



ปีการศึกษา 2538

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงพร้อมวงจรขับนำสวิทซ์เพื่อการทดลองในห้องปฏิบัติการ  
( DC Power Supply and Drive Circuit for Experiment Lab )



โดย

นายจักรภัทร คุณพันธ์  
นายทวี ตันนาศุกิจวงษ์  
นายปริญญา วัฒนภิญโญ

วัน เดือน ปี..... ๓๑ ก.ค. ๒๕๔๐  
เลขทะเบียน..... ๐๓๗๐๔๘  
เลขเรียกหนังสือ..... T ๐๘๑๒๑ ๑ ๒๒๔ ๕ .

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ  
อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2538

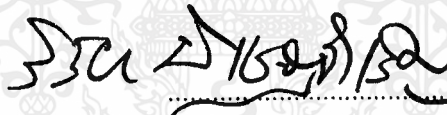
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงพร้อมวงจรขั้วนำสัทซ์เพื่อการทดลองในห้องปฏิบัติการ

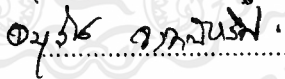
ผู้จัดทำ

1. นายจักรภัทร คุณพันธ์
2. นายทวี ตันนาศุกิจวงษ์
3. นายปริญญา วัฒนภิญโญ



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐาเริญ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงพร้อมวงจรขั้วนำสวิทช์เพื่อการทดลองในห้องปฏิบัติการ

นายจักรภัทร คุณพันธ์  
 นายทวี คันทสุทธิจวมิช  
 นายปริญญา วัฒนภิญโญ  
 รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐกำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา  
 อ.อนุวัฒน์ จางานิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา  
 ปีการศึกษา 2538

### บทคัดย่อ

ปริมาณนิพนธ์ฉบับนี้เป็นการจัดทำ และ ออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และ วงจรขั้วนำสวิทช์ ซึ่งจะนำมาใช้สำหรับการทดลองทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อศึกษาคุณสมบัติและ หลักการทำงานของตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง รวมทั้ง วงจรพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง โดยมีผลการทดลองจากการใช้ชุดทดลองชุดนี้ประกอบมากับ ปริมาณนิพนธ์ฉบับนี้

ส่วนสำคัญของโครงการชุดนี้ประกอบไปด้วยวงจรที่สำคัญสามส่วน คือ วงจร ขั้วนำ เอสซีอาร์ วงจรขั้วนำมอสเฟสกำลัง และ วงจรขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง

## DC POWER SUPPLY AND DRIVE CIRCUIT FOR EXPERIMENTAL LAB

Chakaphat

Khunaphan

Tawee

Tantasukitvanich

Parinya

Wattanapinyo

Assoc.Prof.Dr.Viriya Phichetjumrean Advisor

Anuwat

Jangwanitlert Advisor

## ABSTRACT

This project is presented about the procedures and design of dc power supply and drive circuit for power electronic experimental laboratory

The experiment have a purpose to study in characteristic and principle operation of power electronic devices include a basic circuit which has relative. By the experimental result, it is composed of this thesis too.

This thesis consist of three main circuit, these circuits are SCRs drive circuit, MOSFET drive circuit and Transistor drive circuit.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและหลักการทำงานของชุดขั้วนำสวิตช์	4
2.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบแรงดันคงที่	4
2.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับค่าได้	4
2.3 ชุดขั้วนำ ไทริสเตอร์ ( เอสซีอาร์ )	5
2.3.1 ชุดสร้างสัญญาณ	5
2.3.2 ชุดสร้างสัญญาณความถี่สูง	10
2.3.3 ชุดผสมสัญญาณหม้อแปลงพัลส์ และ ชุดเรกติไฟเออร์	12
2.4 ชุดขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง และ ชุดขั้วนำมอสเฟสกำลัง	14
2.4.1 ชุดสร้างสัญญาณสวิตชิง	15
2.4.2 ชุดสร้างสัญญาณความถี่สูง	18
2.4.3 การผสมสัญญาณหม้อแปลงพัลส์ และ ชุดเรกติไฟเออร์	18
2.4.4 ชุดขยายกระแส	18
บทที่ 3 การทดลอง และ ผลการทดลอง	19
3.1 การทดลองที่ 1	19
3.1.1 เพาเวอร์ไดโอด	19
3.1.2 ไทริสเตอร์	26
3.2 การทดลองที่ 2	35
3.2.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง	35
3.2.2 มอสเฟสกำลัง	42
3.3 การทดลองที่ 3 เอซี - ดีซีคอนเวอร์เตอร์	49
3.4 การทดลองที่ 4 เอซี โวลต์เตจคอนโทรลเลอร์	71
บทที่ 4 สรุปผลและวิจารณ์	82
เอกสารอ้างอิง	83
กิตติกรรมประกาศ	84
ภาคผนวก	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

		หน้า
รูปที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมของชุดขับนำเอสซีอาร์	2
รูปที่ 1.2	บล็อกไดอะแกรมของชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง	3
รูปที่ 2.1	วงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	4
รูปที่ 2.2	วงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 0-30 โวลต์	5
รูปที่ 2.3	บล็อกไดอะแกรมของ TCA 785	6
รูปที่ 2.4	พัลส์ไดอะแกรมของ TCA 785	7
รูปที่ 2.5	วงจรการต่อใช้งาน TCA 785	10
รูปที่ 2.6	บล็อกไดอะแกรมของไอซี 4047	11
รูปที่ 2.7	แสดงการต่อวงจรใช้งานไอซี 4047	11
รูปที่ 2.8	การผสมสัญญาณ และ สัญญาณเอาต์พุตที่จะนำไปทริก	12
รูปที่ 2.9	สัญญาณกระตุ้น และ ค่าความหนาแน่นแม่เหล็ก	13
รูปที่ 2.10	บล็อกไดอะแกรมของ TL 494	15
รูปที่ 2.11	ไทม์มิงไดอะแกรมของสัญญาณต่าง ๆ	16
รูปที่ 2.12	วงจรขับนำเอสซีอาร์	18-1
รูปที่ 2.13	วงจรขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง	18-2
รูปที่ 2.14	วงจรขับนำมอสเฟสกำลัง	18-3
รูปที่ 2.15	แผงหน้าปัทม์ชุดทดลอง	18-4
รูปที่ 2.16	ส่วนประกอบต่าง ๆ ภายใน	18-4
รูปที่ 2.17	สัญญาณทริกเอสซีอาร์	18-5
รูปที่ 2.18	สัญญาณขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง	18-5
รูปที่ 2.19	สัญญาณขับนำมอสเฟสกำลัง	18-6
รูปที่ 3.1.1	ไดโอดกำลัง	19
รูปที่ 3.1.2	แสดงช่วงเวลาคินตัว	20
รูปที่ 3.1.3	วงจรการต่อใช้งาน	22
รูปที่ 3.1.4	สัญญาณกระแสรีเวิร์สของไดโอด ชนิดที่ 1	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป ( ต่อ )

	หน้า	
รูปที่ 3.1.5	สัญญาณกระแสรีเวิร์สของไดโอด ชนิดที่ 2	25
รูปที่ 3.1.6	สัญญาณกระแสรีเวิร์สของไดโอด ชนิดที่ 3	25
รูปที่ 3.1.7	สัญลักษณ์ และ กราฟแสดงคุณสมบัติของเอสซีอาร์	26
รูปที่ 3.1.8	แสดงขนาดของกระแสเกต แรงดันแอนด-แคโทด และการนำ กระแสเอสซีอาร์	27
รูปที่ 3.1.9	การคอมมิวเตชแบบไซน์	28
รูปที่ 3.1.10	วงจรคอมพลิเมนทารี	29
รูปที่ 3.1.11	สัญญาณแรงดัน $V_o$	32
รูปที่ 3.1.12	สัญญาณกระแส $i_c$ และ แรงดัน $V_c$	33
รูปที่ 3.2.1	กราฟแสดงคุณสมบัติทรานซิสเตอร์กำลัง	36
รูปที่ 3.2.2	แสดงช่วงเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง	37
รูปที่ 3.2.3	กระแสเบสสูงสุดระหว่าง turn-on และ turn-off	39
รูปที่ 3.2.4	วงจรการทดลองทรานซิสเตอร์กำลัง	40
รูปที่ 3.2.5	สัญญาณแรงดัน $V_{CB}$ และ กระแส $i_c$ ที่ $f = 500$ Hz	40
รูปที่ 3.2.6	สัญญาณแรงดัน $V_{CB}$ และ กระแส $i_c$ ที่ $f = 25$ kHz	41
รูปที่ 3.2.7	กราฟแสดงคุณสมบัติของมอสเฟตกำลัง	42
รูปที่ 3.2.8	รูปคลื่นแสดงช่วงการทำงานของมอสเฟตกำลัง	44
รูปที่ 3.2.9	วงจรการทดลอง	45
รูปที่ 3.2.10	สัญญาณแรงดัน $V_{DS}$ และ กระแส $i_{DS}$ ที่ $f = 500$ Hz	46
รูปที่ 3.2.11	สัญญาณแรงดัน $V_{DS}$ และ กระแส $i_{DS}$ ที่ $f = 25$ kHz	47
รูปที่ 3.3.1	วงจรแปลงหนึ่งเฟสแบบควบคุมครึ่งบริดจ์ กับโหลดความต้านทาน	49
รูปที่ 3.3.2	รูปคลื่นของแรงดัน และ กระแสในวงจรรูปที่ 3.3.1	50
รูปที่ 3.3.3	รูปคลื่นของแรงดัน และ กระแสในวงจร	51
รูปที่ 3.3.4	วงจรแปลงหนึ่งเฟส แบบควบคุมครึ่งบริดจ์กับโหลด RL	54

## สารบัญรูป ( ต่อ )

	หน้า
รูปที่ 3.3.5 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแส ของวงจรในรูป 3.3.4 ( กระแสต่อเนื่อง )	54
รูปที่ 3.3.6 รูปคลื่นของแรงดัน และ กระแสของวงจรในรูป 3.3.4 ( กระแสไม่ต่อเนื่อง )	55
รูปที่ 3.3.7 วงจร single-phase semiconverter	57
รูปที่ 3.3.8 วงจรแปลงเต็มหนึ่งเฟส	62
รูปที่ 3.3.9 วงจร single-phase semiconverter	66
รูปที่ 3.3.10 วงจร single-phase fullconverter	66
รูปที่ 3.3.11 สัญญาณแรงดัน $V_o$ เมื่อโหลดเป็น R	67
รูปที่ 3.3.12 สัญญาณ $V_R$ และ แรงดัน $V_L$ เมื่อโหลดเป็น RL	68
รูปที่ 3.3.13 สัญญาณแรงดัน $V_o$ เมื่อโหลดเป็น R	69
รูปที่ 3.3.14 สัญญาณแรงดัน $V_o$ และ แรงดัน $V_{T2}$ เมื่อโหลดเป็น R	69
รูปที่ 3.3.15 สัญญาณแรงดัน $V_R$ ( หรือ $i_o = V_R/R$ ) และ แรงดัน $V_2$ เมื่อโหลด เป็น RL	70
รูปที่ 3.3.16 สัญญาณแรงดัน $V_o$ เมื่อโหลดเป็น RL	70
รูปที่ 3.4.6 สัญญาณแรงดัน $V_o$ และ กระแส $i_o$ เมื่อโหลดเป็น R	79
รูปที่ 3.4.7 สัญญาณแรงดัน $V_o$ และ กระแส $i_o$ เมื่อโหลดเป็น R	80
รูปที่ 3.4.8 การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในรูป 3.4.7 เมื่อมุมจุดชนวนมีค่ามากขึ้น	80
รูปที่ 3.4.9 สัญญาณแรงดัน $V_R$ ( หรือ $i_o = V_R/R$ ) และ แรงดัน $V_L$ เมื่อโหลดเป็น RL	81

## บทที่ 1

### บทนำ

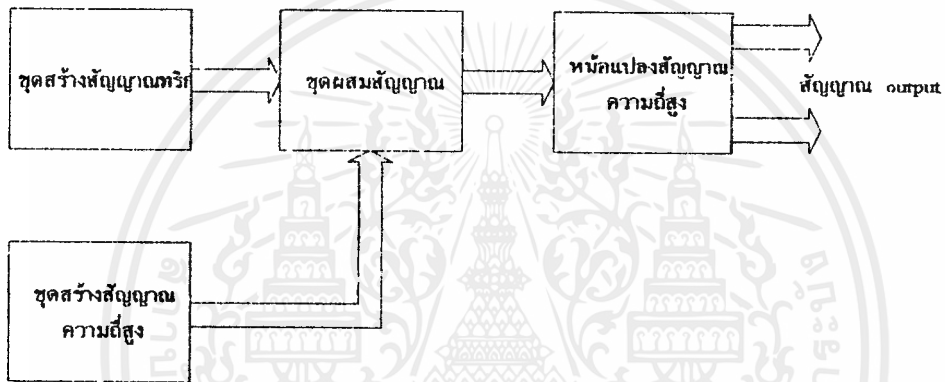
ปริญญาโทฉบับนี้ กล่าวถึงการจัดทำ ชุดทดลองที่จะนำมาใช้ทดลองทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อศึกษา และ เพิ่มเติมความรู้ ความเข้าใจในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และ วงจรพื้นฐาน โดยมีวัตถุประสงค์ดังต่อไปนี้

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติ และ หลักการทำงานของไดโอดกำลัง ( Power Diode )
2. เพื่อศึกษาคุณสมบัติ และ หลักการทำงานของไทรสเตอร์ ( Thyristor ) หรือ SCR และ การคอมมิวเตชัน ( Commutation )
3. เพื่อศึกษาคุณสมบัติ และ หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง ( Power Transistor )
4. เพื่อศึกษาคุณสมบัติ และ หลักการทำงานของมอสเฟตกำลัง ( Power Mosfet )
5. เพื่อศึกษาการทำงานของ เอช-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบหนึ่งเฟส ซึ่งเป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ที่สามารถควบคุมการทำงานเพื่อให้ได้ขนาดแรงดัน และ กระแสเฉลี่ยตามต้องการ
6. เพื่อศึกษาการทำงานของ การควบคุมแรงดันเอช-ดีซี ซึ่งเป็นการควบคุมแรงดันด้วยวิธีการควบคุมเฟส

ชุดทดลองที่จัดทำขึ้นมานี้ จะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ( DC Supply ) และ วงจรขับนำสวิทช์ ( Drive circuit ) ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง จะแบ่งออกเป็น 2 ชุด คือ ชุดแรกจะจ่ายแรงดัน แบบคงที่ ( Fix voltage ) และ มีพิกัดของกระแส 1 A. ซึ่งมีขนาดแรงดันต่าง ๆ ดังนี้ +5V. 0 -5V. , +12V. 0 -12V. , +15V. 0 -15V. และ ชุดที่สองจะเป็นแหล่งจ่ายแบบปรับค่าได้ ขนาดแรงดัน 0 - 30 V. และ มีพิกัด 3 A. ทั้งสองชุดจะใช้ไอซีเรกกูเลท มาเป็นตัวจ่ายแรงดัน สำหรับชุดวงจรขับนำสวิทช์ ( Drive circuit ) จะประกอบด้วยชุดขับนำ เอสซีอาร์ , ชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง และชุดขับนำมอสเฟตกำลัง

## ชุดขับนำเอสซีอาร์

ชุดขับนำนี้จะใช้ไอซี TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณในการทริก ซึ่งสามารถปรับค่ามุมในการทริกได้ คือ ช่วง 0 ถึง 180 องศา และช่วง 180 ถึง 360 องศา สัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำไป แยกสัญญาณ โดยหม้อแปลงพัลส์ที่ด้านทุติยภูมิ จะมี 2 ชุด ดังนั้นสัญญาณที่ออกมาจะเป็น 4 ชุด ซึ่งเราสามารถขับนำเอสซีอาร์ได้ 4 ตัว พร้อมกัน ดังรูปที่ 1

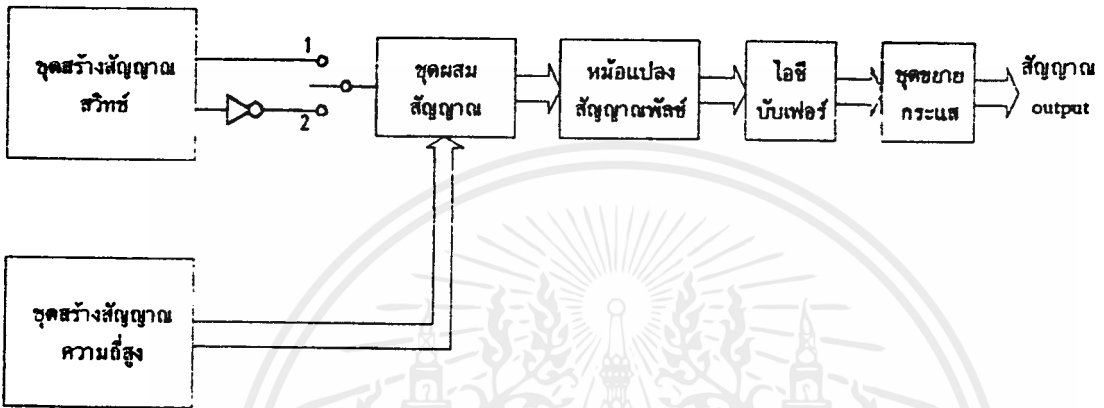


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดขับนำ เอสซีอาร์

## ชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง

ในการขับนำทรานซิสเตอร์กำลังจะใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์แบบต่อเนื่อง ซึ่งจะมีสองชุด โดยสัญญาณพัลส์ของแต่ละชุดจะตรงกันข้ามกัน (ถ้าชุดแรกเป็นสัญญาณ High ชุดที่สองจะมีสัญญาณเป็น Low) จากนั้นสัญญาณก็จะถูกนำไป แยกสัญญาณ (Isolated) โดยหม้อแปลงสัญญาณพัลส์ และสัญญาณที่ได้จะเพิ่มเป็น 4 ชุด สัญญาณของแต่ละชุดจะนำไปผ่านไอซีบัฟเฟอร์ และผ่านวงจรแลต พูช-พูล (push-pull) เพื่อให้กระแสในการขับนำมีค่ามากขึ้น ส่วนสวิทช์ในรูปที่ 2 นั้นจะ

ใช้สำหรับเป็นตัวเลือกในการปรับ  $t_{on}$  ให้มีค่ามากขึ้นหรือให้มีค่าลดลงจากค่า  $t_{on}$  ปกติ



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง

### ชุดขับนำมอสเฟสกำลัง

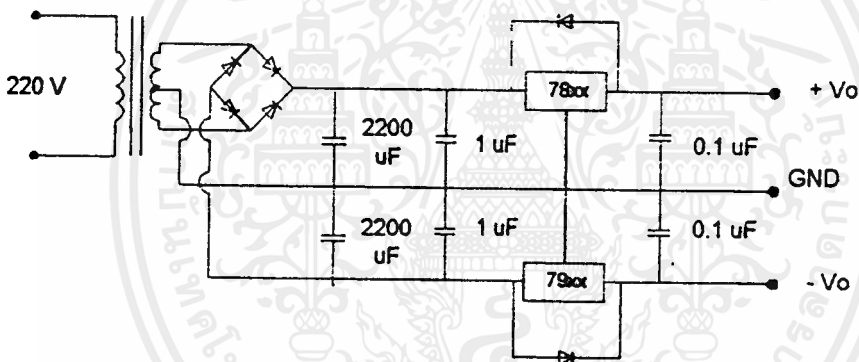
ชุดขับนำมอสเฟสกำลัง จะเหมือนกับชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง เพียงแต่ กระแสที่จ่ายให้ขาเกตของมอสเฟสกำลังจะมีค่าน้อยกว่าเท่านั้น

## บทที่ 2

### หลักการทํางานของแหล่งจ่ายไฟที่กระแสตรง

#### 2.1 แหล่งจ่ายไฟที่กระแสตรงแบบแรงดันคงที่

ในการจ่ายไฟบวกของแหล่งจ่ายจะใช้ไอซีเบอร์ 7805 , 7812 และ 7815 ส่วนในการจ่ายไฟลบ นั้นจะใช้ไอซีเบอร์ 7905 , 7912 และ 7915 ลักษณะวงจรมีดังนี้



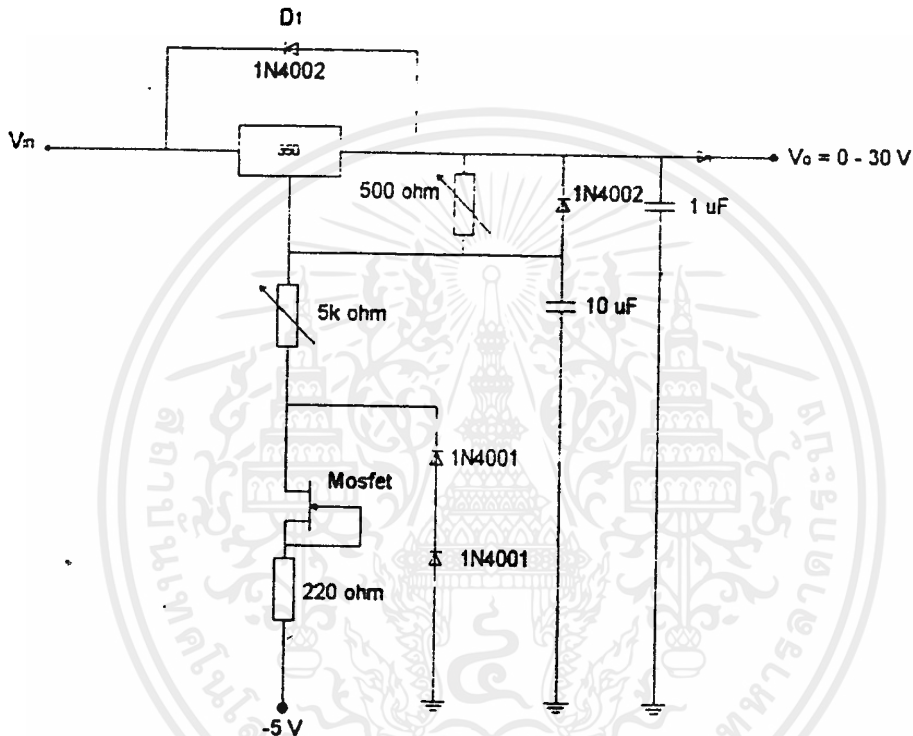
รูปที่ 2.1 วงจรของแหล่งจ่ายไฟที่กระแสตรง

ไอซี 78xx และ 79xx จะรับแรงดันจากชุดเรกติฟายเออร์ โดยไฟบวกจะรับจากขาบวกของตัวไดโอดบริด และไฟลบจะรับจากขาลบของตัวไดโอดบริด เช่นกัน แรงดันเอาต์พุตทั้งไฟบวกและลบจะวัดเทียบกราวด์ ซึ่งต่ออยู่กับเซนเตอร์แทปของหม้อแปลง

#### 2.2 แหล่งจ่ายไฟตรงแบบปรับค่าได้

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้จะใช้ไอซีเบอร์ 350 มาใช้ ซึ่งสามารถปรับค่าได้ในช่วง 1.25 - 30 โวลต์ และจ่ายกระแสได้สูงสุด 3 แอมป์ ส่วนไดโอด D3 , D4 และ JFET Q2 นั้น จะใช้สำหรับการปรับค่าแรงดันให้ได้ศูนย์โวลต์ ส่วนได

โอด D2 จะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้ C adj คิสซาร์จผ่านตัวไอซี เมื่อแรงดันทางด้านอินพุทมีค่า ศูนย์โวลต์ ส่วนความต้านทานปรับค่าได้ 500 โอห์ม จะเป็นตัวปรับเพื่อทำให้แรงดันเอาท์พุทมีค่า 30 โวลต์ และความต้านทานปรับค่าได้ 5 กิโลโอห์ม เป็นตัวปรับให้แรงดันที่เอาท์พุทมีค่าอยู่ในช่วง 0 - 30 โวลต์



รูปที่ 2.2 วงจรของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 0-30 โวลต์

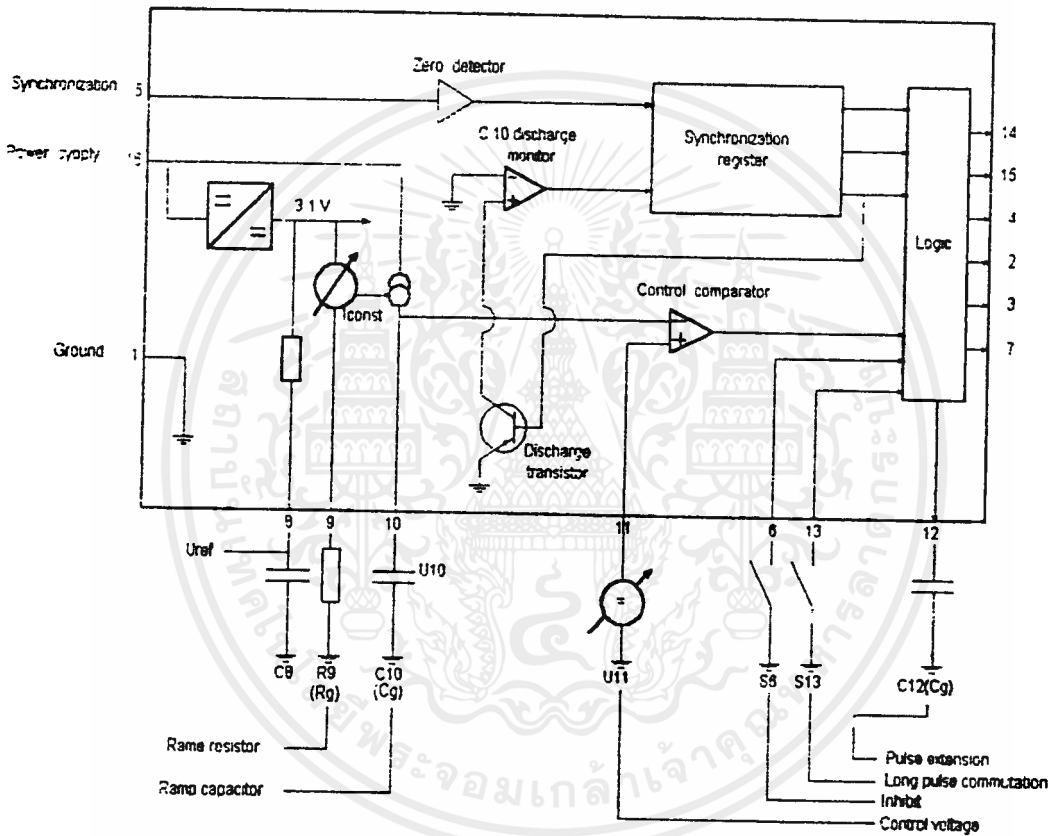
### 2.3 ชุดขับนำทริสเตอร์ หรือ เอส ซี อาร์

ชุดขับนำทริสเตอร์ หรือ เอสซีอาร์ จะประกอบด้วย 3 ส่วนมีดังนี้

#### 2.3.1 ชุดสร้างสัญญาณ

ในการสร้างสัญญาณทริกจะใช้ไอซี TCA 785 โดยมีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.3 และ 2.4

บล็อก และ พัลส์ ไคอะแกรม ดังรูปที่ 2.3 และ 2.4 แสดงหน้าที่หลักของ IC ตัวนี้ ส่วนหลักของ IC คือ แหล่งจ่ายที่ถูกจ่ายโดยการควบคุมแรงดันภายใน มีแรงดันอ้างอิง ( $U_{ref}$ ) ประมาณ 3.1 V. ดังนั้น ถ้าพารามิเตอร์ หลักนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับ แหล่งจ่ายแรงดัน ( $U_s$ ) และสามารถให้แรงดันอยู่ในช่วงได้กว้างถึง  $U_s = 8$  ถึง 18 V.



