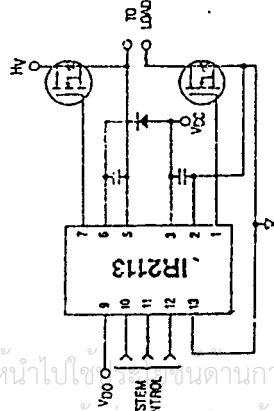
Applications

- High-frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

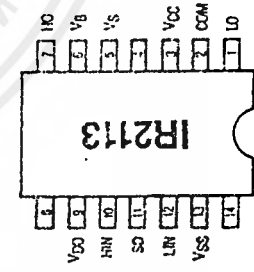
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
- Operating offset range from -5V to +500V
- dV/dt immunity rated at ±50V/ns
- Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
- Operating supply range from 5 to 20V
- Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
- Peak current capability at 2A minimum
- Switching time of 25ns typical into 1000pF load
- Matched propagation delay time for both channels
- Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
- Maximum rated matching differential of ±10ns
- Latch immune CMOS. Withstand > 2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2113

Absolute Maximum Ratings
 Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM.
 The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S +20	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-V _{BS} - 0.5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S - 0.5	V _B + 0.5	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} + 0.5	V
V _{SD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} + 20	
V _{SC}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 20	V _{CC} + 0.5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.5	V _{DD} + 0.5	
dV/dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 18)	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ 25°C (Fig. 19)	—	1.6	W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	°C/W
T _J	Junction Temperature	-55	150	
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.
 The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	V
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.
 The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C			Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max	Units		
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	260	—	V _S = 0V	Fig. 12
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220	—	V _S = 600V	
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235	—	V _S = 600V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40	ns	C _L = 1000pF	
M _{l(on)}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	—	H _{on} -L _{on}	Fig. 14
M _{l(off)}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—	—	H _{off} -L _{off}	
D _{l(on)}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	25	36	—	—	—	(H _{on} -L _{off})	Fig. 15
D _{l(off)}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	25	36	—	—	—	(L _{on} -H _{off})	

Typical Performance Characteristics

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{SS} , V_{DD}) = 15V-unless otherwise specified.
 The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input pins: H_{IN} , L_{IN} and SD .
 The V_{OL} and I_{O} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to the respective output pins: HO or LO .

Symbol	Parameter	$T_J = 25^\circ C$			$T_J = -55$ to $150^\circ C$			Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max	Units	
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	—	Fig. 4
		6.4	—	—	8.8	—	—	
		9.5	—	—	10	—	—	
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	12.6	—	—	13.3	—	—	Fig. 4
		—	1.0	—	1.7	—	—	
		—	3.0	—	3.6	—	—	
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS}=V_O$	—	—	—	—	—	—	Fig. 10
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	0.1	—	0.1	—	V	
I_{LKS}	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	—	Fig. 5
I_{OBS}	Quiescent V_{SS} Supply Current	—	125	230	—	500	μA	
I_{OCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	180	340	—	600	μA	Fig. 6
I_{OOD}	Quiescent V_{DD} Supply Current	—	5	30	—	60	μA	
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	μA	Fig. 8
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	—	1	—	—	10	μA	
I_{VBSUV+}	V_{SS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	—	Fig. 9
I_{VBSUV-}	V_{SS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—	—	
I_{VCCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.8	8.6	9.6	—	—	—	Fig. 9
I_{VCCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—	—	
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	Fig. 9
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	

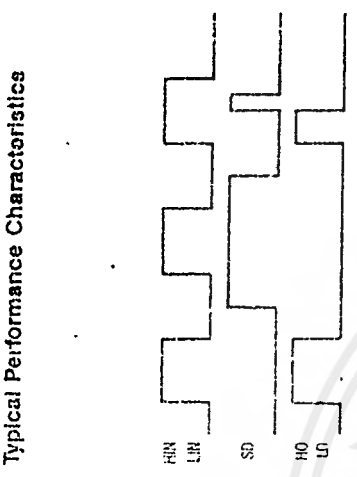


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

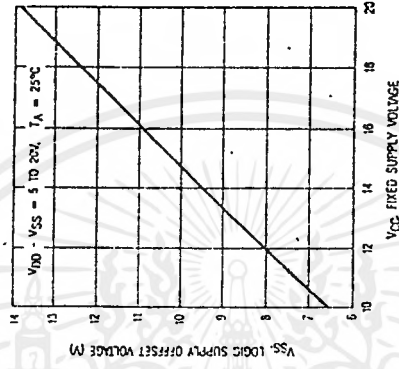


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Supply Voltage Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