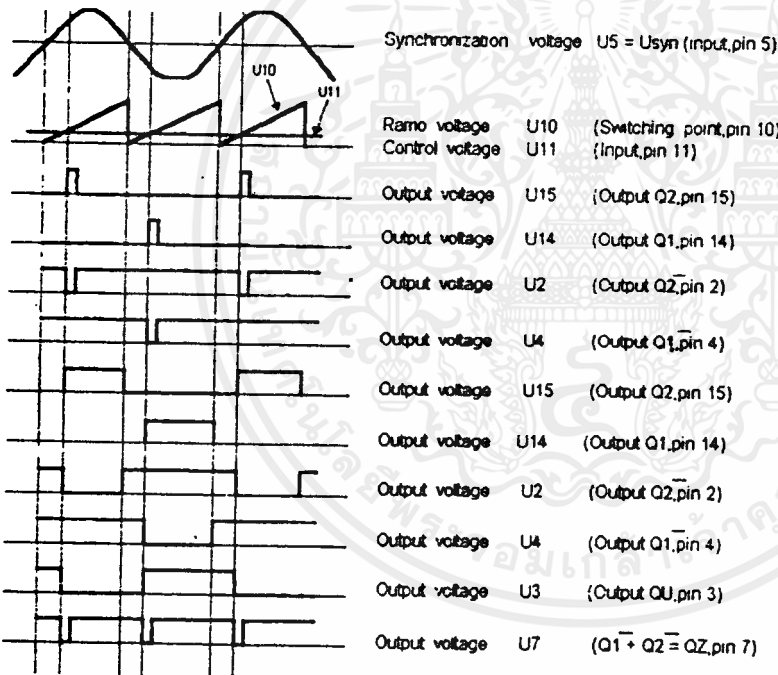
รูปที่ 2.3 บล็อกไคอะแกรมของ TCA 785

ขั้วบวกที่ต่ออยู่กับขา 16 และขั้วลบต่ออยู่กับขา 1 ( หมายถึง กราวด์ )  
กินกระแส 10 mA. ( ขณะไม่มีโหลด )

เอาต์พุตของแรงดันควบคุม ( $U_{ref}$ ) ประมาณ 3.1 V. ที่ขา 8 โดยผ่านตัว  
ต้านทานภายใน เราสามารถเพิ่มการกำจัด สัญญาณรบกวน (noise) มากขึ้นด้วย  
โดยการต่อ C8 ที่ขา 8 กับกราวด์ ( หมายถึงแรงดันอ้างอิง ) ในวงจรแปลงกระแส

ที่ต้องการ TCA 785 หลาย ๆ ตัว (ตามแบบอย่างของ วงจรแปลงแรงดัน 3-เฟส ) สิ่งเหล่านี้จะถูกควบคุมการทำงานในสถานะเดียวกันทุกเฟส และควบคุมการแปลงกระแสสาขา ต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี

สัญญาณ ซิงโครไนซ์เซชัน (  $U_{syn}$  ) ได้รับความ จาก แรงดันไลน์ ผ่านตัวต้านทานค่าสูง ๆ  $U_{syn}$  ต่ออยู่ระหว่างขา 5 กับ กราวด์ ที่ขา 1 มีความไวสูงในการตรวจจับ ซีโร่ ครอสซิง ( Zero crossing ) เพื่อทำการ ซิงโครไนซ์เซชัน และถูกส่งต่อไปยัง ซิงโครไนซ์เซชัน รีจิสเตอร์ ซึ่งควบคุมตัวกำเนิดสัญญาณ แรมพ์ ( สัญญาณฟันเลื่อย )



รูปที่ 2.4 พัลส์ไดอะแกรม ของ TCA 785

ส่วนประกอบสำคัญของ แหล่งจ่ายกระแสแบบคงที่  $I_{const}$  ซึ่งจะถูก เก็บประจุด้วยตัวเก็บประจุภายนอก (  $C_{10}$  ) เป็นสัดส่วนกับเวลาผ่านขา 10 ซึ่ง  $C_{10}$  จะมีค่าอยู่ระหว่าง 500 pF ถึง 1  $\mu$ F เสมอ สิ่งที่ต้องจดจำ ก็คือว่า ขอ ทุก ฟลายแบค ไทรม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

( sawtooth flyback times ) จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าของ  $C_{10}$  และค่าต่ำสุด และ ค่าสูงสุดของ  $I_{10}$  จะไม่เกินไปกว่านี้

กระแส  $I_{const}$  จะถูกปรับได้โดยตัวต้านทานภายนอก  $R_g$  หรือ  $R_g = 3$  ถึง 300 กิโล-โอห์ม ผ่านขา 9  $R_9$ ,  $C_{10}$  นั้นจะเป็นตัวกำหนดความชันในการขึ้น ของ แรงดัน แรมพ์  $U_{10}$  จากสภาวะปิด แรมพ์แต่ละลูกจะถูกกำหนดและจัดการ ด้วย แรงดันซิงซ์โครไนเซชัน ของ ซีโร ครอสซิง (Zero crossing) และสัญญาณ แรมพ์จะตกลงจากยอดด้วยการ คายประจุ จากแรมพ์คาปาซิเตอร์  $C_{10}$  ผ่าน ทรานซิสเตอร์ คายประจุ (discharge transistor) ภายใน

วงจร ซิงโครไนซ์เซชัน รีจิสเตอร์ จะทำการส่งข้อมูลการตรวจพบแรงดัน ศูนย์ ไปวงจรต่อไปเพียงอย่างเดียว หลังจากที่ คิสซาร์จ มอนิเตอร์ แสดงว่า  $C_{10}$  ได้ ทำการคายประจุออกไปอย่างสมบูรณ์แล้ว

สิ่งเหล่านี้เป็นหลักสำคัญเมื่อเราใช้ TCA 785 กับวงจร ซีโรครอสซิง สวิตช์ และ พัลส์วิทคอนเวอร์เตอร์ ซึ่ง แรงดันรัวไหล ที่  $C_{10}$  ไม่มีผลกระทบต่อความสามารถในการควบคุมของ TCA 785 และ วิธีการในการควบคุมแรงดันที่ง่าย

ในกรณีนี้ ออป-แอมป์ ได้ถูกดัดแปลงให้ปลอดภัยจากการรบกวนเท่าที่จะเป็นไปได้โดยในทันทีที่แรงดันควบคุม ได้ควบคุมแรงดันรัวไหล ถึงค่าสูงสุดก็จะได้รับ การควบคุมเฟส ที่มุม 180 องศา และจะยังคงรักษาไว้ ( เต็มคลื่น ) แม้ว่าแรงดัน ควบคุม อาจจะต่ำกว่า แรงดันรัวไหล หรือ ปรากฏออกมาเป็น 0 V.

แรงดันควบคุม ดี-ซี  $U_{11}$  ใต้ต่อกับขา 11 ( กับ กราวด์ ที่ ขา 1 ) ซึ่ง ตัวเปรียบเทียบการควบคุม จะทำการเปรียบเทียบ แรงดันควบคุม ดี-ซี กับ แรงดัน แรมพ์  $U_{10}$  ต่อมาถ้า  $U_{10}$  เกินกว่าแรงดันควบคุม  $U_{11}$  ก็จะมีการปรกฏพัลส์ขึ้นที่ เอาท์พุทโดยเริ่มต้นที่ มุมควบคุม  $\alpha$  ในลำดับต่อมาที่วงจร ลอจิก จะเป็นตัวกำหนด ชนิดและความกว้างของพัลส์ต่าง ๆ ที่เอาท์พุท ( ขั้วบวกกับ กราวด์ ) โดยมีความมุ่งหมายเพื่อการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ ( ดูรูป สัญญาณ ในรูปที่ 2.4 )

ที่เอาท์พุทหลัก  $Q_1$  ( ขา 14 ) และ  $Q_2$  ( ขา 15 ) ทำการต่อแบบ อิมปี เดอร์ ฟอลโวลเวอร์ ซึ่งสามารถให้กระแสได้สูงถึง 250 mA. และจะทำงานกันคนละ

ครึ่งคลื่นโดยที่เอาท์พุทออกมาชั่วเดียวกัน Q1 จะทำการปล่อยพัลส์ออกมาในครึ่งคลื่นลบเพียงอย่างเดียว และ Q2 จะปล่อยพัลส์ในครึ่งคลื่นบวกของ แรงดัน ซิงซ์

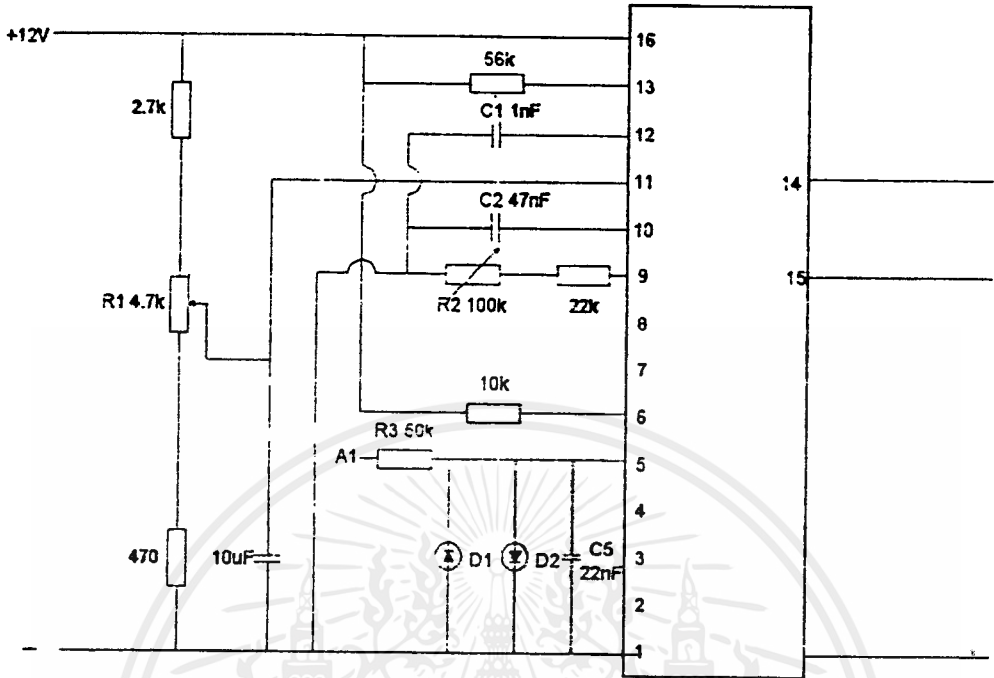
ความกว้างของพัลส์อยู่ที่ประมาณ 30  $\mu$ S. ( พัลส์ แบบ สั้น เมื่อปราศจากการต่อใด ๆ ที่ขา 12 ) และมันจะง่ายและอิสระต่อการขยายความกว้างของพัลส์โดยต่อคาปาซิเตอร์ภายนอกเข้ามา C12 หรือ C1

ถ้าทรานซิสเตอร์อินพุทที่ขา 12 ถูกลัดวงจรลงดิน จะได้ความกว้างของพัลส์ คือ  $\beta = 180 - \alpha$  ( พัลส์ แบบ ยาว ) เอาท์พุทรอง คือ Q1 ( ขา 4 ) และ Q2 ( ขา 2 ) เป็น คอลเลกเตอร์เปิด สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 10 mA. สัญญาณสามารถออกแต่ละ เอาท์พุท กับขั้วบวก สัญญาณจะให้การตอบสนองแบบเดียวกับ Q1 และ Q2 แต่จะกลับเฟสกับความกว้างของพัลส์ ( เอาท์พุท ต่อผ่านกับขั้วบวก ) ประมาณ  $\beta = 30 \mu$ S. และถ้า จุดทรานซิสเตอร์ ที่ขา 13 ถูกต่อกับ กราวด์ ความกว้างของพัลส์ ( ระหว่าง เอาท์พุท กับขั้วบวก ) คือ  $180\pi - \alpha$  ( พัลส์ สวิทซ์ แบบ ยาว ) จะเกิดขึ้นที่นี่

เอาท์พุทสำรองทั้งสอง QU ( ขา 2 ) , QZ ( ขา 7 ) ถูกจัดให้เป็น วงจรแบบ คอลเลกเตอร์เปิด และ ถูกใช้กับงานเฉพาะด้าน ( ตัวอย่างเช่น การควบคุม ลอจิกภายนอก )

สัญญาณที่ได้รับจาก ตัวต้านทาน คอลเลกเตอร์ R3 และ R7 อยู่ระหว่าง เอาท์พุท กับขั้วบวก สัญญาณ เอาท์พุท ของ QU จะคล้ายกับ Q1 แต่จะมีความกว้างพัลส์  $\beta = 180$  องศา โดยสัญญาณ เอาท์พุท ของ QZ จะได้มาจากการ นอร์-ริงซ์ ระหว่าง Q1 กับ Q2 นั่น คือ  $Q1 + Q2$  ในการใช้งานต่อไปนีถ้า เอาท์พุท รองไม่ถูกใช้ เพื่อเป็นการเพิ่มการป้องกันสัญญาณรบกวนควรต่อ เอาท์พุท QZ ( ขา 7 ) เข้ากับ กราวด์

การกำจัดสัญญาณพัลส์ ( ขา 6 ) สามารถกำจัดสัญญาณที่ เอาท์พุท ทุก เอาท์พุท ได้ในเวลาเดียวกัน ( Q1 , Q2 ,  $\bar{Q}1$  ,  $\bar{Q}2$  , QU ) จุดทรานซิสเตอร์ ที่ขา 6 ทำการต่อกับ กราวด์ ได้โดย สวิทซ์ , รีเลย์ หรือ ทรานซิสเตอร์ แบบ npn



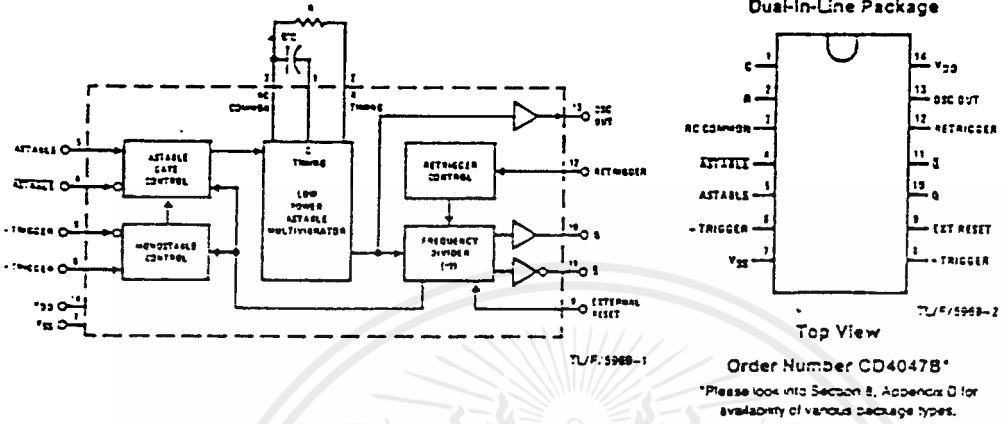
รูปที่ 2.5 วงจรการต่อใช้งาน TCA 785

จากวงจรเห็นว่า เราใช้อุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวต่อร่วมกับไอซี TCA 785 เราก็สามารถสร้างวงจร ขั้วนำ เอส ซี อาร์ ได้โดยสะดวก จากวงจรเราสามารถที่จะควบคุมในการทริกได้ตั้งแต่ 0 - 180 องศา โดยการปรับค่าความต้านทาน R1 , R2 เป็นตัวควบคุมแรงดันที่จะจ่ายให้ขา 9 เพื่อปรับให้สัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 10 ให้มีความชันตามต้องการ R3 เป็นตัวจำกัดขนาดความกว้างของพัลส์

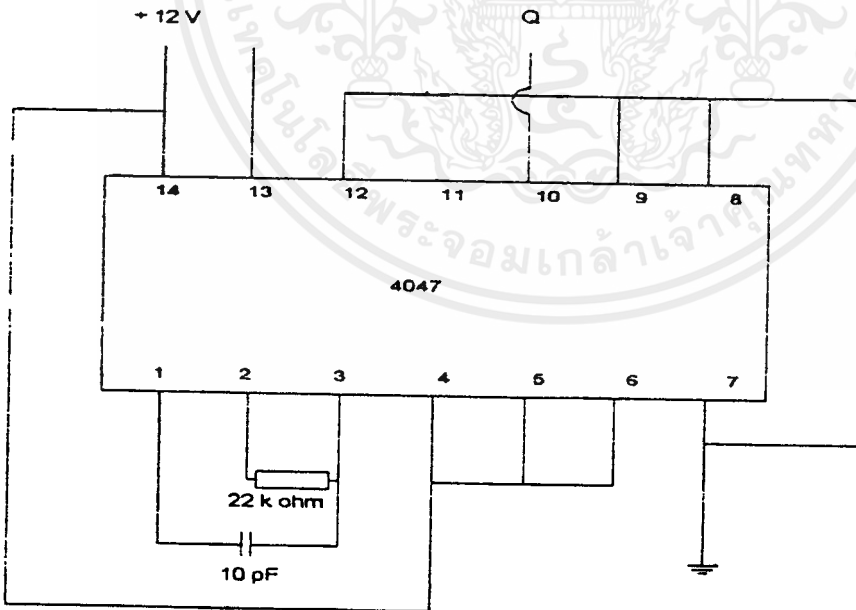
### 2.3.2 ขุดสร้างสัญญาณความถี่สูง

ในส่วนของขุดนี้จะใช้ไอซี 4047 มาใช้สร้างสัญญาณความถี่สูง และทำงานใน โหมด ของ อะสเตเบิล ความถี่เอาท์พุท ที่ Q และ  $\bar{Q}$  จะถูกกำหนดโดยค่า R และ C ที่ต่อระหว่างขา 2 กับ 3 และขา 1 กับ 3 ดังในรูปที่ 2.6 แสดงการต่อใช้งานจริงในรูปที่ 2.7

Block and Connection Diagrams



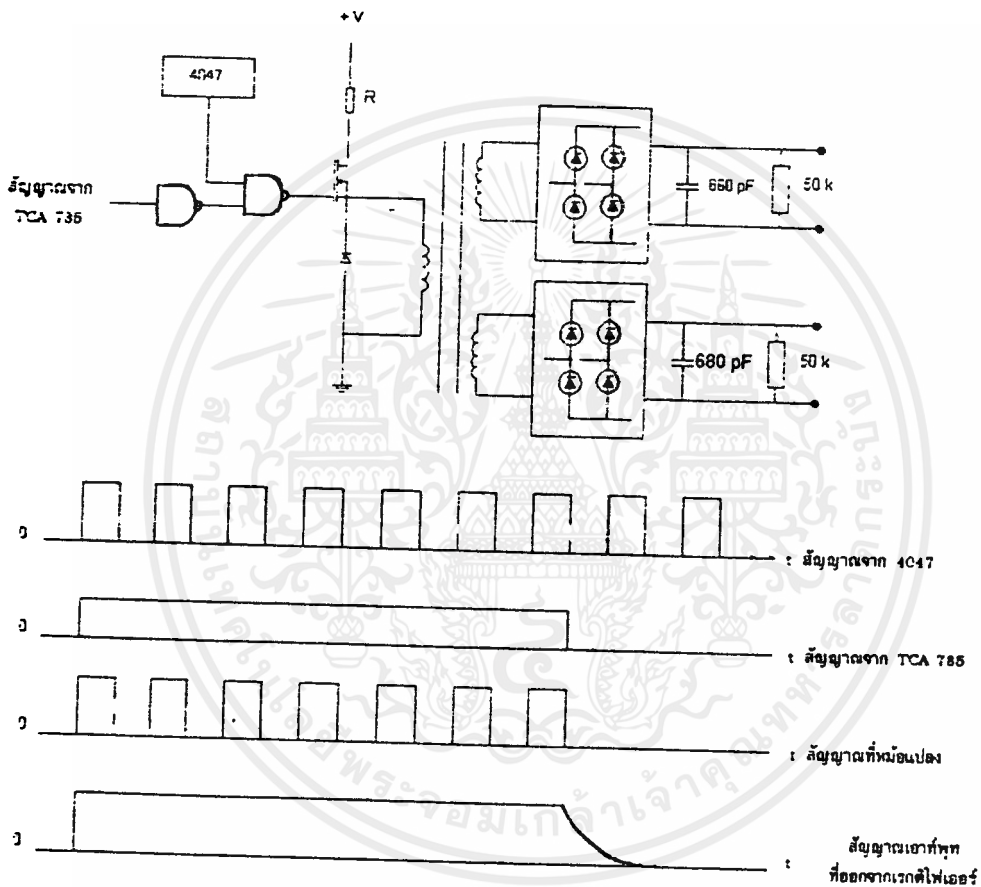
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของไอซี 4047



รูปที่ 2.7 แสดงการต่อวงจรใช้งาน ไอซี 4047

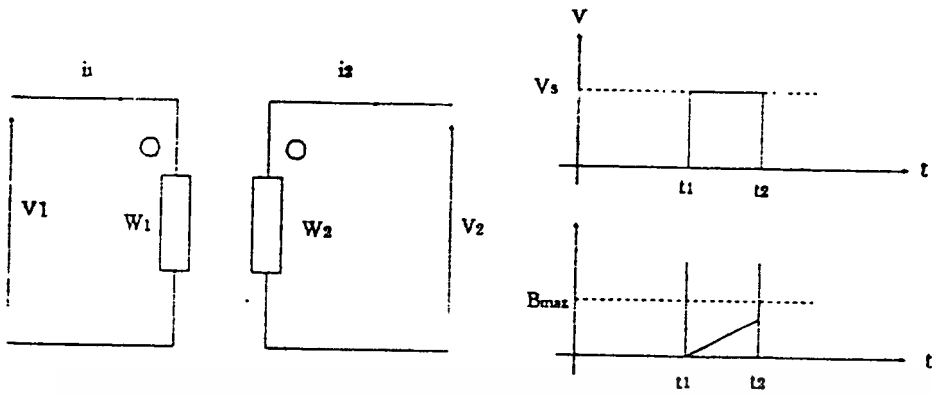
2.3.4 ชุดผสมสัญญาณ หม้อแปลง สัญญาณพัลส์ และ ชุด เร็กติไฟเออร์

ในส่วนนี้จะเป็นการนำสัญญาณที่ได้จาก ไอซี TCA 785 และสัญญาณจาก ไอซี 4047 มาเป็นวงจร แนนซ์เกจ ( ไอซี เบอร์ 4011 ) สัญญาณที่ได้จากการผสมจะมีลักษณะดังในรูป



รูปที่ 2.8 การผสมสัญญาณและสัญญาณเอาต์พุตที่จะนำไปทริก

ในส่วนของหม้อแปลงสัญญาณพัลส์ จะเป็นตัวแยกวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง โดยจะมีลักษณะเดียวกับหม้อแปลงสัปดาห์ไฟฟ้าธรรมดา ดังในรูป



รูปที่ 2.9 สัญญาณกระตุ้น และ ค่าความหนาแน่นแม่เหล็ก

การออกแบบและสร้างหม้อแปลงสัญญาณพัลซ์ การกำหนดเบื้องต้นจากเงื่อนไขดังนี้ ขดลวด  $W_1$  ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านมาก่อน ดังนั้นความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงจะเป็น

$$B = 0 \quad \text{เมื่อ } i_1 = 0, i_2 = 0, V_1 = 0, V_2 = 0$$

และ ถ้าค่ากระแสไฟฟ้า แมกซ์นิโทซ์เซชัน เคอร์เร็น มีค่าดังนี้ คือ

$$I_m \ll i_1, I_2$$

สามารถประมาณได้ว่า

$$i_m \approx 0$$

เมื่อมีสัญญาณกระตุ้นเข้ามา ศักดาไฟฟ้าขดลวด  $W_1$  จะเป็น

$$V_1 = V_2 \quad \text{เมื่อ } t_1 < t < t_2$$

ถ้ากำหนดให้ความต้านทานภายในของขดลวดมีค่าน้อยมาก

$$V_1 = V_2 = W_1 \frac{d\phi}{d.t}$$

$$V_1 = W_1 A \frac{d.B}{d.t}$$

จะได้สมการใหม่ คือ

$$B = B_0 + \left[ \frac{V (t_2 - t_1)}{W_1 A} \right]$$

ถ้า  $B_0$  ในสมการสามารถทำให้หมดไปได้โดยการทำให้แกนลดสภาพการเป็นแม่เหล็ก ( Demagnetizing ) ซึ่งได้มีการกระทำเช่นนี้อยู่แล้วในวงจรขยายสัญญาณกระตุ้น ดังนั้น สมการสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$B = \left( \frac{V_s}{W_1 A} \right) \Delta t \quad \text{เมื่อ} \quad \Delta t = t_2 - t_1$$

และสมการของจำนวนขดลวดทางปฐมภูมิ ( Primary Winding ) คือ

$$W_1 = \left( \frac{V_s}{B A} \right) \Delta t$$

ข้อสำคัญอย่างหนึ่งซึ่งต้องพิจารณา คือ ค่า  $B$  ของสมการนี้จะต้องไม่เกินค่า  $B$  สูงสุด มิฉะนั้นจะทำให้แกนหม้อแปลงอิ่มตัว ดังนั้นสมการคำนวณจำนวนขดลวด ทางปฐมภูมิ คือ

$$W_1 > \frac{V_s \Delta t}{B_m \cdot A}$$

สมการจำนวนขดลวดทางทุติยภูมิ คือ

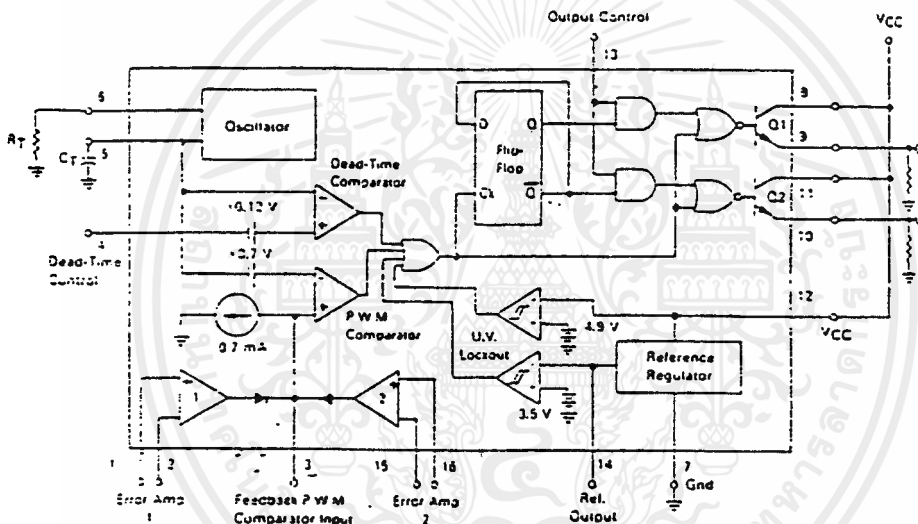
$$W_2 = \frac{V_2 W_1}{V_1}$$

#### 2.4 ชุดขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง และ ชุดขั้วนำมอสเฟสกำลัง

เนื่องจากชุดขั้วนำทั้งสองชุดใช้หลักการในการสร้างสัญญาณขั้วนำที่เหมือนกันเพียงแต่ขนาดของ กระแสที่ใช้สำหรับขั้วนำนั้นมีค่าต่างกัน โดยชุดขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง จะจ่ายกระแสได้มากกว่า หลักการทำงานของทั้งสองชุด มีดังต่อไปนี้

2.4.1 ชุดสร้างสัญญาณสวิตชิง

ในการสร้างสัญญาณสวิตชิงจะใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณ ซึ่ง ไอซี TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยจะเป็นวงจรควบคุม แบบ พัลส์วิธมอดูเลชั่น แบบ ความถี่คงที่ ( แต่ในที่นี้เราใช้ สร้างสัญญาณเท่านั้น และ ปรับความถี่ได้โดยมีความถี่สูงสุดเท่ากับ 20 kHz ) โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงดังในรูป 2.10



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของ TL 494

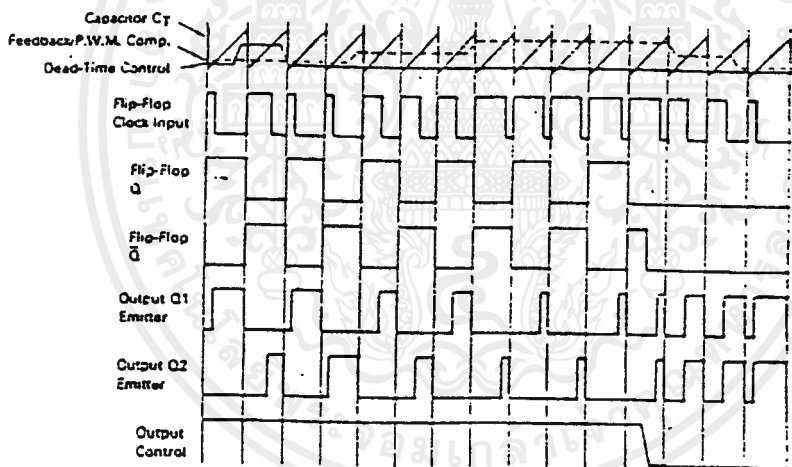
ความถี่ของสัญญาณแบบฟันเลื่อย ที่เกิดขึ้นภายในตัว TL 494 จะถูกกำหนดโดยค่า RT และ CT

ค่าความถี่จะกำหนดได้โดย

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

ความกว้างของ เอาท์พุทพัลส์ ของไอซีจะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ ฟันเลื่อยที่มีค่าเป็นบวก กับสัญญาณแรงดันจากวงจร เออร์เรอร์แอมป์ ทั้งสองตัวที่ พัลซ์วิทมอดูเลเตอร์ คอมพาราเตอร์

นอร์ เกจ ที่ทำหน้าที่ขับนำ ให้ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 นั้นจะทำการ ขับนำ เมื่อสัญญาณ คล็อก ที่เข้า ฟลิป-ฟลอป เป็นสถานะ โลว์ เท่านั้น สัญญาณ คล็อก นี้ จะเป็นสถานะ โลว์ ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อย มีค่ามากกว่า สัญญาณแรงดันจากวงจร เออร์เรอร์แอมป์ ทั้ง 2 ตัว ซึ่งผลที่ได้จะทำให้ความกว้าง ของ เอาท์พุทพัลส์ มีค่าลดลงดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ไทม์มิ่งไดอะแกรมของสัญญาณต่าง ๆ

สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมนี้จะเป็นสัญญาณจากภายนอกซึ่งจะทำการป้อนให้กับ ขาของ เคด-ไทม์ คอนโทรล ,เออร์เรอร์ แอมป์ลิไฟเออร์ อินพุท หรือ ฟีดแบคอินพุท

( เนื่องจากในที่นี้เราใช้เพียงเป็นตัวสร้างสัญญาณสวิตช์เท่านั้น ดังนั้นจะควบคุมความกว้างของ พัลส์ โดยป้อนแรงดันที่ขา ฟีด-แบค อินพุท ) ที่วงจร เดค-ไทม์ คอมพาราเตอร์ จะมีแรงดัน อินพุท ออฟเซต 120 mV. ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าต่ำสุดของ เดคไทม์ โดยมีค่าประมาณ 4% ของกาลเวลาของสัญญาณ ฟิ้นเลื้อย ดังนั้นค่าสูงสุดของ คิวตี้ ไซเคิล ของสัญญาณสวิตช์ซึ่งจะมีค่า 96% เมื่อเอา เอาท์พุท คอนโทรล ต่อกับ กราวด์ และ จะมีค่าเป็น 48% ถ้าถูกนำมาต่อกับขา Vref (+5V.) ในการเพิ่ม เดค ไทม์ ให้มีค่ามากขึ้นจะทำให้ได้โดยการป้อนแรงดันที่ขา เดค ไทม์ คอนโทรล ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0 - 3.3 V.

ความกว้างของ เอาท์พุท พัลส์ สามารถปรับได้โดยการปรับแรงดันที่ขา ฟีดแบค จากค่า 0.5 V. ถึง 3.5 V. ส่วนที่ เออเรอร์ แอมพลิไฟเออร์ ทั้งสองนั้นจะมีช่วงของ คอมมอนโหมด อินพุท ตั้งแต่ค่า -0.3 V. ถึง ( Vcc - 2 V. ) ซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการตรวจวัดแรงดัน และ กระแส ของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เอาท์พุทที่ได้จากวงจร เออเรอร์ แอมพลิไฟเออร์ ทั้งสองจะเป็นสถานะ ไฮ และ จะถูกออร์ กั้นที่ขา นอนอินเวสติง ของวงจร พัลส์วิทโมดูลูเตอร์คอมพาราเตอร์ การออร์ กั้นในลักษณะนี้ ตัว เออเรอร์ แอมพลิไฟเออร์ ที่ต้องการให้ความกว้างของ พัลส์มีค่าต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของ พัลส์

เอาท์พุท Q1 และ Q2 สามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือ สลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา เอาท์พุท คอนโทรล โดยขณะที่ CT ดิสชาร์จ เอาท์พุท ของวงจร เดค ไทม์ คอมพาราเตอร์ จะเป็น โพลิตีฟ พัลส์ และจะทำให้ เอาท์พุท ของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เป็น โลว์ เมื่อเอา เอาท์พุท คอนโทรล ถูกต่อกับขา Vref สัญญาณ ฟลิป ฟลอป คล็อก จะมีการผสมสัญญาณกันกับสัญญาณ เอาท์พุท ของ ฟลิป ฟลอป Q และ Q̄ เพื่อให้เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีการทำงานแบบ พุช พูล ความถี่ของเอาท์พุทนี้จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของสัญญาณฟินเลื้อย เมื่อต้องการให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานแบบ ซิงเกิล เอนเดค เพื่อให้ได้กระแสเอาท์พุทมีค่ามาก ๆ Q1 และ Q2 จะต้องต่อขนานกัน และ ขา เอาท์พุท คอนโทรล จะต้องต่อกับ กราวด์เพื่อ

ทำงาน disable ตัว ฟลิป ฟลอป ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณ ฟิ้นเลื้อย ที่ได้จากการ oscillate

#### 2.4.2 ชุดสร้างสัญญาณความถี่สูง

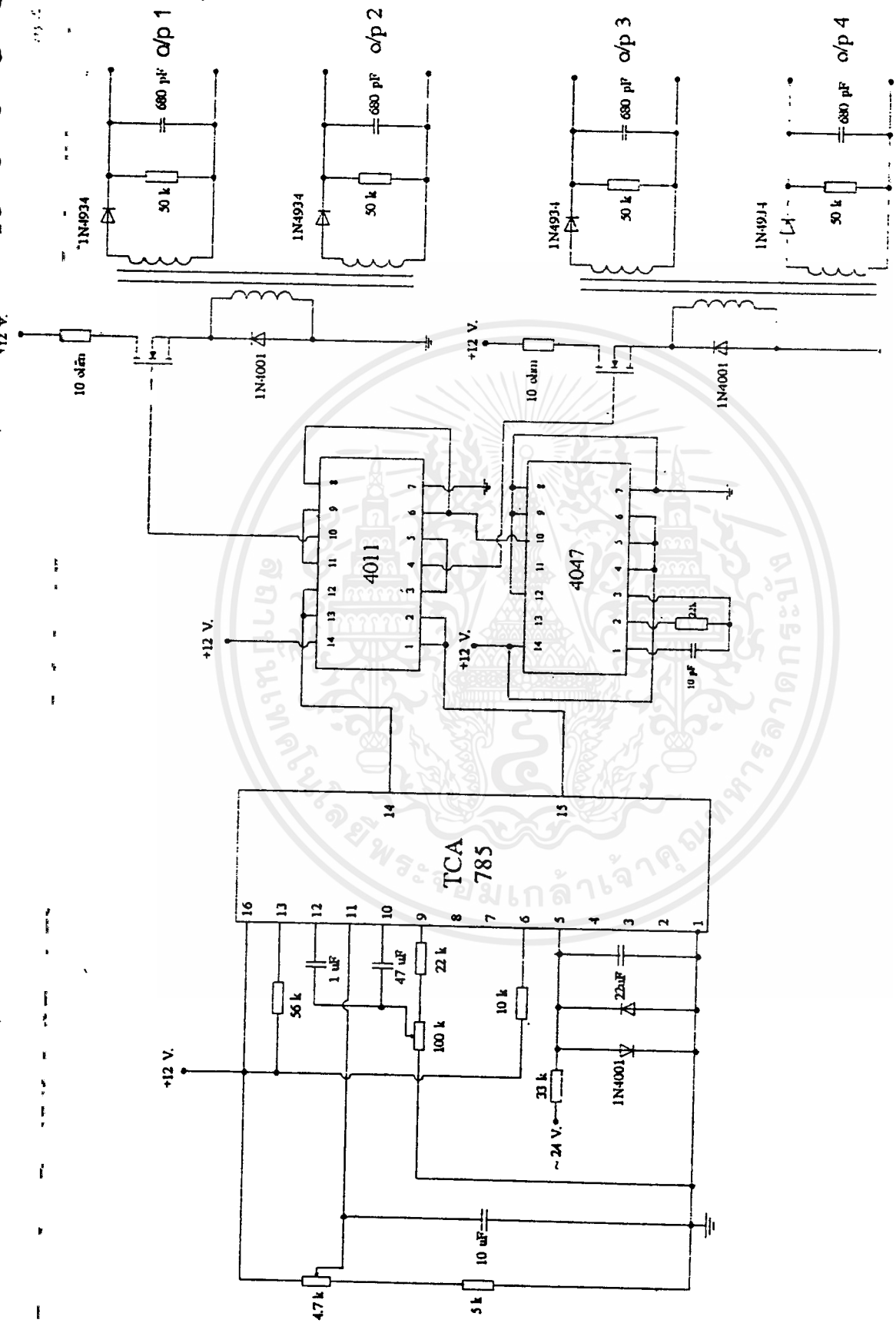
การสร้างสัญญาณความถี่สูงในส่วนของชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลังก็จะเหมือนกันกับ ชุดสร้างสัญญาณความถี่สูงของชุดขับนำ เอส ซี อาร์ ซึ่งใช้ ไอซีเบอร์ 4047 มาเป็นตัวสร้างสัญญาณความถี่สูง

#### 2.4.3 การผสมสัญญาณ หม้อแปลง ฟัลซ์ และ ชุด เรกติไฟเออร์

ที่ชุดผสมสัญญาณจะเป็นการผสมสัญญาณสวิตชิ่งจากตัวไอซี TL 494 กับสัญญาณความถี่สูงจากไอซี 4047 มาเข้าวงจร แนนด์ เกจ ( ไอซี 4011 ) และสัญญาณที่ได้ออกมาจะถูกนำไปจ่ายให้กับหม้อแปลง ฟัลซ์ ซึ่งจะทำหน้าที่ แยกสัญญาณและเพิ่มจำนวนของสัญญาณ เอาต์พุต จากเดิมมี 2 ชุด เป็น 4 ชุด

#### 2.4.4 ชุดขยายกระแส

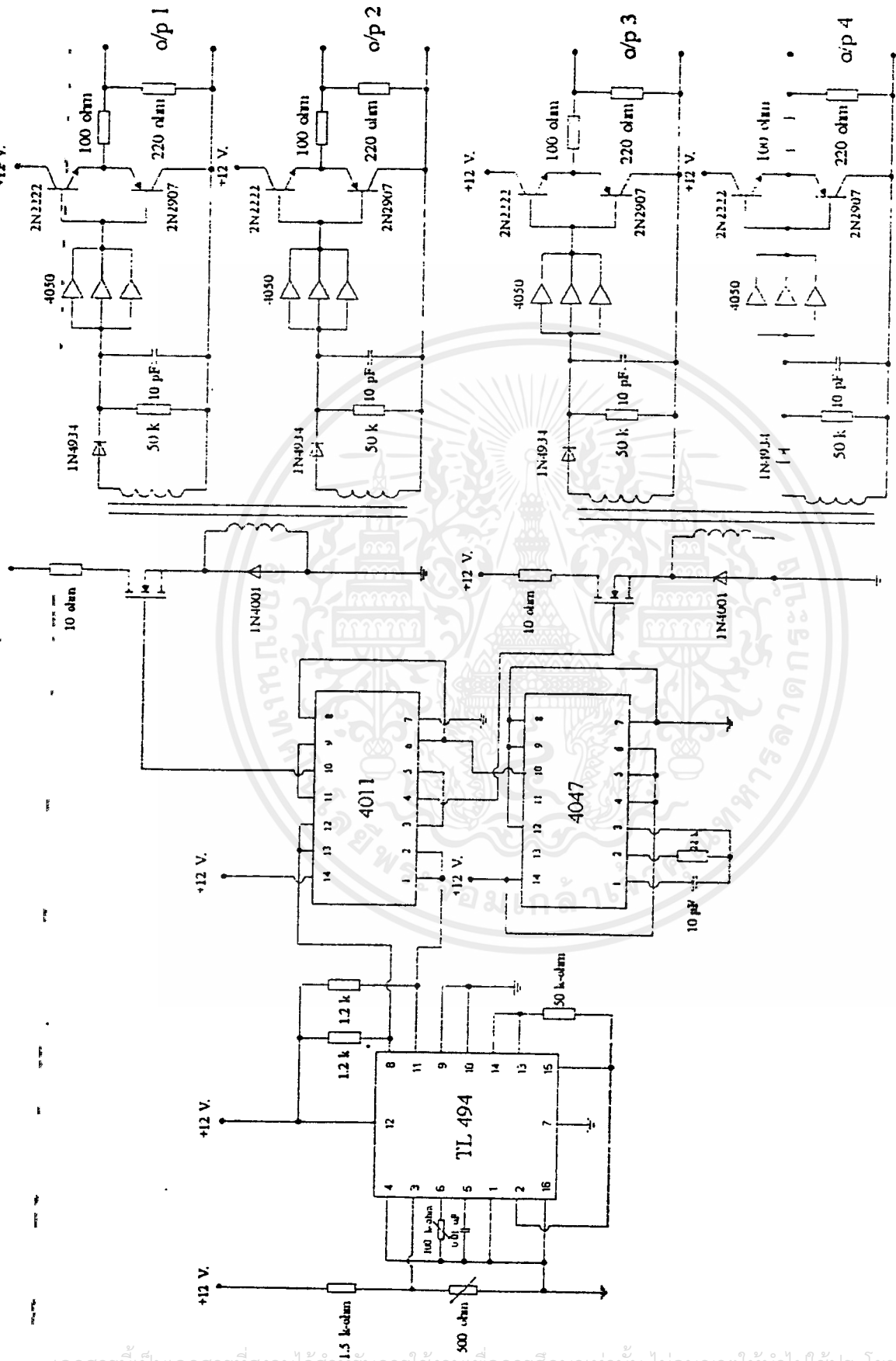
สัญญาณที่ได้จากชุด เรกติไฟเออร์ จะถูกต่อเข้าไปยังไอซี บัฟเฟอร์ 4050 เพื่อให้สัญญาณมีความคมชัดขึ้น และถูกนำไปขับทรานซิสเตอร์ พุช พูล เพื่อให้จ่ายกระแสที่ใช้ในการขับนำได้มากขึ้น โดยค่ากระแสสูงสุดของชุดขับนำทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า 1 A. และในส่วนของชุดขับนำมอสเฟตกำลังจะมีค่าสูงสุด 0.5 A.



รูปที่ 2.12 วงจรขั้วนำ เอสซีทีอาร์

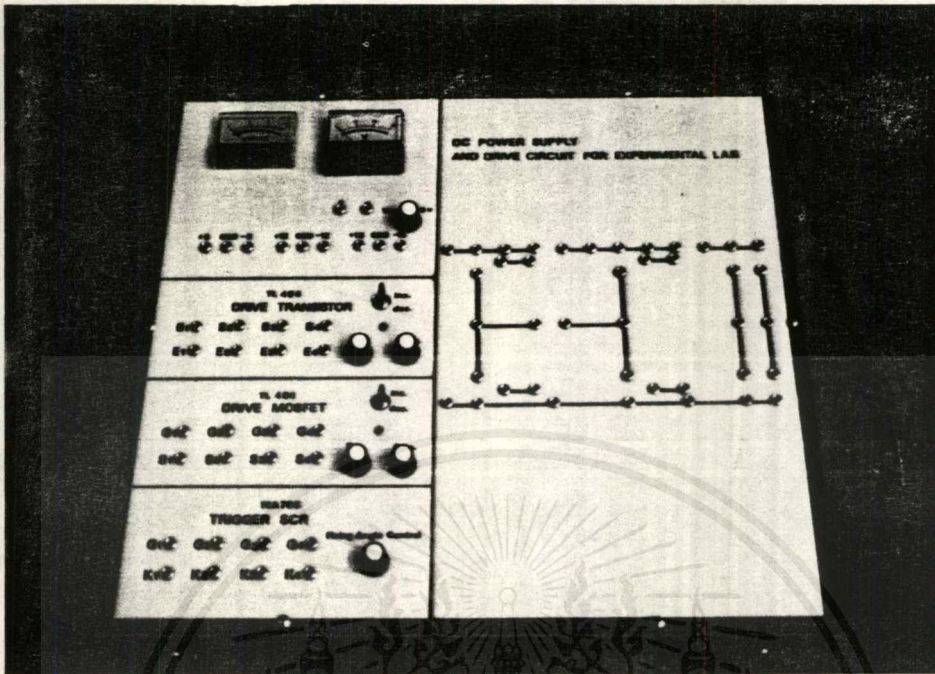
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



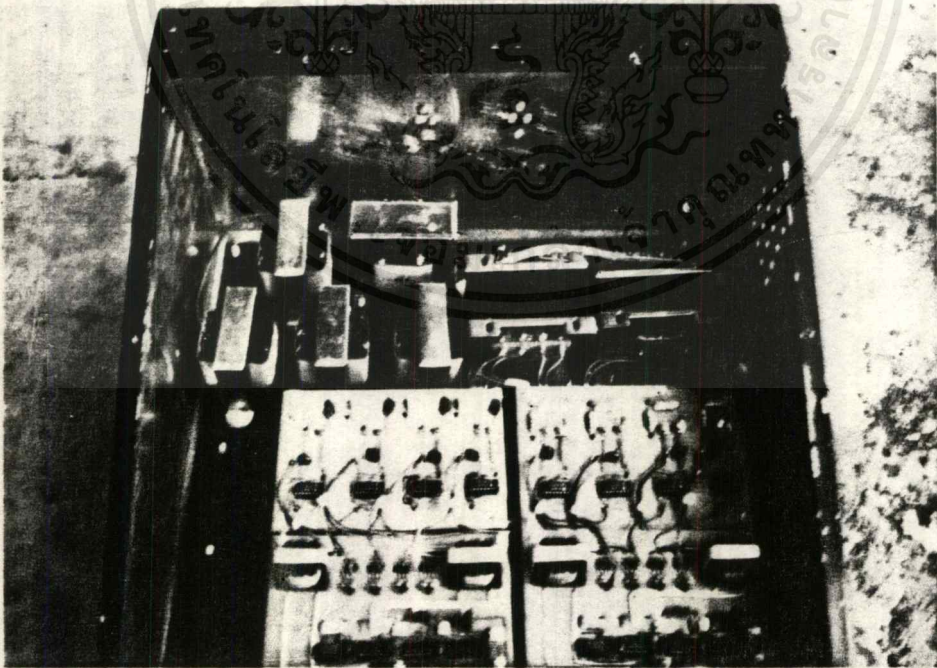


รูปที่ 2.14 วงจรขยายเสียง มอสมเพลทกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

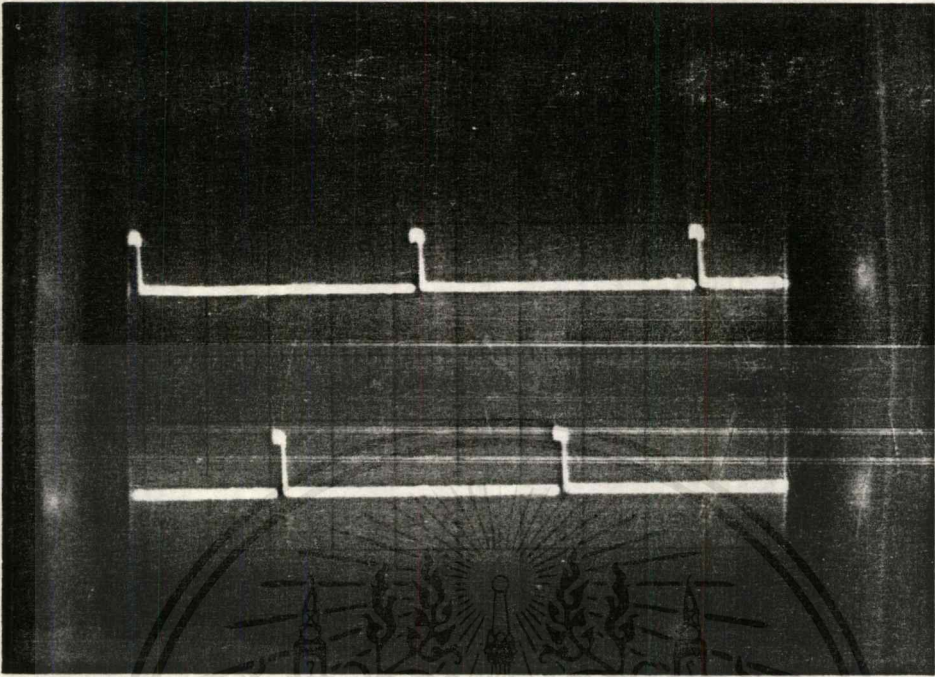


รูปที่ 2.15 แผงหน้าปัทม์ชุดทดลอง

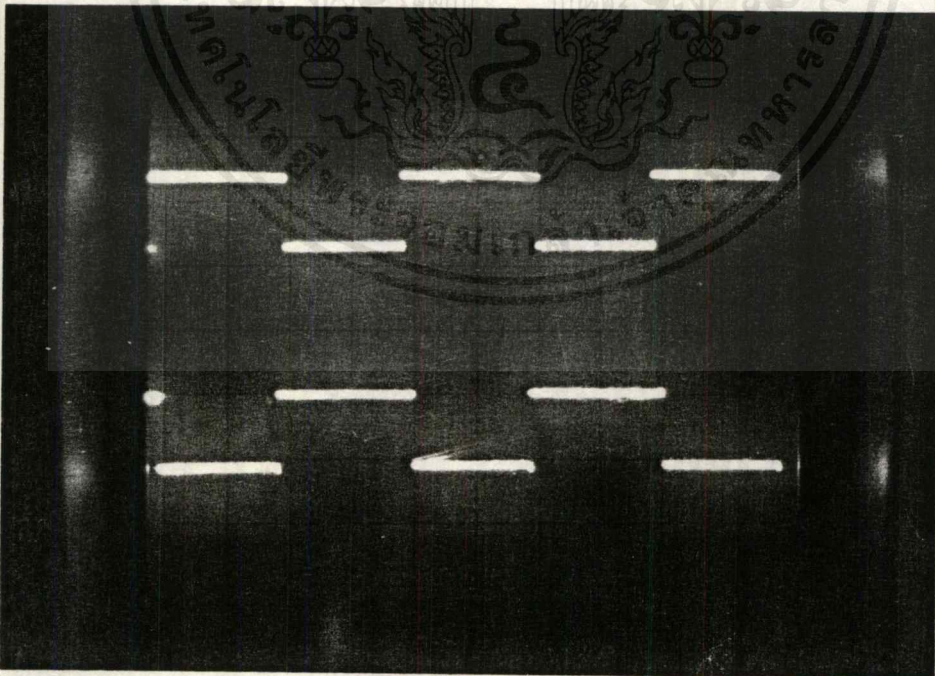


รูปที่ 2.16 ส่วนประกอบต่างๆ ภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