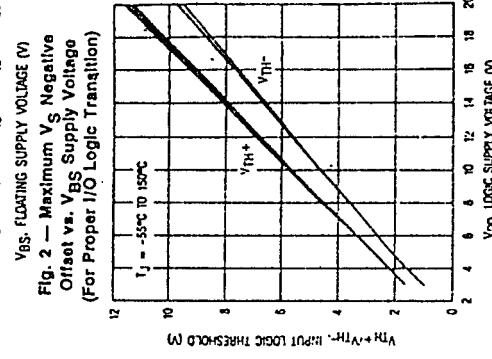


Fig. 2 — Maximum V_{SS} Negative Offset vs. V_{SS} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

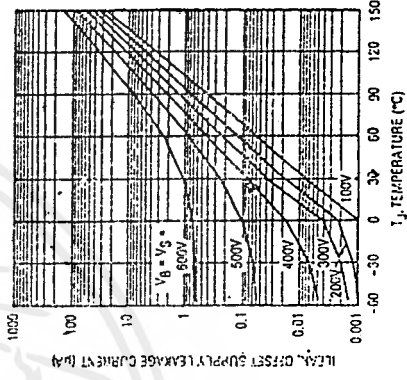


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

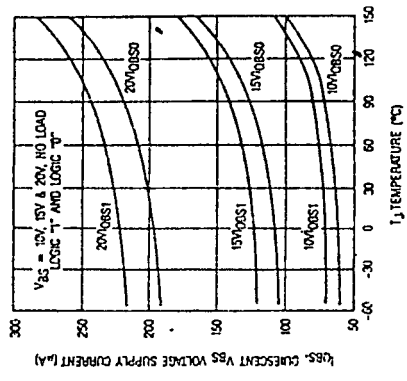
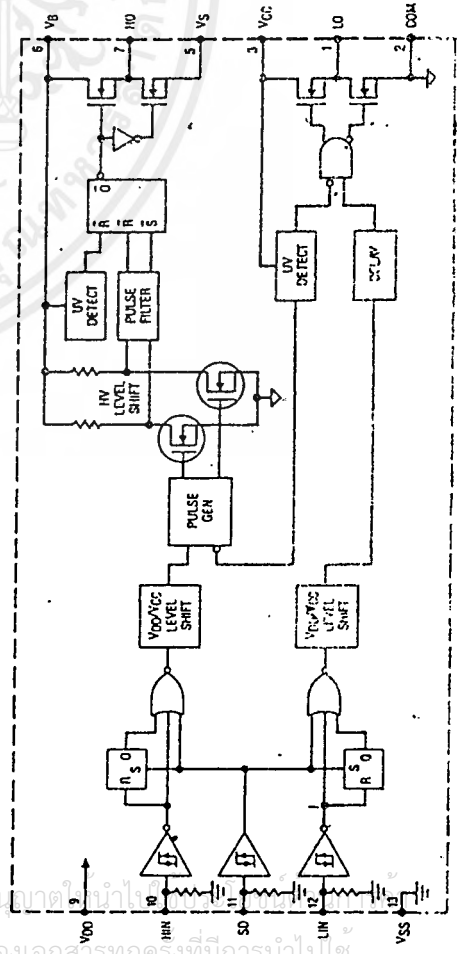