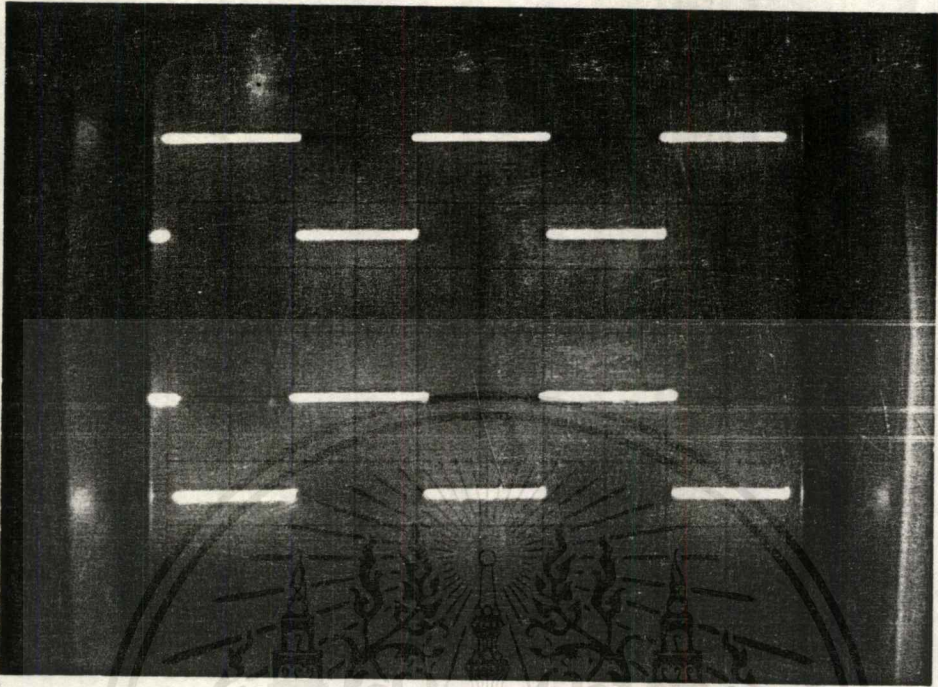


รูปที่ 2.17 สัญญาณทริก เอสซีอาร์ (10 V/div , 5 ms/div)



รูปที่ 2.18 สัญญาณขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง (10 V/div , 0.5 ms/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 สัญญาณขั้วนำมอสเฟตกำลัง ( 5 V/div , 0.5 ms/div )



## บทที่ 3

## 3.1 การทดลองที่ 1

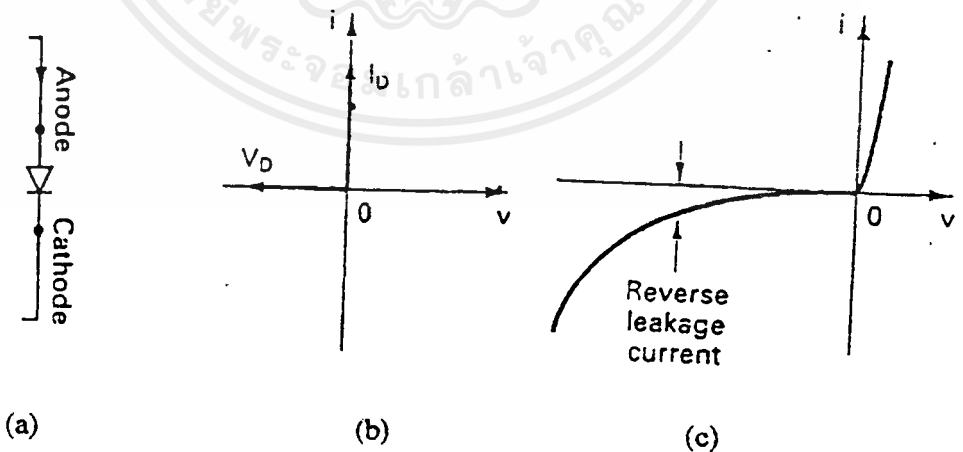
## 3.1.1 ไดโอดกำลัง (Power Diode)

## จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติของไดโอดกำลังชนิดต่าง ๆ
2. เพื่อทราบถึงช่วงระยะเวลาในการหยุดนำกระแส และช่วงเวลากลับคืนตัว ( $t_{rr}$ ) ของไดโอด
3. เพื่อทราบถึงการนำไดโอดกำลังไปใช้งานในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

## ทฤษฎี

ไดโอดกำลังเป็นอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีโครงสร้างและหลักการทำงานเหมือนกับไดโอดทั่ว ๆ ไป สัญลักษณ์ และ กราฟแสดง คุณสมบัติ แรงดัน-กระแสของไดโอดกำลัง แสดงดังในรูปที่ 1



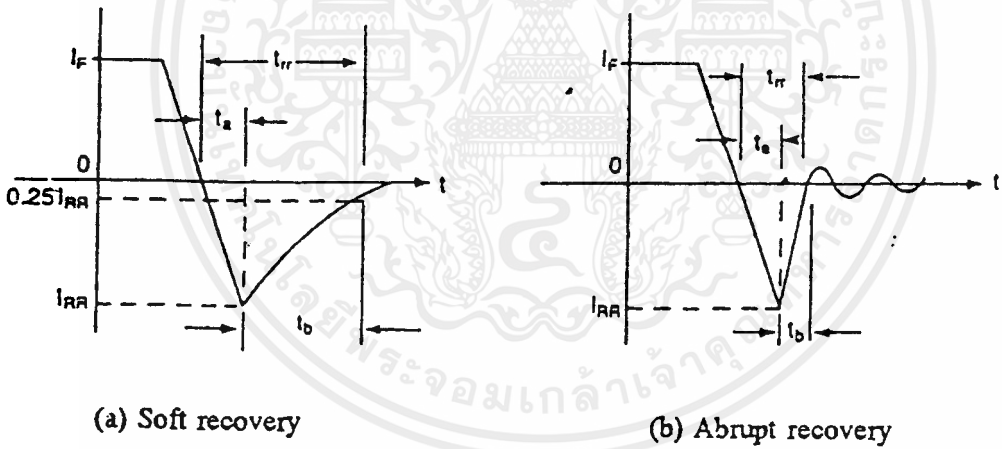
รูปที่ 3.1.1 ไดโอดกำลัง (a) แสดงสัญลักษณ์

(b) แสดงคุณลักษณะระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอดกำลัง

(c) แสดงคุณลักษณะระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอดกำลังในอุดมคติ

จากรูปที่ 3.1.1 เมื่อไดโอดกำลังถูกฟอร์เวิร์สไบอัส มันจะเริ่มนำกระแสและจะทำให้แรงดันตกคร่อมมันมีค่าต่ำประมาณ 1 โวลต์ เมื่อไดโอดกำลังถูกรีเวิร์สไบอัส จะมีกระแสรั่วไหลผ่านซึ่งมีค่าน้อยมาก (บางครั้งสามารถละทิ้งได้) จนกว่าจะถึงแรงดันเบรกคาวนในช่วงรีเวิร์สปกติในการทำงานแรงดันรีเวิร์สไม่สามารถทดสอบให้ถึงจุดพิกคเบรกคาวน

จากรูป 3.1.1 (c) ซึ่งเป็นกราฟแสดงกระแสและแรงดันของไดโอดกำลังในอุดมคติจะเห็นว่า มีกระแสรั่วไหลน้อยมาก ๆ ในสภาวะรีเวิร์สไบอัส และแรงดันมีค่าต่ำมาก ในสภาวะฟอร์เวิร์สไบอัส ซึ่งจุดนี้เองเมื่อทำการวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ใด ๆ ที่มีไดโอดทำงานร่วมด้วย จะสามารถประมาณค่าพารามิเตอร์บางอย่างได้ เช่น ตัวระบายความร้อน (Heat Sink) ของอุปกรณ์นั้น ๆ



รูปที่ 3.1.2 แสดงช่วงเวลาดิ้นตัว

ที่ภาวะไดโอดนำกระแสเมื่อพิจารณาเป็นสวิทช์อุดมคติ จะนำกระแสอย่างรวดเร็ว อย่างไรก็ตามในภาวะที่ไดโอดหยุดนำกระแส ในช่วงรีเวิร์สจะมีช่วงเวลาดิ้นตัว (Reverse Recovery Time) :  $t_{rr}$  ดังแสดงในรูปที่ 3.1.2 (a) และ 3.1.2 (b) ก่อนที่กระแสจะกลับเข้าสู่ศูนย์ลักษณะการกลับคืนตัวของไดโอดกำลังมี 2 ลักษณะคือ Soft recovery และ Abrupt recovery ดังแสดงในรูปที่ 3.1.2 (a) และ 3.1.2 (b) ตามลำดับ ช่วงเวลาดิ้น

ตัว  $t_{rr}$  จะประกอบด้วยช่วงเวลา 2 ช่วงคือ  $t_r$  ดังในรูป อัตราส่วนระหว่าง  $t_r / t_{rr}$  เรียกว่า Softness Factor หรือ SF ซึ่งมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวนในการใช้งานไดโอดที่ความถี่สูง ๆ ค่า  $t_{rr}$  และ  $I_{RR}$  เราหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$t_r = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{di/dt}} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \cdot (di/dt)} \dots\dots\dots (2)$$

และ

- เมื่อ  $I_{RR}$  คือ peak reverse recovery current หน่วยเป็น แอมแปร์
- $Q_{rr}$  คือ จำนวนประจุที่ไหลผ่านพื้นที่หน้าตัดของไดโอด เมื่อไดโอดเปลี่ยนจากสถานะนำกระแสไปเป็นหยุดนำกระแส (Storage Charge) มีหน่วยเป็น  $\mu C$
- $I_{RR}$  คือ ช่วงเวลาคืนตัว หน่วยเป็น  $\mu Sec$
- $di/di$  คือ อัตราการลดลงของกระแสไดโอดกำลัง (A/  $\mu Sec$ )

ในการประยุกต์ใช้งานของไดโอด ควรเลือกใช้ไดโอดให้เหมาะสมกับงานนั้น ๆ โดยในที่นี้ แบ่งไดโอดออกเป็น 3 ชนิดด้วยกันคือ

1. Schottky diode เป็นไดโอดที่เมื่อนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมมันค่อนข้างต่ำ ปกติ 0.3 โวลต์ ไดโอดประเภทนี้จะให้พิกัดแรงดันค่อนข้างต่ำประมาณ 50-100 โวลต์
2. Fast-recovery diode เป็นไดโอดที่ออกแบบสำหรับใช้งานกับวงจรที่มีความถี่สูง ไดโอดประเภทนี้จะให้พิกัดกำลังสูงในช่วงหลายร้อยโวลต์ และหลายร้อยแอมแปร์ ซึ่งจะมีค่า  $t_{rr}$  น้อยกว่า 2-3  $\mu Sec$
3. Line-frequency diode หรือ General Purpose diode เมื่อไดโอดนำกระแสแรงดันตกคร่อมตัวนำจะมีค่าต่ำมาก ในช่วงเวลาคืนตัว  $t_{rr}$  จะมีค่ามาก ซึ่งมีค่าประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

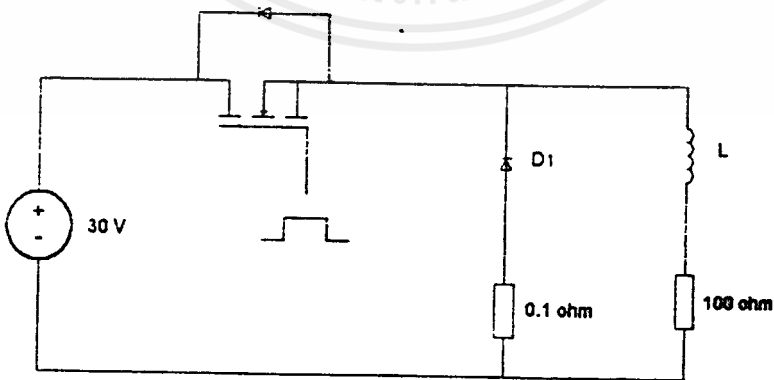
400  $\mu\text{Sec}$  ไดโอดประเภทนี้มีพิกัดแรงดันหลายกิโลโวลต์ และพิกัดกระแสหลายกิโลแอมแปร์

### อุปกรณ์การทดลอง

- |  |           |
|--|-----------|
| 1. ไดโอดกำลัง (อยู่ในชุดทดลอง Power Electronics) | 1 แผง     |
| 2. วาริแอก 1 เฟส                                 | 1 ตัว     |
| 3. ออสซิลโลสโคป                                  | 1 เครื่อง |
| 4. สายโพรบของสโคป (x10)                          | 2 เส้น    |
| 5. สายไฟ   | 20 เส้น   |
| 6. ชุดแผงวงจรเพาเวอร์พลายหรือแผงวงจรขับเคลื่อน   | 1 แผง     |
| 7. แผงโหลด                                       | 1 แผง     |
| 8. กระดาษกราฟ (ให้นำมาเอง)                       | 2-3 แผ่น  |

### การทดลอง

1. ต่อวงจรดังในรูปที่ 3.3 โดยใช้ไดโอดที่กำหนดให้ 3 ชนิด
2. ทำการวัดแรงดันที่จุด A เพื่อหากระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  (วัดคร่อม  $R=0.1 \Omega$ )
3. บันทึกค่าต่าง ๆ ที่เหลือลงในตารางที่ 1
4. สรุปผลและวิเคราะห์ผลการทดลอง



รูปที่ 3.1.3 วงจรการต่อใช้งาน

ชนิดของ ไดโอดกำลัง	$t_r$ ( $\mu$ S)	$t_b$ ( $\mu$ S)	$t_{rr}$ ( $\mu$ S)	$I_{RR}$ (A)	$di/dt$ (A/ $\mu$ S)	$Q_{rr}$ ( $\mu$ C)	SF
1. IRF 16 F 60	50	150	200	0.048	$0.24 \times 10^{-3}$	4.8	0.33
2. IR 4 F 16	20	150	170	0.015	$0.28 \times 10^{-3}$	4.05	0.13
3. MBR 1060	16	160	176	0.047	$0.27 \times 10^{-3}$	4.18	0.1

## ตารางที่ 1

การคำนวณหาค่า  $Q_{rr}$  และ  $T_{rr}$ 

$$Q_{rr} = \frac{(t_{rr}^2/2)(di/dt)}{2}, \quad I_{RR} = \sqrt{2Q_{RR} \cdot (di/dt)}$$

ไดโอดชนิดที่ 1

$$Q_{rr} = \frac{(200)^2}{2} \times 0.24 \times 10^{-3} = 4.8 \mu\text{C}$$

$$I_{RR} = \sqrt{2 \times 4.8 \times 0.24 \times 10^{-3}} = 0.048 \text{ A}$$

ไดโอดชนิดที่ 2

$$Q_{rr} = \frac{(170)^2}{2} \times 0.28 \times 10^{-3} = 4.05 \mu\text{C}$$

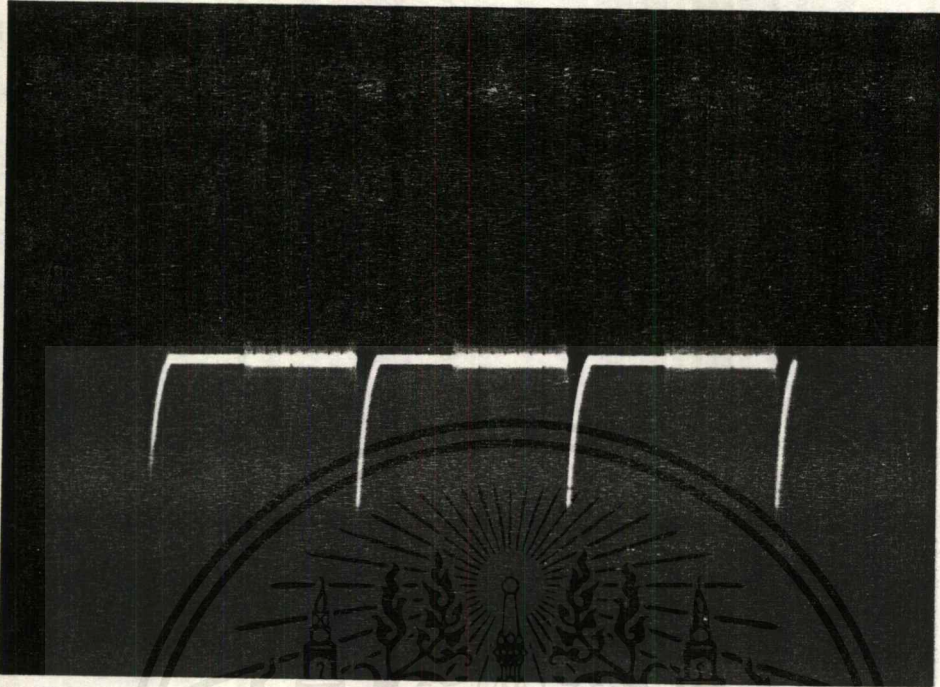
$$I_{RR} = \sqrt{2 \times 4.05 \times 0.28 \times 10^{-3}} = 0.015 \text{ A}$$

ไดโอดชนิดที่ 3

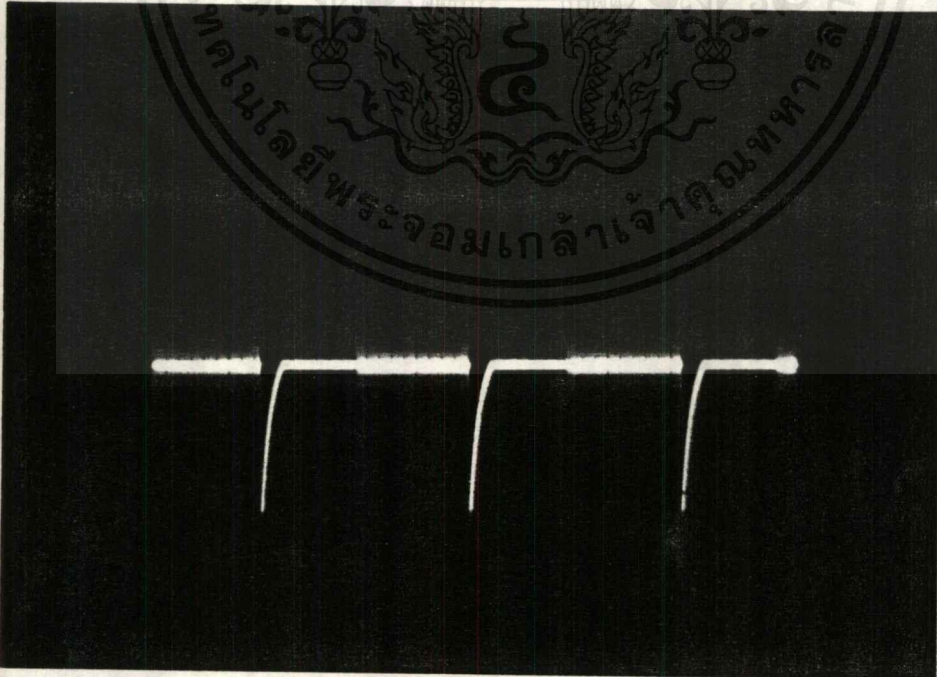
$$Q_{rr} = \frac{(176)^2}{2} \times 0.27 \times 10^{-3} = 4.18 \mu\text{C}$$

$$I_{RR} = \sqrt{2 \times 4.18 \times 0.27 \times 10^{-3}} = 0.047 \text{ A}$$

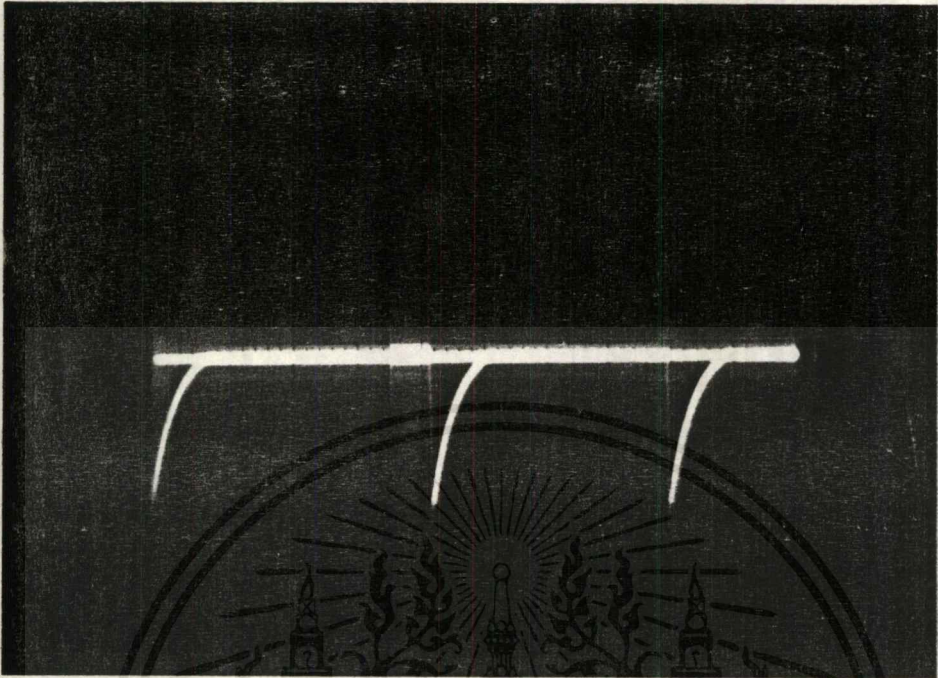
## ผลการทดลอง



รูปที่ 3.1.4 สัญญาณกระแสรีเวิร์ส ของไดโอดชนิดที่ 1 ( 1 V/div , 0.5 ms/div )



รูปที่ 3.1.5 สัญญาณกระแสรีเวิร์ส ของไดโอดชนิดที่ 2 ( 1 V/div , 0.5 ms/div )



รูปที่ 3.1.6 สัญญาณกระแสรีเวิร์ส ของไดโอดชนิดที่ 3 ( 1 V/div , 0.2 ms/div )

#### สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่า ไดโอดทั้งสามชนิดจะมีช่วงเวลาในการคืนตัวแตกต่างกัน ดังนั้นในการนำไปใช้งานควรจะเลือกให้เหมาะสม เช่น ในการใช้งานกับวงจรที่มีความถี่สูง ควรจะเลือกใช้ไดโอด แบบ fast recovery หรือ แบบ schottky เพื่อที่ไดโอดสามารถที่จะหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว

### 3.1.2 ไทริสเตอร์ (Thyristor)

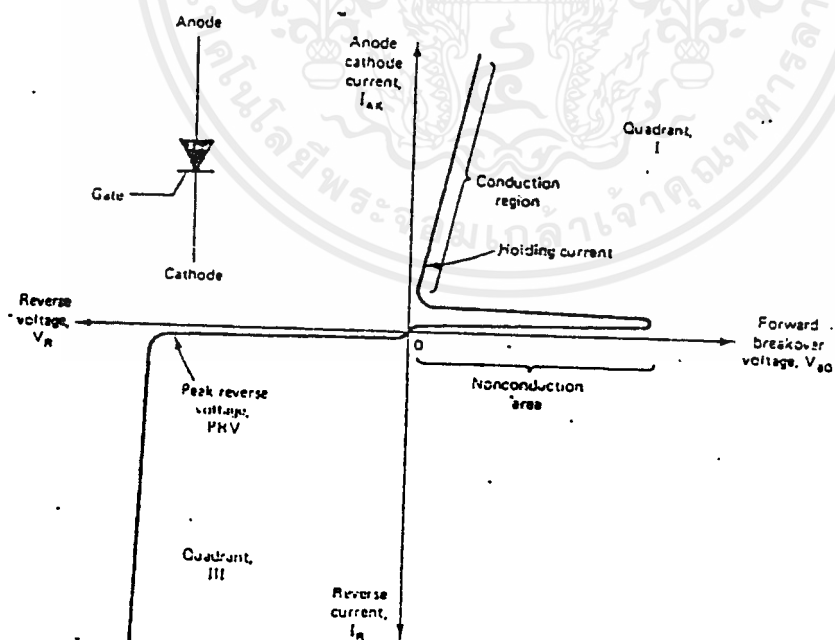
#### จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและการทำงานของเอสซีอาร์
2. เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณจุดชนวนจากวงจรจุดชนวน และสัญญาณอื่น ๆ ที่ทำการวัด
3. เพื่อศึกษาขีดจำกัดในการเป็นสวิตช์ของเอสซีอาร์

#### ทฤษฎี

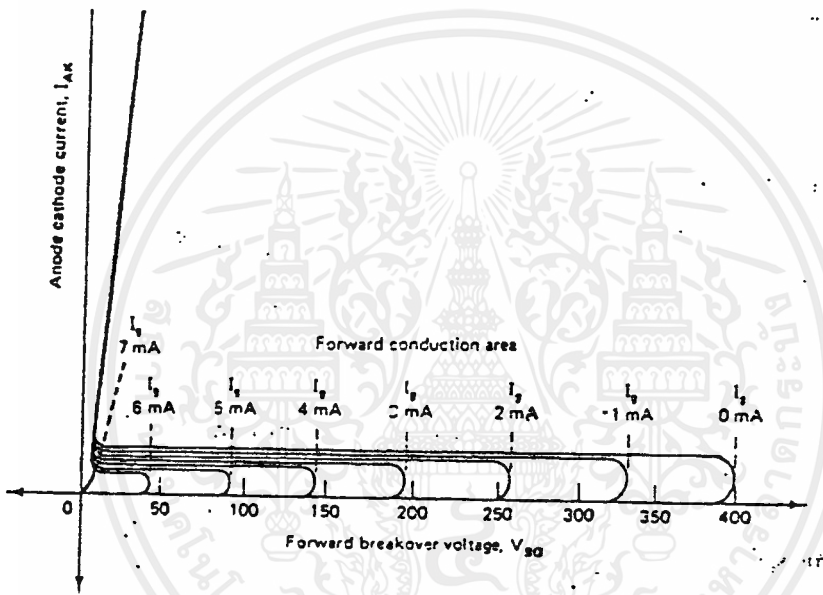
เอสซีอาร์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังพวกไทริสเตอร์ชนิดหนึ่งที่มีการใช้กันอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม เพราะ มีขนาดให้เล็กรวมหลาย โดย สัญญลักษณ์และกราฟแสดงคุณสมบัติแรงดัน-กระแสของเอสซีอาร์ ดังในรูปที่

3.1.7



รูปที่ 3.1.7 สัญญลักษณ์และกราฟแสดงคุณสมบัติของเอสซีอาร์

เอสซีอาร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำกระแสได้ทางเดียว จึงนิยมใช้ทำงานเป็น สวิตซ์เปิด-ปิดวงจร การทำให้เอสซีอาร์นำกระแสสามารถทำได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันคือ การป้อนกระแสเกต ( $I_g$ ) ให้เอสซีอาร์โดยระหว่างแอนโอดและแคโทด ( $V_{AK}$ ) เป็นบวก ขนาดของกระแสเกตที่ป้อนจะมีความสัมพันธ์ต่อการนำกระแสของเอสซีอาร์ ดังแสดงในกราฟรูปที่ 3.1.8



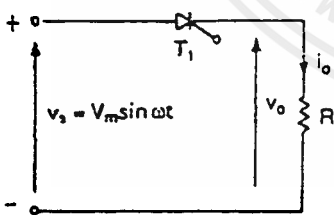
รูปที่ 3.1.8 แสดงขนาดของกระแสเกต แรงดันแอนโอด-แคโทด และการนำกระแสของเอสซีอาร์

เอสซีอาร์จะนำกระแสโดยมีสัญญาณจุดเกิดให้มันก่อน เมื่อเอสซีอาร์นำกระแส แรงดันจะตกคร่อมมันน้อยมาก ประมาณ 0.25 โวลต์ ถึง 2 โวลต์ แต่ถ้าต้องการให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสนั้นหมายความว่าแรงดันฟอร์เวิร์ดที่ตกคร่อมเอสซีอาร์ต้องไม่มี และไม่มีการให้แรงดันบวกที่ขั้วแอนโอดอีก

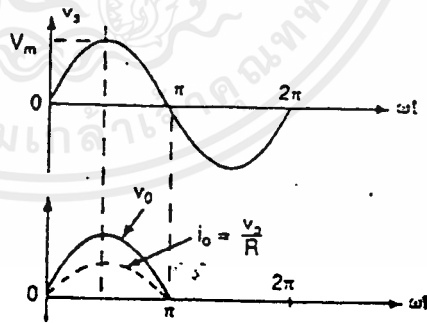
กระบวนการคอมมิวเตชัน (Commutation) เป็นการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสและอาจจะโอนย้ายให้กระแสไหลผ่านวงจรในส่วนอื่นแทน การคอมมิวเตชันของเอสซีอาร์ปกติแล้วมี 2 วิธีด้วยกันคือ การคอมมิวเตชันแบบธรรมชาติหรือไลน์ (Natural Commutation or Line Commutation) และการคอมมิวเตชันแบบบังคับ (Forced Commutation)

การคอมมิวเตชันแบบไลน์จะอาศัยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับในช่วงรีเวิร์ส แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะตกคร่อมเอสซีอาร์ทำให้กระแสมีค่าลดลงเป็นศูนย์ ในทางปฏิบัติสัญญาณการจุดเกิดหรือจุดชนวนไทรสเตอร์จะต้องซิงค์ (Syn) กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อให้ได้สัญญาณออกมาตามที่ต้องการ ซึ่งถือว่าเป็นการควบคุมกำลังงานเอาต์พุต การคอมมิวเตชันแบบนี้ใช้ใน AC Voltage Controller, Phase Controlled Rectifiers และ Cycloconverters

จากรูปที่ 3.1.7 (a) แสดงวงจรการคอมมิวเตชันแบบไลน์ และ 3.1.7 (b) แสดงรูปคลื่นแรงดัน และกระแสที่มุม  $\alpha = 0$  ซึ่งก็คือมุมจุดชนวนนั่นเอง



(a) วงจร



(b) รูปคลื่น

รูปที่ 3.1.9 การคอมมิวเตชันแบบไลน์

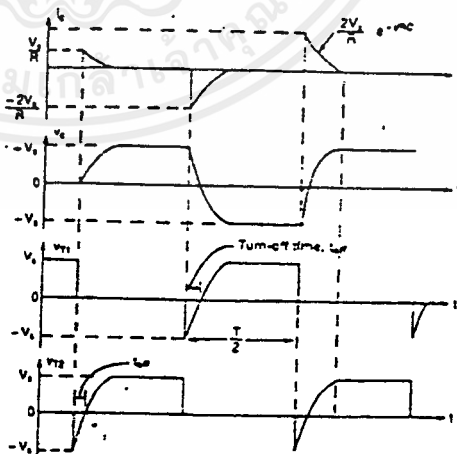
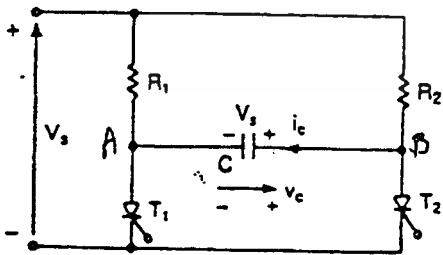
การคอมมิวเตทแบบบังคับอาศัยวงจรเพิ่มเติมเข้าไปช่วยในการทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแส ซึ่งการคอมมิวเตทแบบบังคับยังสามารถแบ่งออกได้เป็น

- (1) Self-Commutation
- (2) Impulse-Commutation
- (3) Resonant Pulse Commutation
- (4) Complementary Commutation
- (5) External Pulse Commutation
- (6) Load-Side Commutation
- (7) Line-Side Commutation

การคอมมิวเตทแบบนี้ปกตินิยมใช้ในวงจร dc-dc converter, inverter เป็นต้น

ในการทดลองนี้จะทำการทดลอง 2 แบบ โดยแบบแรกเป็นการคอมมิวเตทแบบไลน์ และ แบบที่สองเป็นการคอมมิวเตทแบบบังคับโดยใช้วงจรคอมพลิเมนทารี (Complementary)

วงจรคอมพลิเมนทารีคือ วงจรโอนย้ายกระแสระหว่างโหลด 2 ตัว โดยจะต้องมีความสัมพันธ์กับการจุดชนวนของเอสซีอาร์



รูปที่ 3.1.10 วงจรคอมพลิเมนทารี

จากรูปที่ 3.1.10 เมื่อเอสซีอาร์  $T_1$  ถูกจุดชนวน กระแสจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง  $V_s$  จะไหลผ่านโหลด  $R_2$  ชาร์จประจุ  $C$  จนเท่ากับ  $V_s$  และไหลผ่าน  $T_1$  กลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟครบวงจร ขั้วของ  $C$  จะปรากฏดังในรูปที่ 2 ต่อมาเมื่อมีการจุดชนวน  $T_2$  แรงดันที่  $C$  จะตกคร่อม  $T_1$  ทันที เอสซีอาร์  $T_1$  จะถูกรีเวิร์สไบอัสทำให้หยุดนำกระแส เมื่อจุดชนวน  $T_2$  แล้ว กระแสจะเริ่มไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงผ่าน  $R_1$  ชาร์จประจุ  $C$  และไหลผ่าน  $T_2$  ทำให้ขั้วของ  $C$  ถูกเปลี่ยนขั้วไปจากเดิม เมื่อจุดชนวนเอสซีอาร์  $T_1$  ก็จะทำนองเดียวกัน

### อุปกรณ์การทดลอง

- |   |           |
|---|-----------|
| 1. Power SCR (อยู่ในชุดทดลอง POWER ELECTRONICS LAB) | 1 ชุด     |
| 2. วาริแอก 1 เฟส                                    | 1 ตัว     |
| 3. ออสซิลโลสโคป                                     | 1 เครื่อง |
| 4. สายโพรบของออสซิลโลสโคป x10                       | 2 เส้น    |
| 5. ชุด POWER SUPPLY พร้อมสัญญาณจุดชนวน              | 1 ชุด     |
| 6. สายไฟ  | 20 เส้น   |

### การทดลอง

#### 1. การทดลอง Line Commutated

- 1.1 ต่อวงจรตามรูปที่ 3.1.9
- 1.2 ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณคร่อม  $R_0$  เพื่อสรุปคลื่นกระแส  $i_d$
- 1.3 ทำการจุดชนวนสัญญาณที่ขาเกตที่มุม  $30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$  และ  $150^\circ$
- 1.4 ทำการบันทึกรูปคลื่นกระแส  $i_d$  ทุกครั้งที่ทำการทดลองที่มุมต่าง ๆ แล้วนำมาเปรียบเทียบกัน
- 1.5 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

## 2. การทดลอง Force Commutated

2.1 ต่อวงจรตามรูปที่ 3.1.10

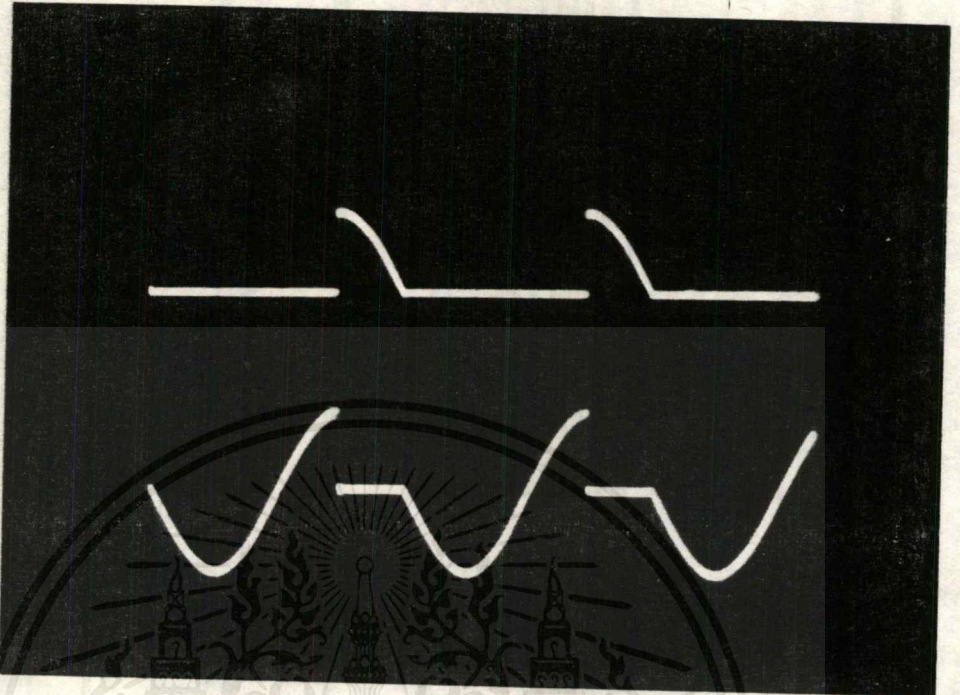
2.2 ป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_s = 24$  VDC ทำการจุดชนวนให้  $T_1$  ทำงาน และ วัดรูปคลื่นแรงดันที่จุด A และ B บันทึกรูปคลื่นเปรียบเทียบกับ

2.3 ทำการจุดชนวนให้  $T_2$  ทำงาน และวัดรูปคลื่นแรงดันที่จุด A และ B บันทึกรูปคลื่นที่ได้เปรียบเทียบกับ

2.4 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง



### ผลการทดลอง เรื่อง line Commutated

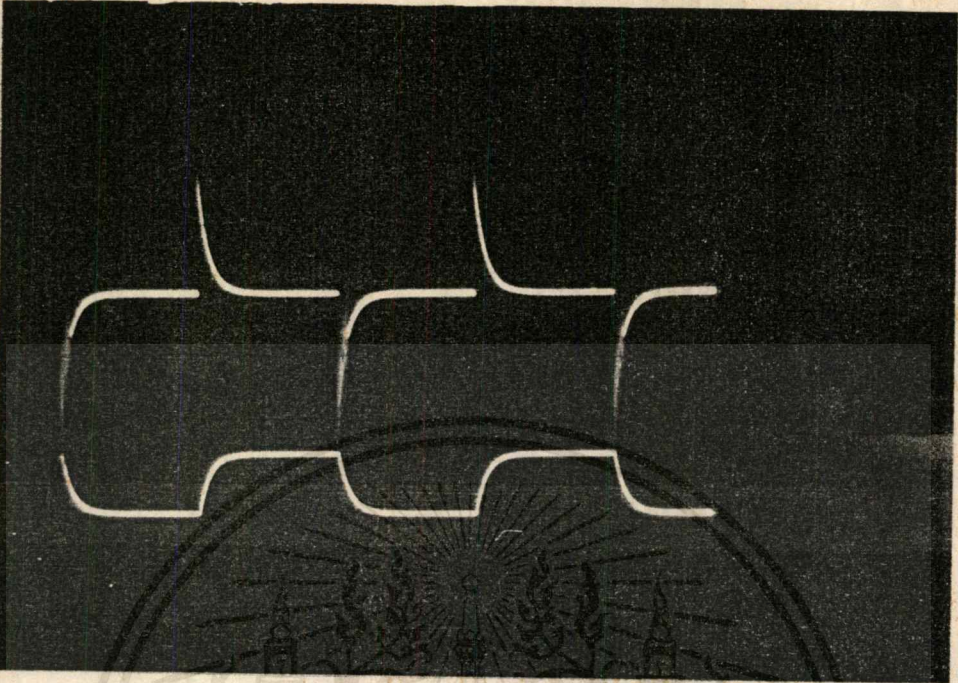


รูปที่ 3.1.11 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  ( 5 V/div , 5 ms/div )

#### สรุปผลการทดลองเรื่อง line commutated

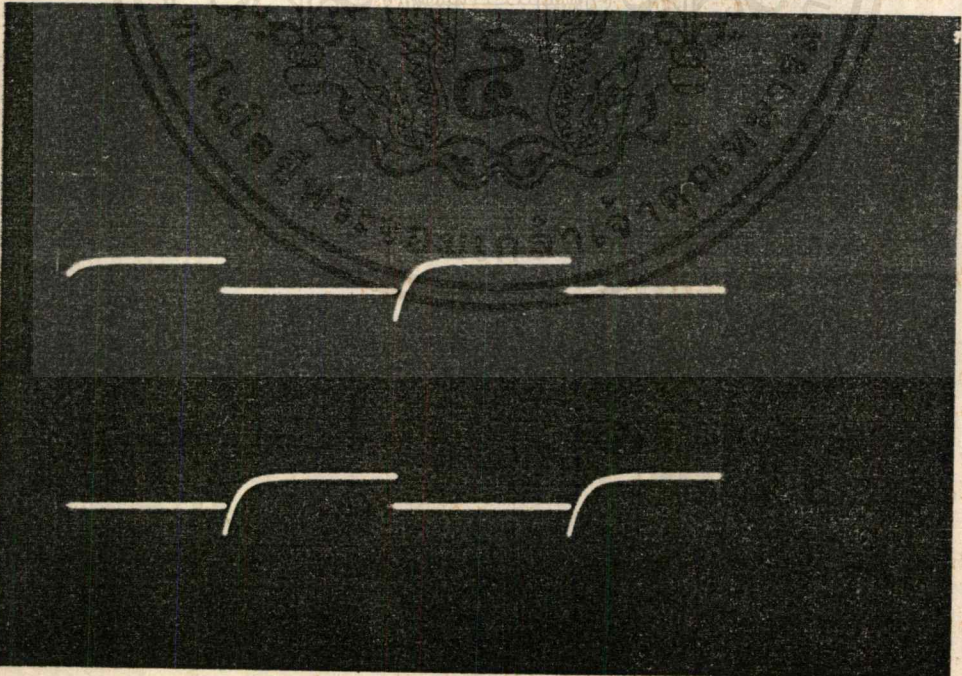
สัญญาณกระแส  $i_d$  จะมีลักษณะเหมือนกันกับสัญญาณแรงดัน  $V_o$  เพียงแต่ขนาดจะมีค่าน้อยกว่า (ในที่นี้หาได้จาก  $V_o/R$ ) สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวไทรสเตอร์จะเป็นศูนย์เมื่อ มีการนำกระแส และ เมื่อหยุดนำกระแสจะมีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณแรงดันอินพุท สังเกตเห็นได้จากรูปผลการทดลอง ในการหยุดนำกระแสจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันอินพุท เปลี่ยนจากช่วงบวกเป็นช่วงลบ นั่นคือตัวไทรสเตอร์จะถูกไบอัส

### ผลการทดลอง เรือง Force Commutated



รูปที่ 3.1.12 สัญญาณกระแส  $i_c$  และ แรงดัน  $V_c$

( CH1 = 20 mV/div , CH2 = 20 V/div , T = 5 ms/div )



รูปที่ 3.1.13 สัญญาณแรงดัน  $V_{T1}$  และ  $V_{T2}$

( CH1 = 20 mV/div , CH2 = 20 V/div , T = 5 ms/div )

### สรุปผลการทดลองเรื่อง Force Commutated

จากผลการทดลองแรงดันที่ตกคร่อมตัว คาปาซิเตอร์ จะมีทั้งช่วงบวกและ ช่วงลบ เนื่องจากการสลับกันทำงานของตัวไทรสเตอร์  $T_1$  และ  $T_2$  กระแสที่ไหลเข้าตัวคาปาซิเตอร์ จะมีลักษณะลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งช่วงที่เป็นศูนย์ก็คือ ช่วงที่ตัวคาปาซิเตอร์ ชาร์จประจุจนถึงค่า  $V_c$  เมื่อทำการจุดให้ไทรสเตอร์อีกตัวหนึ่งทำงานแรงดันที่ตกคร่อมตัวไทรสเตอร์อีกตัวหนึ่งจะมีลักษณะเป็นรีเวิร์สไบอัส ทำให้เกิดการหยุดนำกระแส ซึ่งจะสังเกตได้จากในรูป โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวไทรสเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟ ดี ซี ที่ป้อนให้



## 3.2 การทดลองที่ 2

### 3.2.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง (POWER TRANSISTOR)

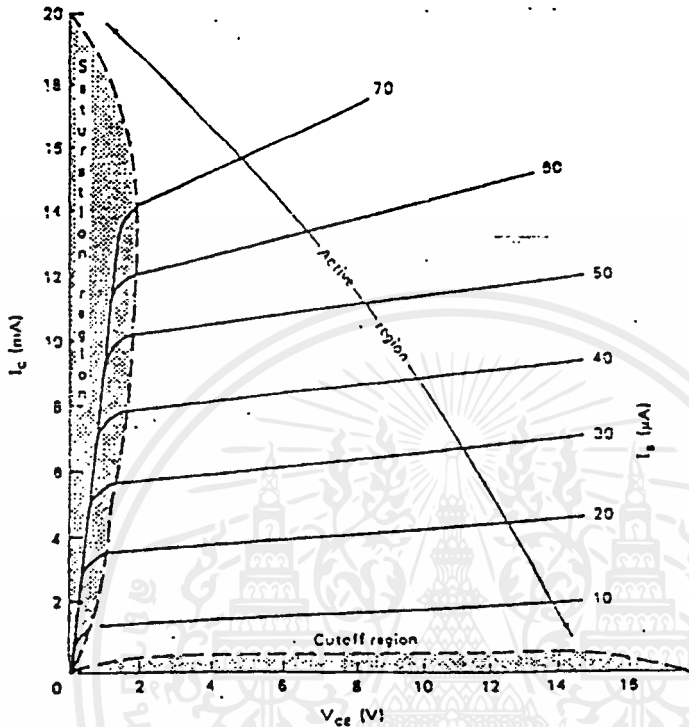
#### จุดประสงค์

- เพื่อศึกษาคุณสมบัติและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง
- เพื่อศึกษาการออกแบบวงจร Base Drive ในการใช้ขับนำทรานซิสเตอร์กำลัง
- เพื่อศึกษาการนำทรานซิสเตอร์กำลังไปใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

#### ทฤษฎี

ทรานซิสเตอร์กำลังจัดเป็นอุปกรณ์โซลิตสเตรอย่างหนึ่ง ซึ่งสามารถนำมาทำ เป็นสวิตช์ได้ การนำทรานซิสเตอร์กำลังมาทำเป็นสวิตช์นั้นจะต้องรู้คุณสมบัติที่สำคัญต่าง ๆ ของตัวมัน เพื่อที่จะได้ทำการออกแบบและใช้งานวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพ และ การใช้งานทรานซิสเตอร์กำลัง โดยนำมาทำ เป็นสวิตช์นั้นจะ ใช้งานเพียง 2 ช่วงเท่านั้นคือ

- ช่วงอิ่มตัว (Saturation)
- ช่วงหยุดนำกระแส (Cut-off)

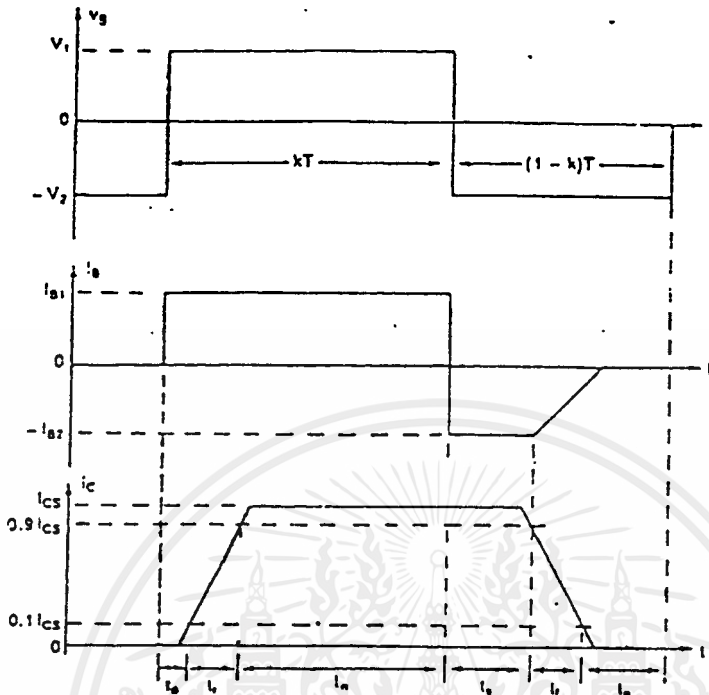


รูปที่ 1 กราฟแสดงคุณสมบัติทรานซิสเตอร์กำลัง

พารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ที่ใช้ในการเลือกทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้งาน ได้แก่

- $t_{on}$  เป็นเวลาที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มนำกระแส
- $t_{off}$  เป็นเวลาที่ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส ปกติค่านี้จะนานกว่า  $t_{on}$  และกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นบริเวณนี้ ถ้าออกแบบวงจรไม่ดี
- $V_{CB} (max)$  เป็นค่าแรงดันคร่อมขา C และ E สูงสุดที่ไม่ทำทรานซิสเตอร์กำลังเสียหาย

ส่วนพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่สำคัญหาอ่านได้จาก DATA BOOK



รูปที่ 3.2.2 แสดงช่วงเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง

### กำลังสูญเสียของทรานซิสเตอร์

กำลังสูญเสียของทรานซิสเตอร์กำลังจะเกิดขึ้นขณะนำกระแส และทำงานที่ความถี่ต่ำเท่านั้น ส่วนการทำงานที่ความถี่สูงเราสามารถลด กำลังสูญเสียในขณะที่สวิตช์กระแสด้วยวงจรสับเบอร์

### พิกัดทำงานปลอดภัย SOAR (Safe Operarion Areas)

เป็นข้อมูลอีกอย่างหนึ่งของทรานซิสเตอร์กำลังที่จะต้องรู้ไว้ และเป็นเครื่องมือที่ดีที่สุด ที่จะช่วยในการออกแบบวงจรได้เร็วขึ้น โดยการหาขนาดกระแส แรงดัน และกำลังสูงสุดที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ โดยปกติแล้วจะแยกออกเป็น FB SOAR และ RB SOAR ดังนี้