Fig. 6 — Quiescent V_{SS} Supply Current vs. Temperature

Functional Block Diagram



Typical Performance Characteristics

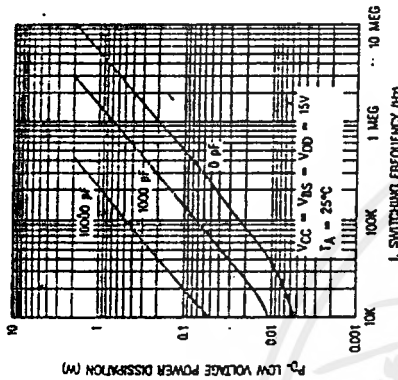


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

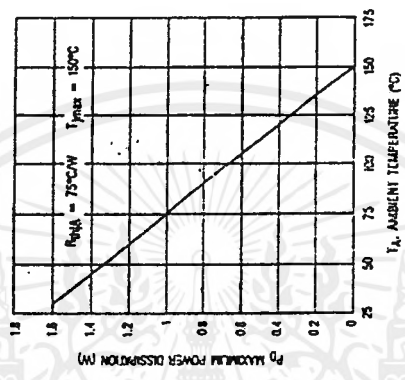


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

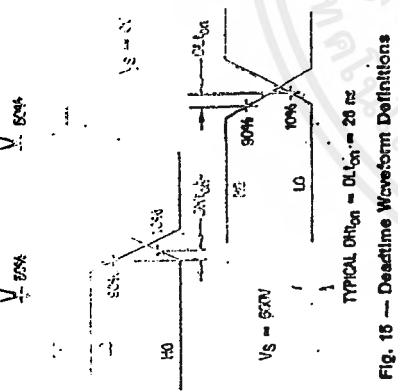


Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions

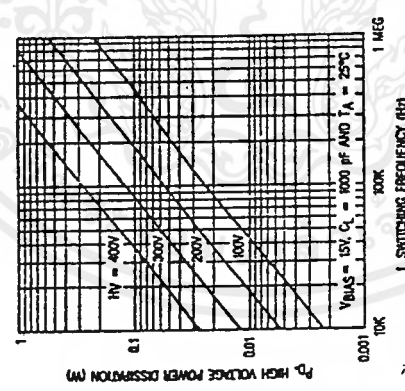


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

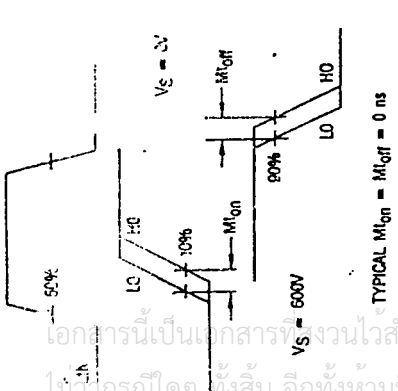


Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

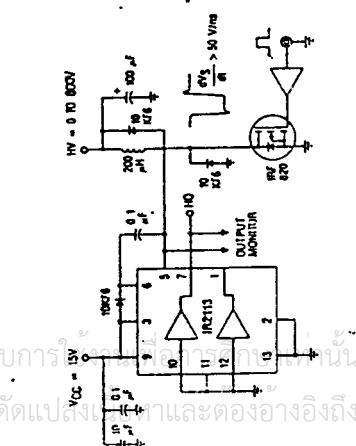


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

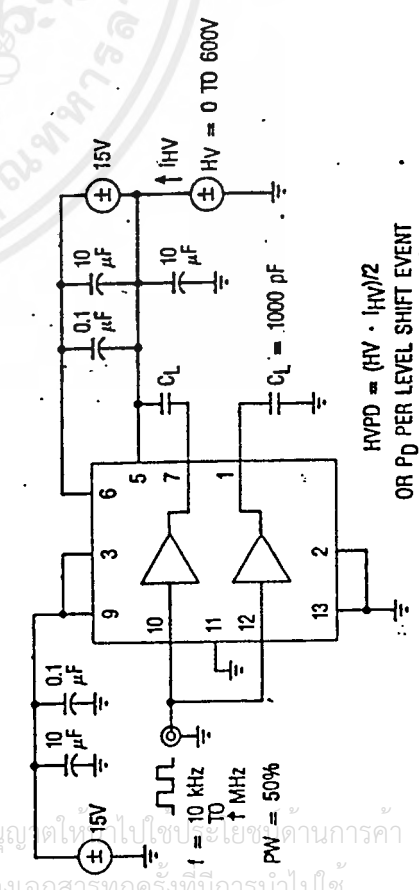


Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

$$HVPD = (HV \cdot I_{HV})/2$$

$$OR PD \text{ PER LEVEL SHIFT EVENT}$$

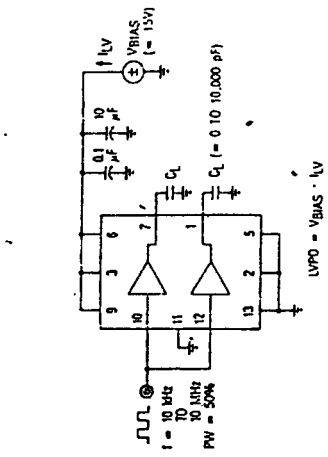


Fig. 18b — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

HEXFET SIZE	TYPICAL t_r	TYPICAL t_f
2	25 ns	17 ns
3	38 ns	23 ns
4	53 ns	34 ns
5	78 ns	54 ns
6	116 ns	74 ns

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs. Switching Time ($V_{BIAS} = 15V$)

HEXFET TYPE	HV = 100V	200V	300V	400V
820	2000	1200	700	350
830	1600	1100	640	330
840	1100	820	540	300
P450	640	540	400	250
P460	490	460	340	230

$T_A = 25^\circ C$ AND
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency, f_{max} (MHz) vs. switching frequency at which $T_j = T_{max}$ is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher T_A , f_{max} should be derated accordingly.