FB SOAR คือ พิกัดการทำงานที่ปลอดภัย เมื่อถูก ไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Areas) มีลักษณะเป็นกราฟสี่เหลี่ยม แกนตั้งแทน ด้วยกระแส และแกนนอนแทนด้วยแรงดันคร่อม  $V_{oc}$  นอกจากนี้ แล้ว ยังแสดงค่าพิกัด  $I_o$  และ  $V_{oc}$  ที่จะก่อให้เกิด แรงดันพังทลาย ที่สอง (Second Break down Voltage) และ กำลังสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ กำลังจะทนได้ ส่วนพื้นที่แรงเงา คือ ช่วงทำงานที่ปลอดภัย

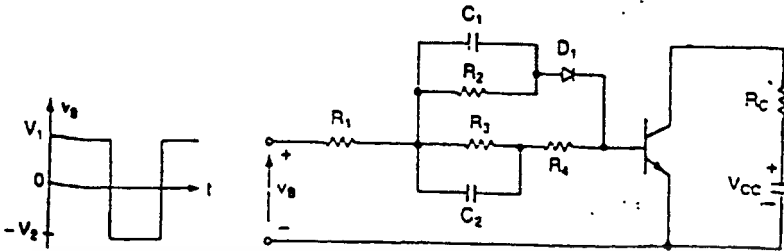
RB SOAR คือ พิกัดการทำงานที่ปลอดภัยเมื่อทรานซิสเตอร์กำลังได้ รับไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Areas) ซึ่งแสดงค่าพิกัดต่าง ๆ เหมือนกับ FB SOAR แต่ค่าเหล่านี้จะเปลี่ยนไปเมื่อแรงดันไบอัสกลับมีค่า เปลี่ยนไป

### การไบแอสทรานซิสเตอร์กำลัง

ในการออกแบบวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังมาเป็นสวิตช์นั้นก็เหมือน กับการออกแบบวงจรสวิตช์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ธรรมดาเหมือนกัน แต่จะต่างกันที่ กำลังไฟฟ้าที่ใช้ค่อนข้างสูงกว่า ซึ่งอาจจะทำให้การออกแบบมีประสิทธิภาพไม่ เพียงพอต่อการใช้งาน ดังนั้นเราจึงต้องหาวิธีการ ต่าง ๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ ของวงจรให้สูงขึ้น ตัวอย่างเช่น การใช้วงจรสแน็บเบอร์

### วงจรที่ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส

โดยการออกแบบวงจรที่คืนั้น เราจะต้องทำให้ประจุสะสมในผลึกสาร กึ่งตัวนำลดลงก่อน จากนั้นจึงค่อยป้อนกระแสไบแอส  $I_b$  ที่มีค่าเป็นลบมาก ๆ เข้าไป ซึ่งอุปกรณ์ที่สามารถทำหน้าที่ได้ก็คือ ขดลวดเหนี่ยวนำ (Choke) แต่การ ใช้วิธีนี้จะต้องออกแบบให้  $I_b$  เข้าใกล้ 0 ก่อนที่  $V_{oc}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น ถ้าคำนวณ ค่า  $I_b$  มีค่าไม่เหมาะสม อาจก่อให้เกิดผลเสียมากกว่าการ OFF แบบธรรมดาที่ ได้



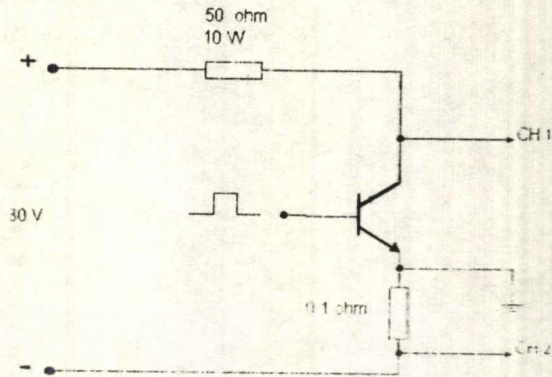
รูปที่ 3.2.3 กระแสเบสสูงสุดระหว่าง turn-on และ turn-off

### อุปกรณ์การทดลอง

- |   |           |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดลอง อิเล็กทรอนิกส์กำลัง           | 1 ชุด     |
| 2. ชุด แหล่งจ่ายกำลัง พร้อมสัญญาณขับนาเบส | 1 ชุด     |
| 3. วาริแอก 1 เฟส                          | 1 ตัว     |
| 4. ออสซิลโลสโคป                           | 1 เครื่อง |
| 5. สายโพรบสำหรับออสซิลโลสโคป x10          | 2 เส้น    |
| 6. สายไฟ                                  | 20 เส้น   |
| 7. กระดาษกราฟ                             | 1 แผ่น    |

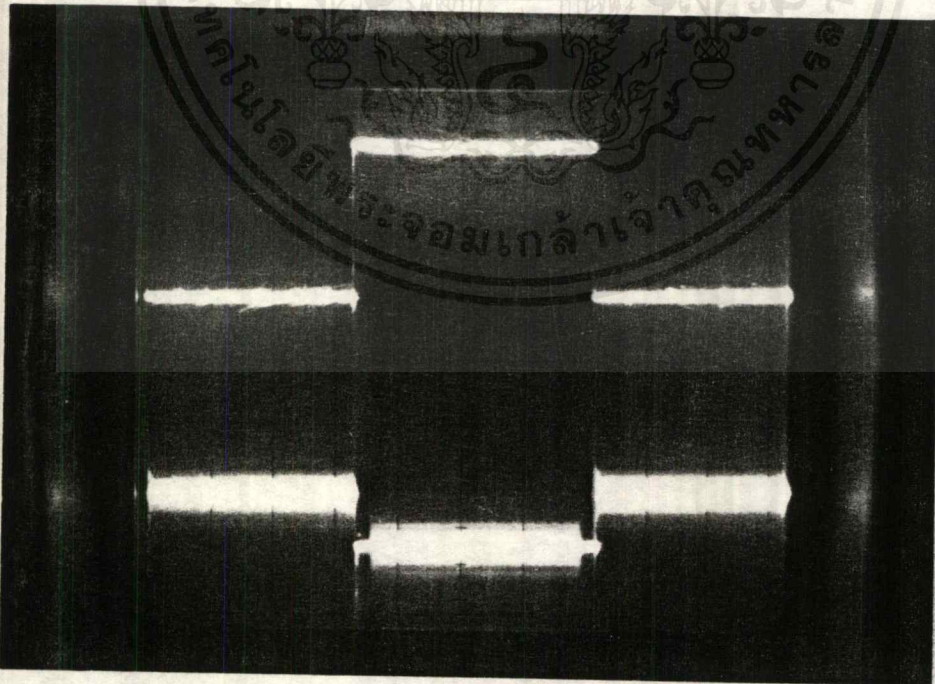
### การทดลอง

1. ต่อกวงจรตามรูปที่ 3.2.3 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามรูป
2. วัดสัญญาณที่ CH1 และบันทึกผลรูปสัญญาณลงในกระดาษกราฟ
3. วัดสัญญาณที่ CH2 (INV) บันทึกผลรูปสัญญาณลงในกระดาษกราฟ  
เดียวกัน
4. วิเคราะห์ผลการทดลองจากกราฟที่บันทึกไว้
5. สรุปผลการทดลอง



รูปที่ 3.2.4 วงจรการทดลองทรานซิสเตอร์กำลัง

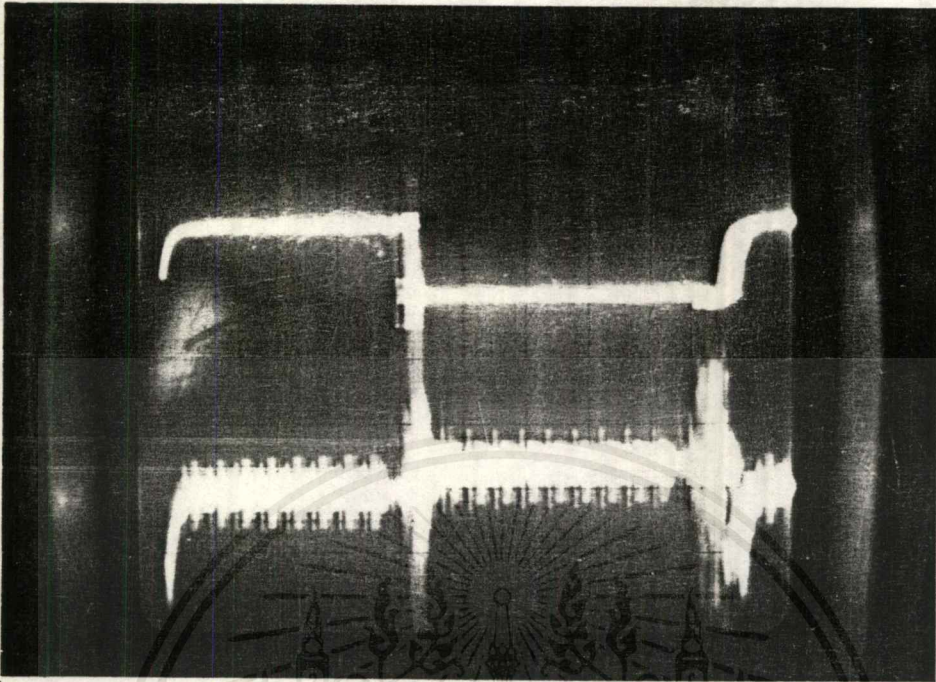
ผลการทดลอง



รูปที่ 3.2.5 สัญญาณแรงดัน  $V_{CE}$  และ กระแส  $i_C$  ที่  $f = 500 \text{ Hz}$

( CH1 = 10 V/div , CH2 = 50 mV/div , T = 0.5 ms/div )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.6 สัญญาณแรงดัน  $V_{CE}$  และ กระแส  $i_C$  ที่  $f = 25 \text{ kHz}$   
(  $CH1 = 10 \text{ V/div}$  ,  $CH2 = 50 \text{ mV/div}$  ,  $T = 10 \text{ us/div}$  )

### สรุปผลการทดลอง

สัญญาณแรงดัน  $V_{CE}$  จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับสัญญาณกระแส  $I_C$  โดยที่ความถี่ของสัญญาณขั้วนำมีค่า  $500 \text{ Hz}$  สัญญาณ  $I_C$  จะมี  $t_{off}$  น้อยมาก แต่ถ้าเพิ่มความถี่เป็น  $25 \text{ kHz}$  สัญญาณ  $I_C$  ที่วัดได้นั้นจะเห็น  $t_{off}$  ได้อย่างชัดเจน จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำตัวทรานซิสเตอร์กำลัง สามารถหยุดนำกระแสได้ทัน ในขณะที่ความถี่สูง ๆ ตัวทรานซิสเตอร์ไม่สามารถหยุดนำกระแสได้ทันทีทันใดเนื่องจากผลของสตอเรจไทม์ ( $t_s$ ) ซึ่งเป็นเวลาที่ตัวทรานซิสเตอร์ถ่ายเทประจุออกจากเบสให้หมดไป ดังนั้นในการใช้งานที่ความถี่สูง ๆ ไม่ควรใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง

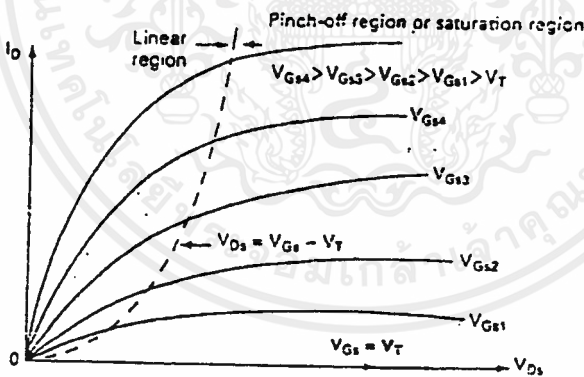
### 3.2.3 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)

#### จุดประสงค์

- เพื่อศึกษาหลักการการทำงานของมอสเฟตกำลัง
- เพื่อศึกษาหลักการทำงานและออกแบบวงจรขับเคลื่อนแบบต่าง ๆ
- เพื่อศึกษาการนำมอสเฟตกำลังไปใช้ในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

#### ทฤษฎี

มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาทำเป็นสวิตช์ได้อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งนิยมใช้กันมากในวงจรสวิตซ์ต่าง ๆ เช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 3.2.7 กราฟแสดงคุณสมบัติของมอสเฟตกำลัง

ข้อดีของมอสเฟตกำลังที่เปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์กำลัง คือ

- กำลังงานสูญเสียขณะสวิตซ์ต่ำ
- ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Break down Voltage)

- มีอัตราการขยายสูง
- การออกแบบวงจรจับสามารถทำได้ง่ายกว่าและราคาถูก
- มีความทนทานและเสถียรภาพทางอุณหภูมิ
- สามารถนำมาต่อขนานกันได้ง่าย เนื่องจากสัมประสิทธิ์ความต้านทานเป็นบวก
- ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ๆ

แต่ข้อเสียของมอสเฟตกำลัง คือ มีแรงดันตกคร่อมสูงขณะนำกระแส (ประมาณ 3-5 โวลต์) ซึ่งขึ้นอยู่กับ อัตราการ ทนกำลังของมอสเฟตกำลัง แต่ละเบอร์ พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ มอสเฟตกำลัง ก็คล้ายคลึงกับของ ทรานซิสเตอร์กำลัง (ในที่นี้จะไม่กล่าวถึง) ถ้าสนใจรายละเอียดสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากคู่มือการใช้งานต่าง ๆ หรือจาก DATA BOOK

#### ค่าความต้านทานขณะนำกระแส (Ros, on)

ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแสอย่างสมบูรณ์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส จะแปรผันกับกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเนื่องจากค่า Rds ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับ โอห์มมิกส์รีซิสแตนซ์ (Ohmic Resistance) โดยหาได้จากสูตรกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส

$$P_{cond} = I_{dm}^2 * R_{ds} (on) \dots\dots\dots(1)$$

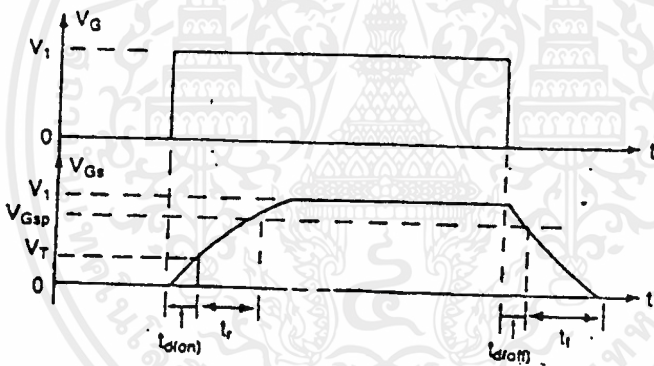
โดยที่ Idm คือ ค่ากระแสเดรนสูงสุด

#### การใช้งานมอสเฟตกำลังทำงานที่ความถี่สูง

แม้ว่ามอสเฟตกำลังจะทำงานโดยอาศัยแรงดันที่ตกคร่อมเพียงนิดเดียว แต่ แท้ที่จริงแล้วเมื่อดูจากโมเดลของมอสเฟตกำลัง จะเห็นว่ามีตัวเก็บประจุแฝงที่อยู่ ภายในตัว ดังนั้น จะต้องใช้แหล่งจ่ายกำลังที่มีความต้านทานภายใน

ในที่ต่ำมาก เพื่อทำการประจุอย่างรวดเร็วจึงอาจกล่าวได้ว่าการทำงานของ มอสเฟตกำลังจะทำงานเร็วหรือช้า ขึ้นอยู่กับวงจรขับเคลื่อนที่เกดด้วยน ส่วน อุณหภูมิจะไม่ค่อยมีผลต่อความเร็วในการสวิตช์นี้มากนัก

สิ่งที่ขาดไม่ได้ในการออกแบบวงจรนี้คือ ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย หรือ SOAR (Safe Operating Areas) ของมอสเฟตกำลังจะต่างจากกราฟการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังตรงที่ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Break down Voltage) ดังนั้น SOAR ของมอสเฟตกำลังนี้จะแสดงช่วงของ อัตราขยายกำลังที่สภาวะต่าง ๆ ซึ่งจะเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่รอยต่อของ สารกึ่งตัวนำ โดยปกติจะไม่เกิน 150-170 องศาเซลเซียส ดังนั้น การออกแบบ รูปร่างตัวถังและการระบายความร้อนที่ดีจะช่วยให้ SOAR ดีขึ้น



รูปที่ 3.2.8 รูปคลื่นแสดงช่วงเวลาการทำงานของมอสเฟตกำลัง

### การออกแบบวงจรขับเคลื่อน

วงจรที่ใช้ขับเคลื่อนจะต้องทำให้ความจุภายในตัวมอสเฟตกำลังเก็บประจุ และคายประจุอย่างรวดเร็ว เพราะฉะนั้นวงจรที่ใช้ขับเคลื่อนจะต้องมีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ๆ วงจรขับเคลื่อนอาจใช้แบบขับโดยตรง หรือ แบบแยกโคด (Isolate) ก็ได้ และวงจรขับเคลื่อนแยกโคดอาจใช้ OPTO หรือหม้อแปลงพัลส์ก็ได้ แต่ถ้าใช้หม้อแปลงพัลส์จะต้องให้มีคิวดัชนีเกิดคงที่เท่านั้น เพราะจะทำให้เวลา

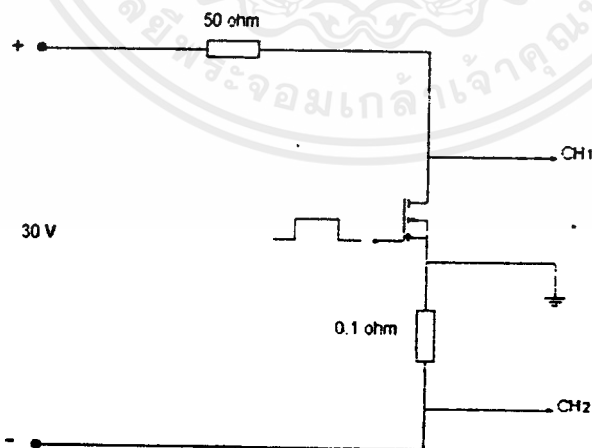
ในการสวิตช์และค่า  $dv/dt$  เปลี่ยนแปลงไปด้วย และในการจับมอสเฟตกำลังควร จะจับด้วย แหล่งจ่ายกระแสคงที่มากกว่าจับด้วยแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ เพราะจะ ทำให้ปริมาณแรงแม่เหล็กภายในตัวมอสเฟตกำลังถึงระดับที่ต้องการ เร็วกว่า

### อุปกรณ์การทดลอง

- |  |           |
|--|-----------|
| 1. ชุดทดลองอิเล็กทรอนิกส์กำลัง           | 1 ชุด     |
| 2. ชุด แหล่งจ่ายกำลัง พร้อมสัญญาณับนำเกต | 1 ชุด     |
| 3. วาริแอก 1 เฟส                         | 1 ตัว     |
| 4. ออสซิลโลสโคป                          | 1 เครื่อง |
| 5. สายโพรบสำหรับออสซิลโลสโคป x10         | 2 เส้น    |
| 6. สายไฟ                                 | 20 เส้น   |
| 7. กระดาษกราฟ                            | 1 แผ่น    |

### การทดลอง

1. ต่อวงจรดังในรูปที่ 3.2.8 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ดังในรูป

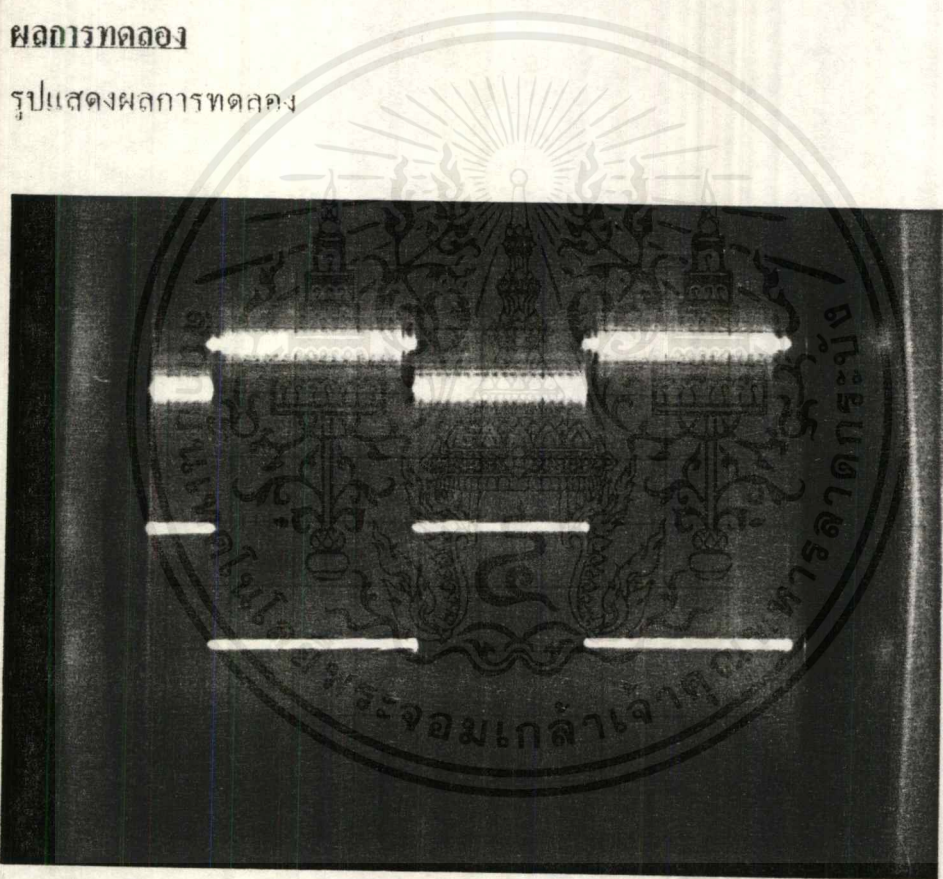


รูปที่ 3.2.9 วงจรการทดลอง

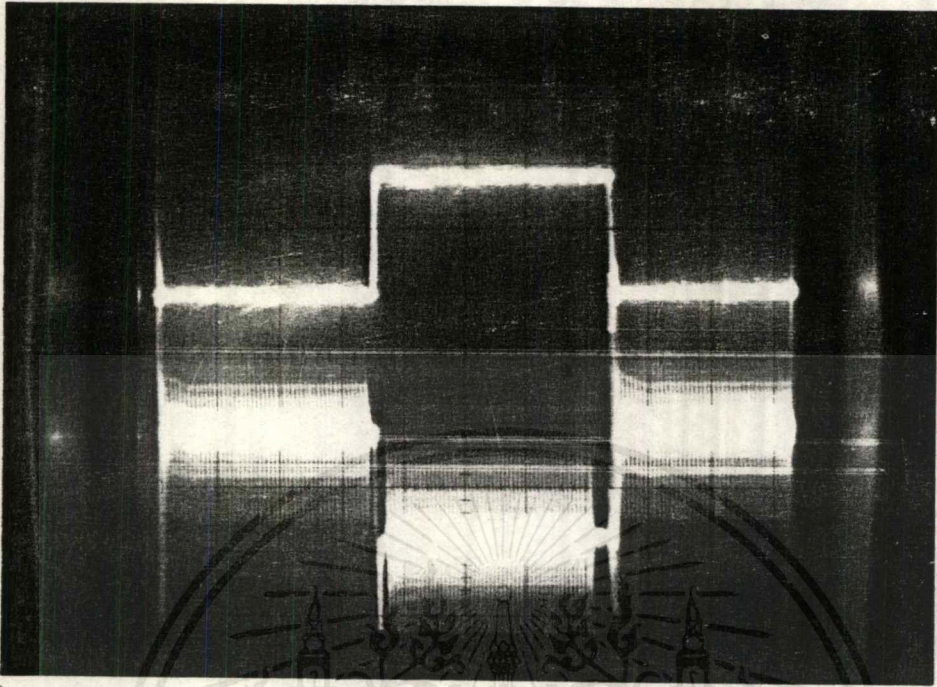
2. วัดสัญญาณ CH1 ตามรูปและทำการบันทึกผลรูปสัญญาณลงในกระดาษกราฟ
3. วัดสัญญาณที่ CH2 ตามรูปและทำการบันทึกผลรูปสัญญาณลงในกระดาษกราฟเดียวกับข้อสอง
4. วิเคราะห์รูปสัญญาณที่ได้จากข้อ 2 และ 3 เปรียบเทียบกัน
5. สรุปผลการทดลอง

### ผลการทดลอง

รูปแสดงผลการทดลอง



รูปที่ 3.2.10 สัญญาณแรงดัน  $V_{DS}$  และ กระแส  $i_{DS}$  ที่  $f = 500 \text{ Hz}$   
 ( CH1 = 10 V/div , CH2 = 20 mV/div , T = 0.5 ms/div )



รูปที่ 3.2.11 สัญญาณแรงดัน  $V_{DS}$  และ กระแส  $i_{DS}$  ที่  $f = 25 \text{ kHz}$   
 ( CH1 = 10 V/div , CH2 = 20 mV/div , T = 20 us/div )

### สรุปผลการทดลอง

สัญญาณ  $V_{ds}$  และ กระแส  $i_{ds}$  ที่ความถี่ต่ำและความถี่สูงนั้นจะมีลักษณะตรงกันข้ามกัน โดยที่เวลา  $t_{off}$  จะไม่ปรากฏให้เห็น เนื่องจากสต่อเรจใหม่จากตัวมอสเฟสมีค่าน้อยมาก (เป็น nanosec) ซึ่งถ้าต้องการเห็น  $t_{off}$  ของตัวมอสเฟส จะต้องเพิ่มความถี่ให้มากขึ้นเป็น 200-500 kHz เมื่อเรานำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์กำลัง จะเห็นว่ามอสเฟสกำลังจะทำงานได้ดีกว่าดังนั้นมอสเฟสนิยมใช้งานที่ความถี่สูง ๆ เช่น ในวงจรสวิทซ์ต่าง ๆ



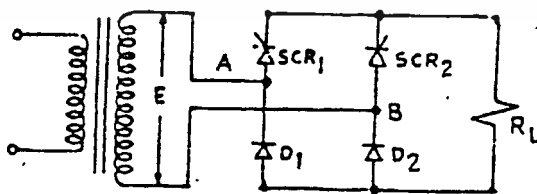
### 3.3 การทดลองที่ 3 วงจรแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรง (AC-DC Converters)

#### จุดประสงค์

- เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร ฮาฟคอนโทรลบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Half-Controlled Bridge Rectifier) หรือ วงจร เซมิคอนเวอร์เตอร์ (Semiconverters)
- เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร ฟูลคอนโทรลบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Fully-Controlled Bridge Rectifier) หรือ วงจร ฟูลคอนเวอร์เตอร์ (Fullconverter)

#### ทฤษฎี

วงจร 1- $\phi$  ฮาฟคอนโทรลบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Half-Controlled Bridge Rectifier) หรือวงจร เซมิคอนเวอร์เตอร์ (Semiconverters) เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟกระแสสลับ เป็นไฟกระแสตรง ที่สามารถควบคุมการทำงานเพื่อให้ได้ขนาดแรงดัน และ กระแสเฉลี่ยตามต้องการ โดยใช้ SCR ต่อร่วมในวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ลักษณะการต่ออาจต่อได้หลายวิธี แต่ที่จะกล่าวถึงเป็นวงจรที่ต่อแบบ คอมมอนคาโทด ดังแสดงในรูปที่ 3.3.1

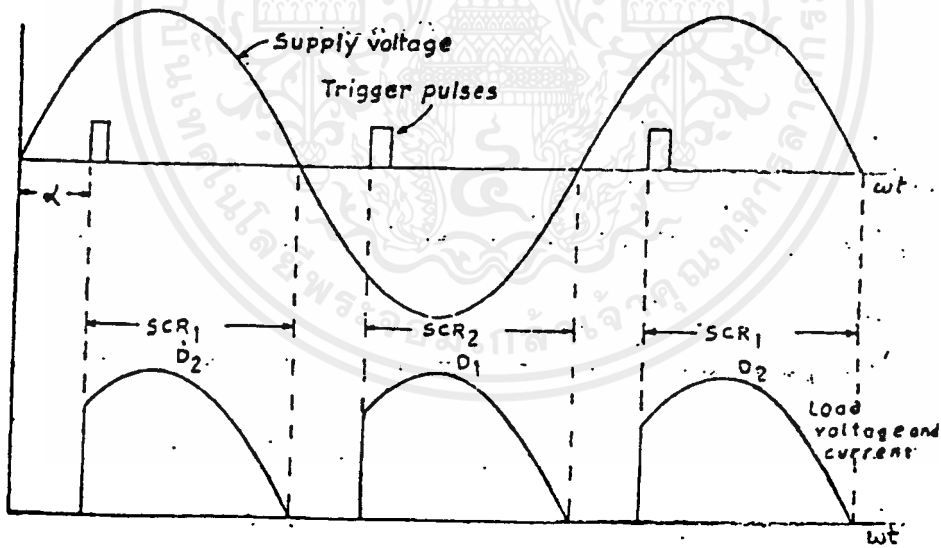


รูปที่ 3.3.1 วงจรแปลงหนึ่งเฟสแบบควบคุมครึ่งบริดจ์กับโหลดความต้านทาน  
(single-phase half-controlled bridge rectifier with resistive load)

## 1- $\phi$ เซมิคอนเวอร์เตอร์ กับ โหลดความต้านทาน

(semiconverters with resistive load )

รูปวงจรแสดงดังรูปที่ 3.3.1 ในช่วงครึ่งไซเคิลบวกเมื่อ  $SCR_1$  ถูกทริกให้นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่าน  $SCR_1$ , ความต้านทานโหลด  $R_L$ , และไดโอด  $D_2$  ครบวงจรการทำงาน ในช่วงครึ่งไซเคิลลบต่อมา  $SCR_1$  จะหยุดทำงาน,  $SCR_2$  และไดโอด  $D_2$  จะทำงานแทน ทำให้มีกระแสไหลผ่านโหลด  $R_L$  ครบวงจร ในรูปที่ 3.3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $i/p$  และ  $o/p$  การทำงานของ วงจรรูปที่ 3.3.1



รูปที่ 3.3.2 รูปคลื่นของแรงดันและ กระแสในวงจรรูปที่ 3.3.1

(waveforms of voltage and current in circuit of Fig.3.3.1)

$V_c$  = แรงดันคร่อมโหลดเฉลี่ย (average load voltage)

$$\begin{aligned}
 &= \frac{2\sqrt{2}E}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \, d(\omega t) \\
 &= \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos \alpha] \quad \text{volt.}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$I_c$  =  $\frac{V_c}{R_L}$  = กระแสโหลดเฉลี่ย

$$= \frac{V_m}{\pi R_L} [1 + \cos \alpha] \quad \text{A.}$$

$$I_{c,rms} = \sqrt{\frac{(\sqrt{2}E)^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t \, d(\omega t)} = E \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}}$$

$$I_{c,rms} = \frac{E}{R_L} \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}}$$

ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่าน SCR แต่ละตัว :

$$I_{SCR,rms} = \frac{I_{c,rms}}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}R_L} \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}}$$

กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่าน SCR :

$$I_{SCR,av} = \frac{I_c}{2} = \frac{E}{\sqrt{2}\pi R_L} [1 + \cos \alpha]$$

ขนาดของกระแสเฉลี่ยจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ มุม  $\alpha = 0$  นั่นคือ

$$I_{SCR,av,max} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi R_L}$$

$$\therefore \frac{I_{SCR,av}}{I_{SCR,av,max}} = \frac{1 + \cos\alpha}{2} \dots\dots\dots(8)$$

$$I_{SCR,rms,max} = \frac{E}{\sqrt{2R_L}} \dots\dots\dots(9)$$

$$\therefore \frac{I_{SCR,rms}}{I_{SCR,rms,max}} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} \dots\dots\dots(10)$$

SCR current form factor :

$$FF_{SCR} = \frac{I_{rms}}{I_{av}} = \frac{1}{1 + \cos\alpha} \cdot \sqrt{\pi \left\{ (\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right\}} \dots\dots\dots(11)$$

Load form factor :

$$FF_{Load} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{1 + \cos\alpha} \cdot \sqrt{\pi \left\{ (\pi - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right\}} \dots\dots\dots(12)$$

กำลังป้อนเข้า (Input power) =  $E \cdot I_{rms}$  : (กรณีโหลด = R)

$$P_{in} = \frac{E^2}{R_L} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} \dots\dots\dots(13)$$

กำลังจ่ายออก (Output power) =  $V_{o,rms} \cdot I_{o,rms}$  : (กรณีโหลด = R)

$$P_{o,rms} = \frac{E^2}{\pi R_L} \left[ \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right] \dots\dots\dots(14)$$

ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) คือ อัตราส่วนระหว่าง  $P_{o,rms}$  กับ  $P_{in}$  นั่นคือ

$$PF = \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} \quad (\text{กรณี load = R}) \dots\dots\dots(15)$$

โหลดริปเปิลแฟกเตอร์ (Load ripple factor)

$$RF_{Load} = \frac{\sqrt{V_{c,ms}^2 - V_c^2}}{V_c} \dots\dots\dots(16)$$

### ฮาฟคอนโทรลบริดจ์เรกติไฟเออร์กับโหลด RL

#### (Half Controlled Bridge Rectifier with RL Load)

เมื่อโหลดเป็น complex (RL load) กระแสเอาต์พุตที่ได้จะมีความต่อเนื่องในช่วงรอยต่อระหว่างครึ่งไซเคิลของสัญญาณแรงดันที่ป้อนทางด้านอินพุตของวงจร อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำนั่นเอง ในช่วงเริ่มต้นของครึ่งไซเคิล SCR<sub>1</sub> ยังคงทำงานต่อไปอีก กระแสในวงจรจะเปลี่ยนจากไหลผ่านไดโอด มาเป็นไหลผ่านไดโอด แทน ซึ่งเป็นผลของ emf จากอินดักทีฟโหลด ดังนั้นในช่วงเปลี่ยนจากครึ่งไซเคิลบวกมาเป็นครึ่งไซเคิลลบ ก่อนที่ SCR<sub>2</sub> จะถูกทริกให้นำกระแส SCR<sub>1</sub> และไดโอด D<sub>1</sub> จะทำงานในช่วงนี้ จนกระทั่ง SCR<sub>2</sub> ถูกทริกให้นำกระแส SCR<sub>1</sub> จึงจะหยุดนำกระแส โดยแหล่งจ่าย กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่าน SCR<sub>2</sub> และไดโอด D<sub>2</sub> ไปยังโหลด เราสามารถควบคุมกระแสโหลดได้โดยการควบคุมมุมทริกของ SCR แต่ละตัว

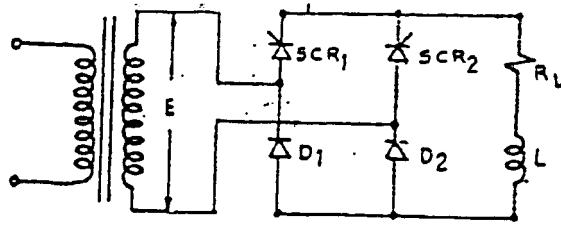
$$i_c = \frac{\sqrt{2}E}{Z} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\omega t / \tau} \right] \dots\dots\dots(17)$$

เมื่อ  $Z = [(R_L)^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$

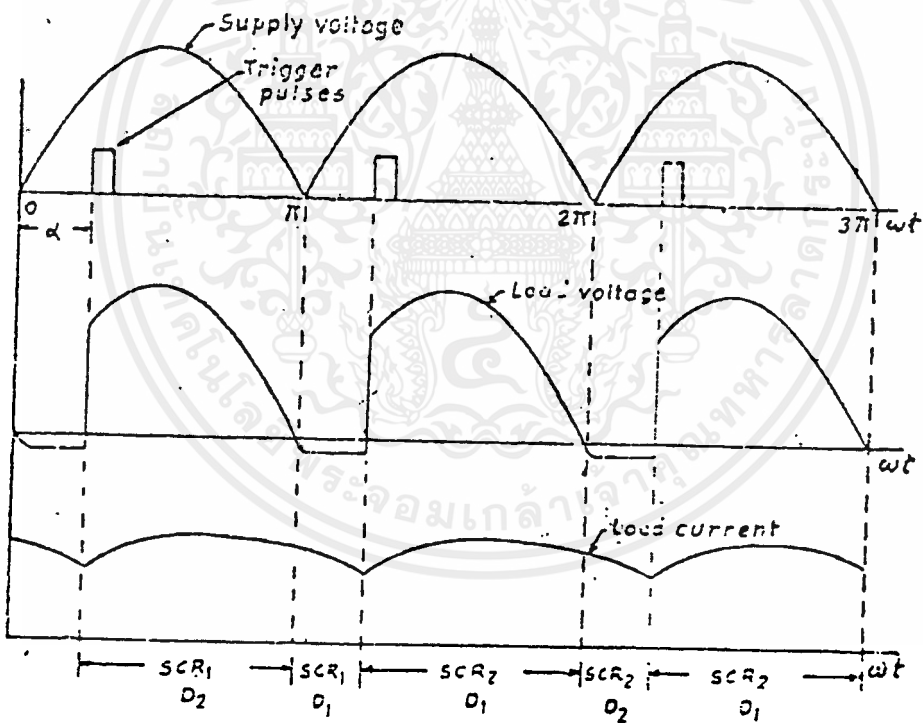
$\phi = \tan^{-1} (\omega L / R_L)$

$\alpha =$  มุมทริก SCR

สมการที่ 17 จะใช้ได้ในช่วง  $\alpha$  ถึง  $\pi$  เท่านั้น ส่วนในช่วง  $\pi$  ถึง  $\beta$  กระแสโหลดจะลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าคงตัวเวลาของโหลด (load time constant,  $L/R_L$ ) ดังรูปที่ 3.3.6



รูปที่ 3.3.4 วงจรแปลงหนึ่งเฟสแบบควบคุมครึ่งบริดจ์กับโหลด RL  
(Single-phase half-controlled bridge rectifier with RL load)



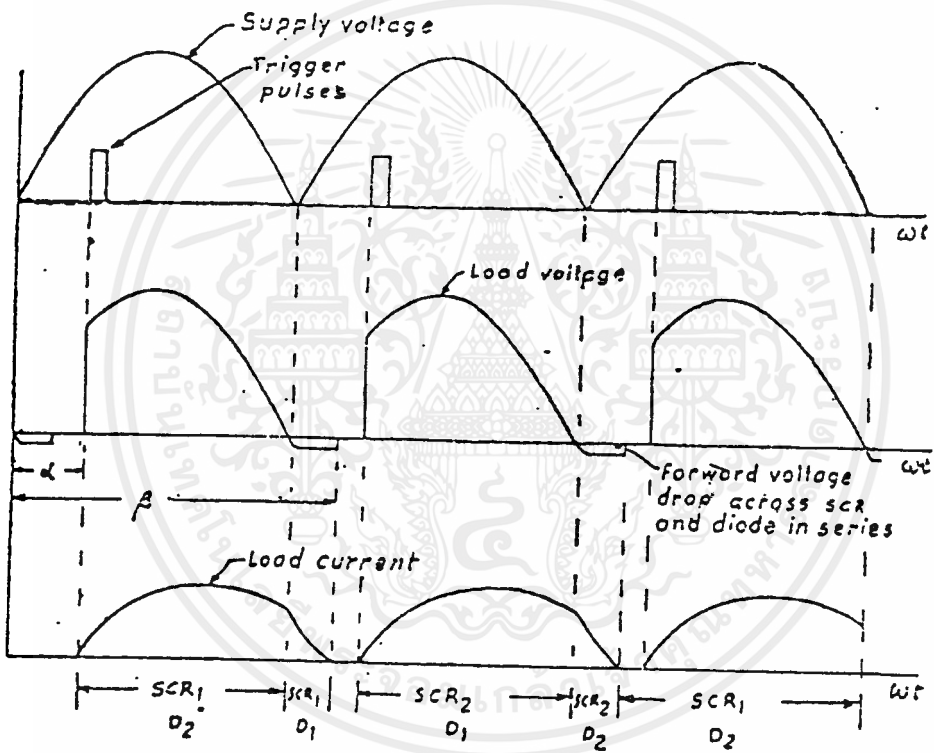
รูปที่ 3.3.5 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของวงจรในรูป 3.3.4 (กระแสต่อเนื่อง)

( Waveform of Voltage and Current in Circuit of Fig.3.3.4)

(continuous conduction)

จากรูปที่ 3.3.6 เมื่อไม่เกิดโวลเตจที่ตกคร่อมไดโอดและ SCR สามารถหาค่าแรงคั้นเอาท์ ทุกเฉลี่ย,  $V_c$  ได้จากสมการ

$$V_c = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \int_0^{\pi+\alpha} \sin(\omega t + \alpha) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} [1 + \cos\alpha] \dots\dots\dots(18)$$



รูปที่ 3.3.6 รูปคลื่นของแรงคั้น และ กระแสของวงจรในรูป 3.3.4 (กระแสไม่ต่อเนื่อง)

(Waveform of Voltage and Current in Circuit of Fig.3.3.4)

(discontinuous conduction)

กระแสโหลดเฉลี่ย,  $I_c$  :

$$I_c = \frac{V_c}{R_L} = \frac{\sqrt{2}E}{\pi R_L} (1 + \cos\alpha) \quad \dots\dots\dots(19)$$

กระแสที่ไหลผ่าน SCR แต่ละตัว เฉลี่ย :

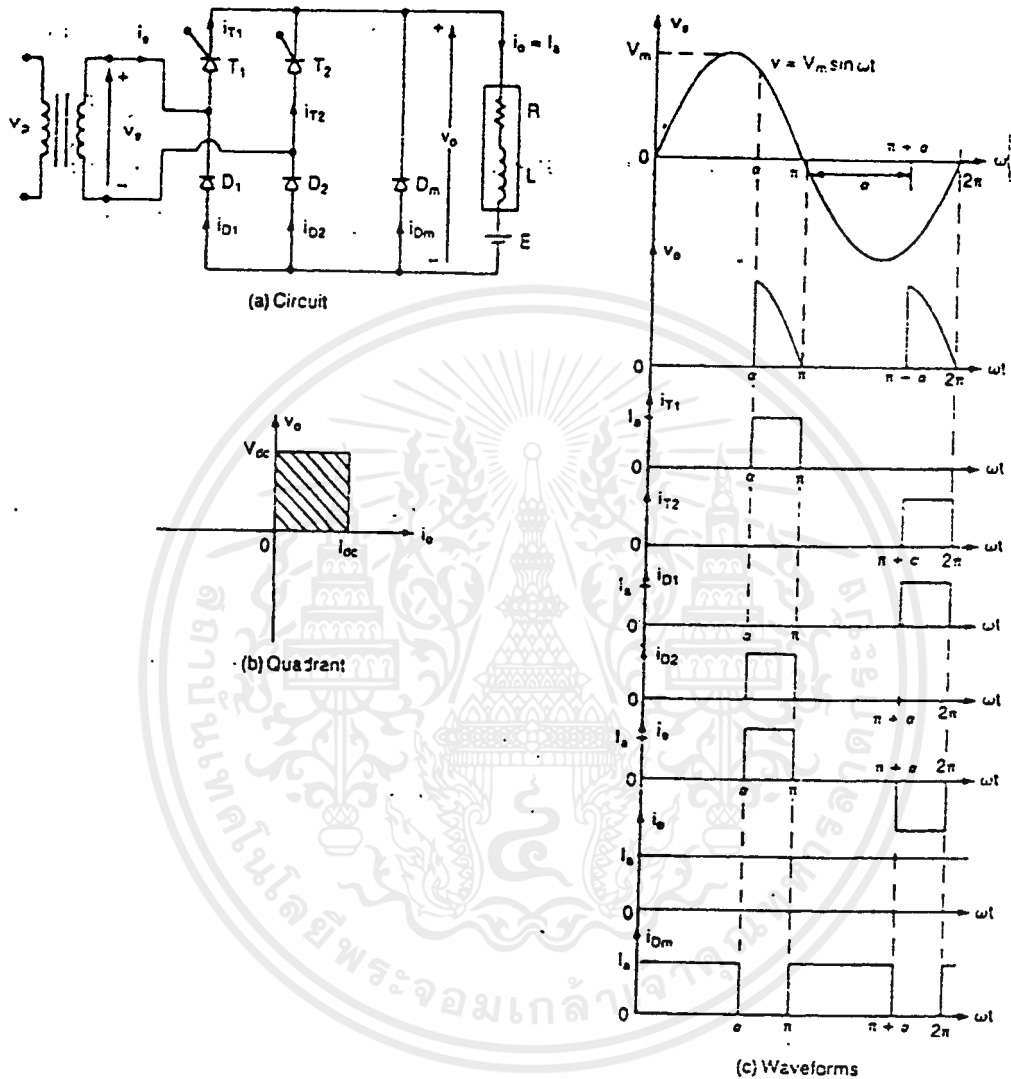
$$I_{SCR} = \frac{I_c}{2} = \frac{E}{\sqrt{2}\pi R_L} (1 + \cos\alpha) \quad \dots\dots\dots(20)$$

แรงดันโหลด อาร์ เอ็ม เอส (Rms load voltage)

$$I_{c,rms} = \sqrt{\left[ \frac{2E^2}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} \sin^2(\omega t + \alpha) d(\omega t) \right]} = E \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi}} \quad \dots\dots\dots(21)$$

ค่าฟอร์มแฟกเตอร์ของแรงดันโหลด (Form factor of the load voltage)

$$FF = \frac{V_{c,rms}}{V_c} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{(1 + \cos\alpha)} \sqrt{\pi \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin \alpha \right)} \quad \dots\dots\dots(22)$$



รูปที่ 3.3.7 Single-phase semiconverter

จากวงจรในรูปที่ 3.3.7 เป็นวงจร single-phase semiconverter ที่มีโหลดเป็นอินดักทีฟโหลด ค่าสูง ๆ สมมติว่ากระแสโหลดมีความต่อเนื่องดีและไม่มี ripple ในช่วงครึ่งไซเคิลบวก  $T_1$  จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส เมื่อ  $T_1$  ถูกทริกให้นำกระแสที่มุม  $\omega t = \alpha$  จะมีกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่าน  $T_1$  และ  $D_2$  ไปยังโหลดในช่วงคาบเวลา  $\alpha \leq \omega t \leq \pi$

ส่วนในช่วง  $\pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha)$  ซึ่งแรงดันจากแหล่งจ่ายอยู่ในช่วงครึ่งไซเคลลบไดโอด  $D_m$  จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสและนำกระแสจากโหลดอินดักทีฟที่เก็บพลังงานสะสมไว้ในตอนแรกทำให้กระแสไหลมีความต่อเนื่องในช่วงรอยต่อระหว่างครึ่งไซเคลล บวกและลบ กระแสไหลจะเปลี่ยนจากไหลผ่าน  $T_1$  และ  $D_2$  มาเป็นไหลผ่าน  $D_m$  แทน ส่วน  $T_1$  และ  $D_2$  จะ turned-off โดยแหล่งจ่าย ในช่วงครึ่งไซเคลลบ  $T_2$  จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสและเมื่อ  $T_2$  ถูกทริกให้นำกระแสที่มุม  $\omega t = \pi + \alpha$  ไดโอด  $D_m$  จะถูกไบแอสกลับทันทีและหยุดนำกระแส กระแสจากแหล่งจะไหลผ่าน  $T_1$  และ  $D_2$  ไปยังโหลดครบรอบการทำงาน จะเห็นว่าทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าอยู่ในช่วงบวกทั้งคู่ ดังรูปที่ 3.3.7 (ข) ส่วนในรูปที่ 3.3.7 (ค) จะแสดง รูปสัญญาณ ต่าง ๆ จากวงจรในรูปที่ 3.3.7 (ก)

ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยสามารถหาได้จาก

$$V_c = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \dots\dots\dots(23)$$

ขนาดของ  $V_c$  จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงจาก  $2V_m/\pi$  ไปเป็น 0 เมื่อมุม  $\alpha$  เปลี่ยนจาก 0 ถึง  $\pi$  ตามลำดับ ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยสูงสุดจะมีค่า  $V_{c,max} = 2V_m/\pi$  และค่าแรงดันเอาต์พุตปกติเฉลี่ย (normalized average output voltage) มีค่าเป็น

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha) \dots\dots\dots(24)$$

ค่าแรงดันอาร์ เอ็ม เอส (rms output voltage)สามารถหาได้จาก

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)} \dots\dots\dots(25)$$

ในทางปฏิบัติโหลดจะมีค่าความเหนี่ยวนำที่จำกัดแน่นอนค่าหนึ่ง ดังนั้นกระแสโหลดจะขึ้นอยู่กับค่าความต้าน R และค่าความเหนี่ยวนำ L ของโหลด การทำงานของวงจร converter จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะ ดังนี้

**Mode 1 :** เมื่อ  $0 \leq \omega t \leq \pi$  ในช่วงนี้ไดโอดวงจรกระแส  $D_m$  จะนำกระแส ค่ากระแสโหลดใน mode 1,  $i_{L1}$  จะหาได้ดังนี้

จาก KVL จะได้ว่า

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + R i_{L1} + E = 0$$

โดยกำหนดให้เงื่อนไขเริ่มต้นในสภาวะคงตัว (steady state)  $i_{L1}(\omega t = 0) = I_{L0}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$i_{L1} = I_{L0} \cdot e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad \text{สำหรับ } i_{L1} \geq 0 \dots\dots\dots(26)$$

และที่  $\omega t = \alpha$  กระแสโหลดจะมีค่าเข้าใกล้  $I_{L1}$  (คงที่) นั่นคือ

$$I_{L1} = i_{L1}(\omega t = \alpha) = I_{L0} \cdot e^{-(R/L)(\alpha/\omega)} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)(\alpha/\omega)}) \quad \text{สำหรับ } I_{L1} \geq 0 \dots\dots\dots(27)$$

**Mode 2 :** เมื่อ  $\alpha \leq \omega t \leq \pi$  ไทริสเตอร์  $T_1$  นำกระแส ถ้า  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$  เป็นแรงดันจากแหล่งจ่ายทางด้านอินพุท กระแสโหลด  $i_{L2}$  ในช่วง mode 2 นี้สามารถหาได้จาก

KVL ;

$$L \frac{di_{L2}}{dt} + R i_{L2} + E = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$$

ทำการแก้สมการแล้วจะได้ว่า

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) + A_1 \cdot e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} \quad \text{สำหรับ } i_{L2} \geq 0 \dots\dots\dots(28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } Z &= [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} \\ \theta &= \tan^{-1} \left( \frac{\omega L}{R} \right) \end{aligned}$$

ค่าคงที่  $A_1$  สามารถหาได้จากเงื่อนไขเริ่มต้น : ที่  $\omega t = \alpha, i_{L2} = I_{L1}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$A_1 = \left( I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right) e^{(R/L)(\alpha/\omega)}$$

แทนค่า  $A_1$  ลงในสมการที่ 28 จะได้

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left( I_{L1} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \quad \text{สำหรับ } i_{L2} \geq 0 \dots (29)$$

ที่  $\omega t = \pi$  ในเงื่อนไขที่สถานะคงตัว (steady state condition) :

$I_{L2}(\omega t = \pi) = I_{L0}$  และจากสมการที่ 26 เราจะได้ค่า  $I_{L0}$  เป็น

$$I_{L0} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \cdot \frac{(\sin(\pi - \theta) - \sin(\alpha - \theta)) e^{(R/L)(\alpha - \pi/\omega)}}{1 + e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{สำหรับ } I_{L0} \geq 0 \text{ and } \theta \leq \alpha \leq \pi \dots (30)$$

จากสมการที่ 29 สามารถหาค่าต่าง ๆ ที่ต้องการได้ดังนี้

กระแส อาร์ เอ็ม เอส ของไทรสเตอร์ (Rms current of a thyristor)

$$I_R = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเฉลี่ยของไทรสเตอร์ (Average current of a thyristor)

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} d(\omega t)$$

จากสมการที่ 26 และสมการที่ 29 จะได้

กระแส อาร์ เอ็ม เอส เอาท์พุท (Rms output current)

$$I_{rms} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1}^2 d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