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นอกจากจะทำให้ผู้จัดทำได้รับประสบการณ์จากการปฏิบัติงานจริงแล้วยังทำให้ผู้จัดทำได้รับน้ำใจไมตรีจากบุคคลต่างๆ มากมาย บุคคลแรกคือท่านอาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้คำแนะนำเกี่ยวกับโครงสร้างของงานและช่วยชี้แนะแนวทางการแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อมาก็คือเพื่อนๆ 4B ที่คอยให้กำลังใจและให้คำปรึกษาในบางข้อสงสัย พี่ 3W ที่ใจดีที่ทั้งให้และให้ยืมวัสดุอุปกรณ์ที่ขาดเหลือรวมทั้งไมตรีจิตอันดีต่อผู้จัดทำ พี่เจ้าหน้าที่สโตร์ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการเบิกยืมอุปกรณ์ตลอดการทำปริญญานิพนธ์ พี่ธุรการภาคที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการติดต่องานธุรการต่างๆ ได้อย่างเรียบร้อย

สุดท้ายที่สำคัญที่สุดขอขอบพระคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคณาจารย์ทุกท่านที่ช่วยสอนสั่งให้ความรู้แก่นักศึกษาเพื่อที่นักศึกษาจะได้นำความรู้ที่ได้รับไปทำงานเพื่อพัฒนาประเทศไทยต่อไป





- [1] วิริยะ พิเชษฐจำเริญ , “เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์” บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
- [2] สุวัฒน์ คั่น , “สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” บริษัท เอนเทลไทย จำกัด
- [3] ชัยทัต มณีอินทร์ , เลิศชาย โสภา และ สิริชัย งามโชคพิภพ , “อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ”
ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2538
- [4] ชัยยงค์ แก้วมงคล, นภัทร วัจนเทพินทร์, “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 ” สกายบุ๊กส์,
กรุงเทพ ฯ , 2540
- [5] MUHAMMATH H. RACHID , “ Power Electronics Circuits , Devices and Application”
New Jersey . Pentice -Hall International Edition , 2nd Edition , 1993
- [6] MOHAN , UNDERLAND, ROBBINS , “ Power Electronics ”, New York John
Wiley & Sons , Inc ., 2nd Edition , 1993