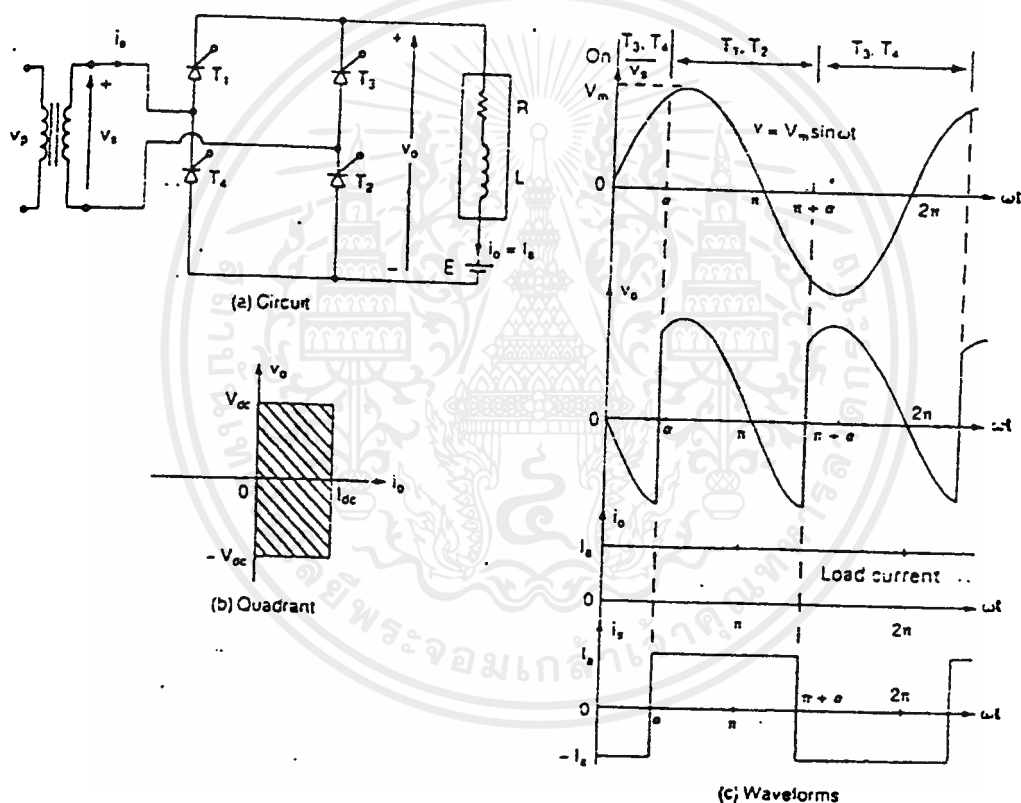
กระแสเฉลี่ย เอาท์พุท (Average output current)

$$I_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\alpha} i_{L1} d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{L2} d(\omega t)$$

### วงจรแปลงแบบเต็มหนึ่งเฟส (Single-phase Full converters)

วงจร วงจรแปลงแบบเต็มหนึ่งเฟส (Single-phase Full converter) แสดงดังรูปที่ 3.3.8 (ก) ซึ่งมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำค่ามาก ๆ ดังนั้นกระแสโหลดจะมีความต่อเนื่องและไม่มี ripple การทำงานของวงจรในช่วงครึ่งไซเคิลบวก ไทรสเตอร์  $T_1$  และ  $T_2$  จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส เมื่อไทรสเตอร์ทั้งสองถูกทริกให้นำกระแสพร้อมกันที่มุม  $\omega = \alpha$  กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่าน  $T_1$  และ  $T_2$  ไปยังโหลด แต่เนื่องจากโหลดเป็นอินдукทีฟโหลดที่สามารถเก็บสะสมพลังงานได้ ไทรสเตอร์  $T_1$  และ  $T_2$  จึงยังคงนำกระแสต่อไปในช่วง  $\pi \leq \omega \leq \pi + \alpha$  ในช่วงครึ่งไซเคิลลบต่อมาตั้งแต่  $\pi$  ถึง  $2\pi$  ไทรสเตอร์  $T_3$  และ  $T_4$  จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส ทำนองเดียวกันเมื่อทำการทริกให้  $T_3$  และ  $T_4$  นำกระแสพร้อม ๆ กันที่มุม  $\omega = \pi + \alpha$  ไทรสเตอร์  $T_1$  และ  $T_2$  จะถูกรีเวิร์สไบอัสทันที ทำให้  $T_1$  และ  $T_2$  turned-off โดยแหล่งจ่าย (line or natural

commutation) กระแสไหลจะเปลี่ยนจากไหลผ่าน  $T_1$  และ  $T_2$  มาเป็นไหลผ่าน  $T_3$  และ  $T_4$  แทน รูปที่ 3.3.8 (ข) แสดงขอบเขตการทำงานของวงจร ส่วนในรูปที่ 3.3.8 (ค) แสดง รูปสัญญาณ ของวงจรในรูปที่ 3.3.8 (ก)



รูปที่ 3.3.8 วงจรแปลงแบบเต็มหนึ่งเฟส (Single-phase Full converter)

จาก รูปคลื่นของสัญญาณ จะเห็นว่าในช่วง  $\alpha$  ถึง  $\pi$  แรงดันอินพุท,  $V$ , และ กระแสอินพุท,  $i$ , มีค่าเป็นบวก ดังนั้นพลังงานจะถ่ายเทจากแหล่งจ่าย ไปยังโหลด วงจร จะทำงานในลักษณะของ เรกติไฟเออร์

(rectification mode) ส่วนในช่วง  $\pi$  ถึง  $\pi-\alpha$  แรงดันอินพุต,  $V_s$  มีค่าเป็นลบ กระแสอินพุต,  $i_s$  มีค่าเป็นบวก การถ่ายเทพลังงานจะเกิดการไหลย้อนกลับจากโหลดไปสู่แหล่งจ่ายแทน ( $P = VI$ ) ในช่วงนี้วงจรจะทำงานในลักษณะของอินเวอร์เตอร์ (inversion mode) ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned}
 V_{do} &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t \, d(\omega t) \\
 &= \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \dots\dots\dots(31)
 \end{aligned}$$

จะได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย สูงสุด :  $V_{dm} = 2V_m / \pi$   
 ดังนั้น ค่าแรงดันเอาต์พุตปกติเฉลี่ย (the normalized average output voltage) :

$$V_a = \frac{V_{do}}{V_{dm}} = \cos \alpha \dots\dots\dots(32)$$

แรงดันเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส หาได้จาก

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s \dots\dots\dots(33)
 \end{aligned}$$

**วงจรแปลงแบบเต็มหนึ่งเฟส กับโหลด RL**

**(Single-phase Full converter with RL Load)**

เมื่อ โหลดเป็นความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ การทำงานของวงจรในรูปที่ 3.3.8 (ก) จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ โหมด 1 เมื่อ  $T_1$  และ  $T_2$  นำกระแส และ โหมด 2 เมื่อ  $T_3$  และ  $T_4$  นำกระแส แต่ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้ในแต่ละโหลดจะมีลักษณะเหมือนกัน ในที่นี้จึงขออธิบายการทำงานเพียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดเดียวเพื่อความเข้าใจในการหาค่ากระแสเอาต์พุต,  $i_L$

Mode 1 : เมื่อ  $\alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$  , แรงดันอินพุต  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$  , ด้วยเงื่อนไขเริ่มต้นที่  $\omega t = \alpha$  ,  $i_L = I_{L0}$  จากสมการที่ 28 และสมการที่ 29 จะได้ว่า

$$i_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + \left( I_{L0} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) \right) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)} \quad \text{สำหรับ } i_{L0} \geq 0 \quad \dots\dots(34)$$

ที่  $\omega t = \pi + \alpha$  ในเงื่อนไขที่สภาวะคงตัว (steady-state condition)  $i_L(\omega t = \pi + \alpha) = I_{L1} = I_{L0}$  และจากสมการที่ 34 สามารถหาค่า  $I_{L0}$  ได้

$$I_{L0} = I_{L1} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \cdot \frac{(-\sin(\pi - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot e^{-(R/L)(\pi/\omega)})}{1 - e^{-(R/L)(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{สำหรับ } I_{L0} \geq 0 \quad \dots\dots(35)$$

ค่ากระแส อาร์ เอ็ม เอส ที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ สามารถหาได้จากสมการที่ 34 โดยที่

$$I_R = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

ค่ากระแสเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส สามารถหาได้จาก :

$$I_{rms} = (I_R^2 + I_R^2)^{1/2} = \sqrt{2} I_R$$

กระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์เฉลี่ย

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L d(\omega t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเอาต์พุตเฉลี่ย :

$$I_{o} = I_A + I_A = 2I_A$$

**อุปกรณ์การทดลอง**

- |                                     |           |
|-------------------------------------|-----------|
| 1. ชุดทดลองอิเล็กทรอนิกส์กำลัง      | 1 ชุด     |
| 2. ชุดขั้วนำเกต                     | 1 ชุด     |
| 3. เครื่องปรับแรงดันไฟสลับ 1-phase  | 1 ตัว     |
| 4. ออสซิลโลสโคป                     | 1 เครื่อง |
| 5. สาย Probe (x10)                  | 2 เส้น    |
| 6. สายไฟ                            | 20 เส้น   |
| 7. กระดาษกราฟสำหรับบันทึกผลการทดลอง |           |

**การทดลอง**

1. Single-phase semiconverters

1.1 ตัวอย่างรูปที่ 3.3.9

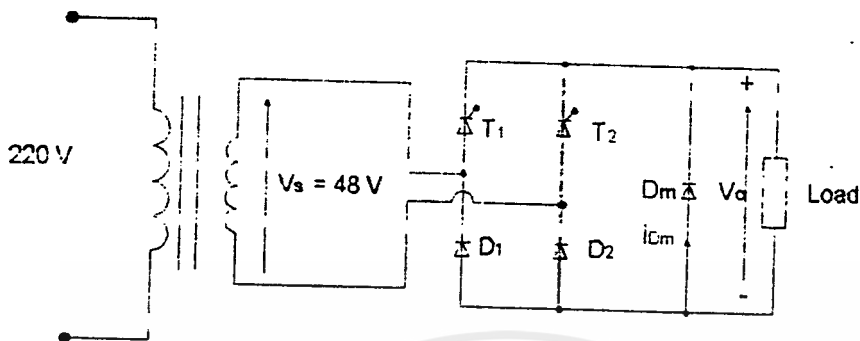
1.2 ปรับ variac ไปที่ 50 V.

1.3 วัดสัญญาณ  $i_{T1}$  ด้วย CH1 และ  $I_o$  ด้วย CH2 บันทึกรูปสัญญาณที่วัดได้พร้อมทั้งเขียนบอกมาด้วยว่ารูปไหนคือสัญญาณอะไร มีอัตราส่วน volt/div, time/div เป็นเท่าใด (การวัดสัญญาณกระแสให้วัดสัญญาณ แรงดันคร่อมความต้านทานค่าต่ำ ๆ แทนโดยใช้ค่าต้านทาน  $0.1 \Omega/10W$ . ที่มีอยู่ในแผงชุดทดลอง)

1.4 วัดสัญญาณ  $i_{Dm}$  ด้วย CH1 และ  $V_o$  ด้วย CH2 บันทึกรูปสัญญาณที่วัดได้ พร้อมทั้งเขียนบอกมาด้วยว่ารูปไหนคือสัญญาณอะไร มีอัตราส่วน volt/div, time/div เป็นเท่าใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

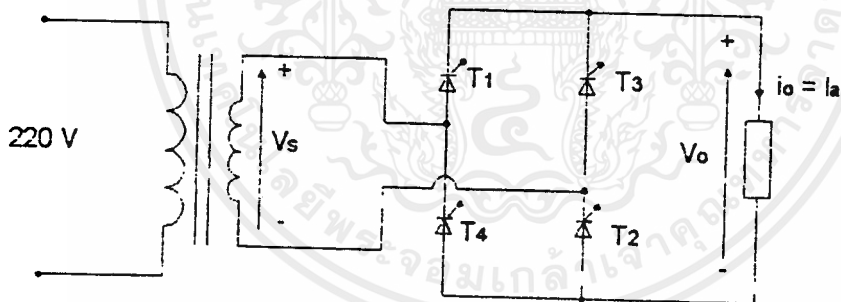
1.5 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง



รูปที่ 3.3.9 วงจร Single-phase semiconverters

2. วงจรควบคุมเต็มคลื่นหนึ่งเฟส (Single-phase full converters)

2.1 ตัวอย่างวงจรดังรูปที่ 3.3.10



รูปที่ 3.3.10 วงจร Single-phase full converters

2.2 ปรับ variac ไปที่ 50 V.

2.3 วัดสัญญาณ  $V_o$  ที่ CH1 และ  $I_o$  ที่ CH2 บันทึกรูปสัญญาณที่วัดได้อย่างละเอียด

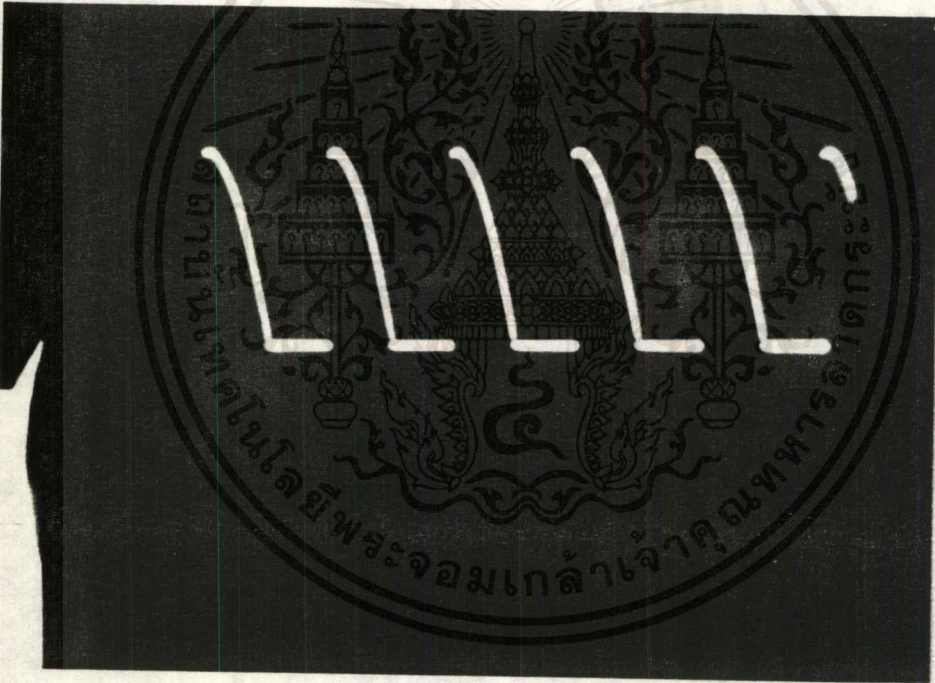
2.4 วัดสัญญาณ  $i_{T1}$  ที่ CH1 และ  $i_o$  ที่ CH2 บันทึกรูปสัญญาณที่วัดได้ พร้อมทั้งเขียนบอกมาด้วยว่ารูปไหน คือ สัญญาณอะไร มีอัตราส่วน

volt/div, time/div เป็น เท่าใด ( การวัดสัญญาณ กระแส ให้วัดสัญญาณแรงดัน  
 คร่อมความต้านทานค่าต่ำ ๆ แทนโดยใช้ค่าความต้านทาน  $0.1 \Omega/10W$  ที่มีอยู่  
 ในแผงชุดทดลอง)

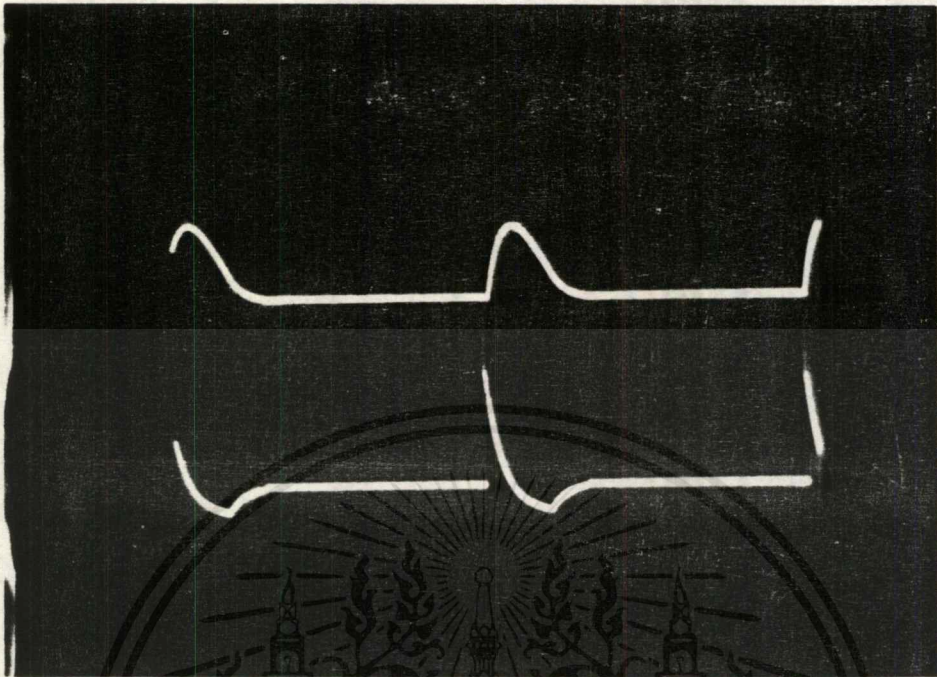
### ผลการทดลอง

1. single phase semiconverter

รูปแสดงผลการทดลอง



รูปที่ 3.3.11 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  เมื่อโหลดเป็น R  
 ( CH1 = 20 V/div , T = 5 ms/div )



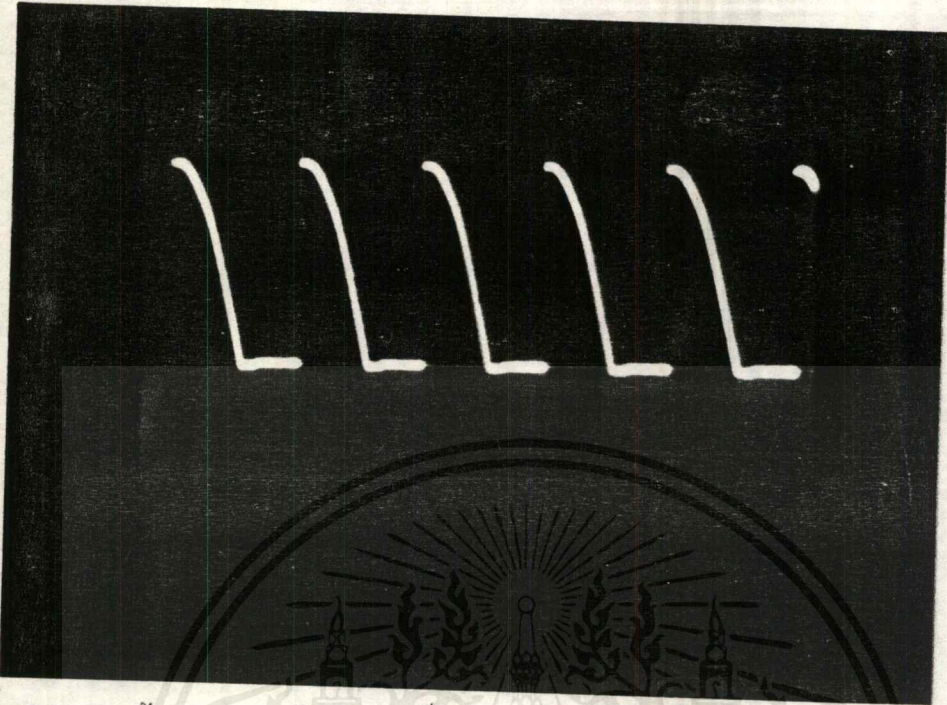
รูปที่ 3.3.12 สัญญาณแรงดัน VR และ แรงดัน VL เมื่อโหลดเป็น RL.  
( CH1 = 20 V/div , CH2 = 20 V/div , T = 5 ms/div )

#### สรุปผลการทดลองวงจร single-phase semiconverter

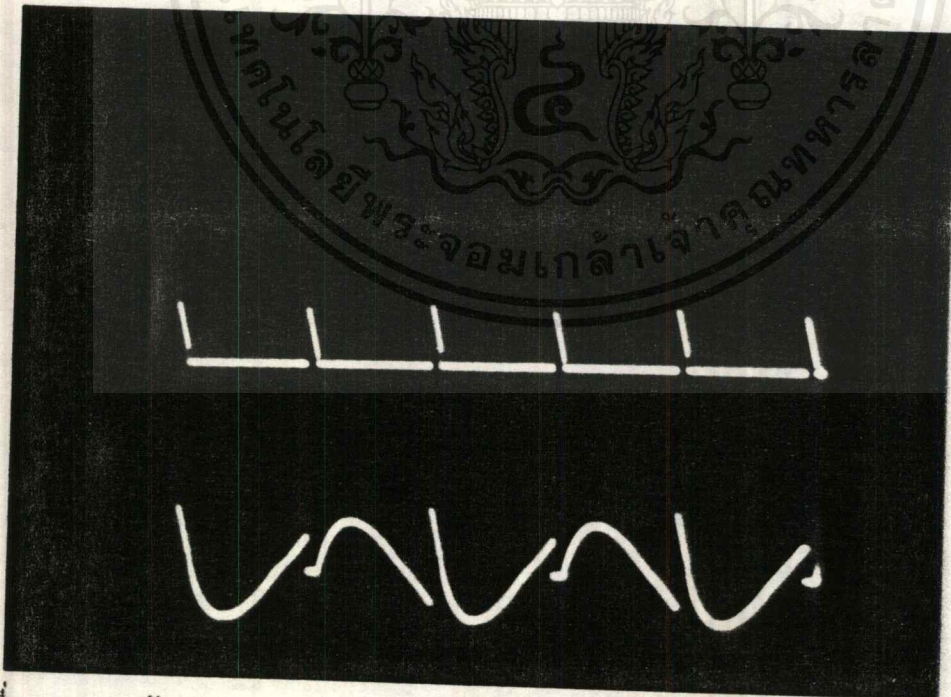
เมื่อต่อโหลดเป็น R สัญญาณแรงดัน  $V_o$  ที่ได้จะมีแต่ช่วงบวกเท่านั้น ส่วนสัญญาณกระแส  $I_{dm}$  จะเป็นศูนย์แต่สัญญาณ  $i_T$  จะมีทั้งบวกและลบ และ เมื่อทำการต่อโหลดเป็น RL สัญญาณ  $V_o$  ที่ได้ก็จะมีแต่ช่วงบวกเช่นกัน และสัญญาณกระแส  $i_{dm}$  ที่วัดได้จะไม่เป็นศูนย์เนื่องจากผลของ L ที่ทำให้กระแสยังคงมีการไหลอยู่ และจากการต่อไดโอดวนกระแส สัญญาณ  $V_o$  จึงไม่มีช่วงลบ ในส่วนของสัญญาณ  $i_{T1}$  ก็เหมือนเดิมเปลี่ยนแปลงเฉพาะขนาดเท่านั้น จะเห็นว่าผลของโหลดที่ L นั้น จะมีการไหลของกระแส  $i_{dm}$  ขึ้น นั่นคือถ้าเราไม่ต่อไดโอดวนกระแส จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าลบด้วยแต่สำหรับในกรณีที่โหลดเป็น R เพียงอย่างเดียวมันไม่จำเป็นต้องต่อไดโอดดังกล่าวนี้เนื่องจากการไม่มีการไหลของ  $i_{dm}$

## 2. single phase fullconverter

รูปแสดงผลการทดลอง

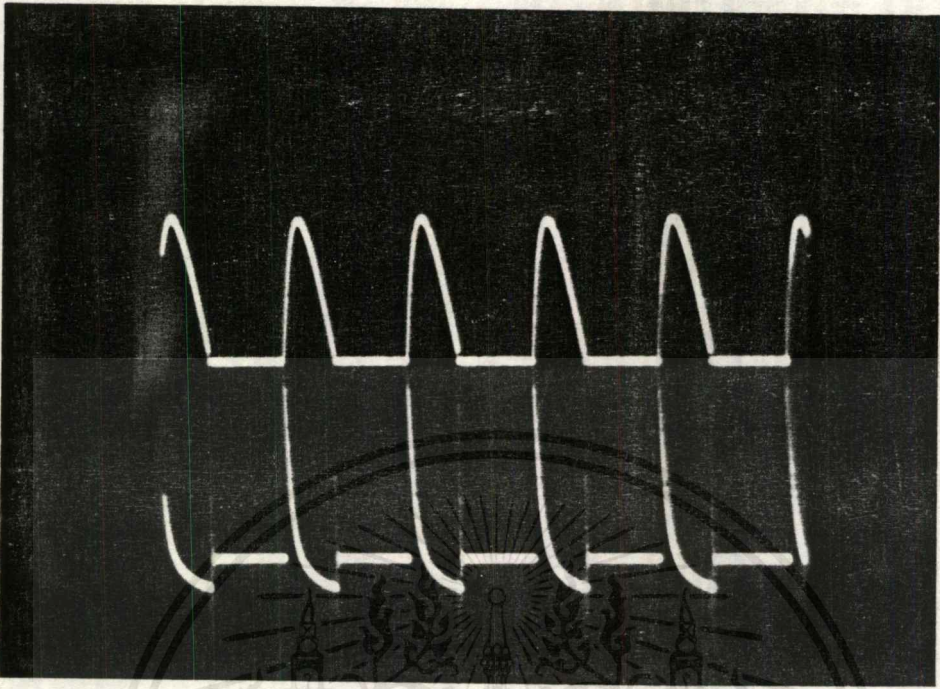


รูปที่ 3.3.13 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  เมื่อโหลดเป็น R  
( CH1 = 20 V/div , T = 5 ms/div )

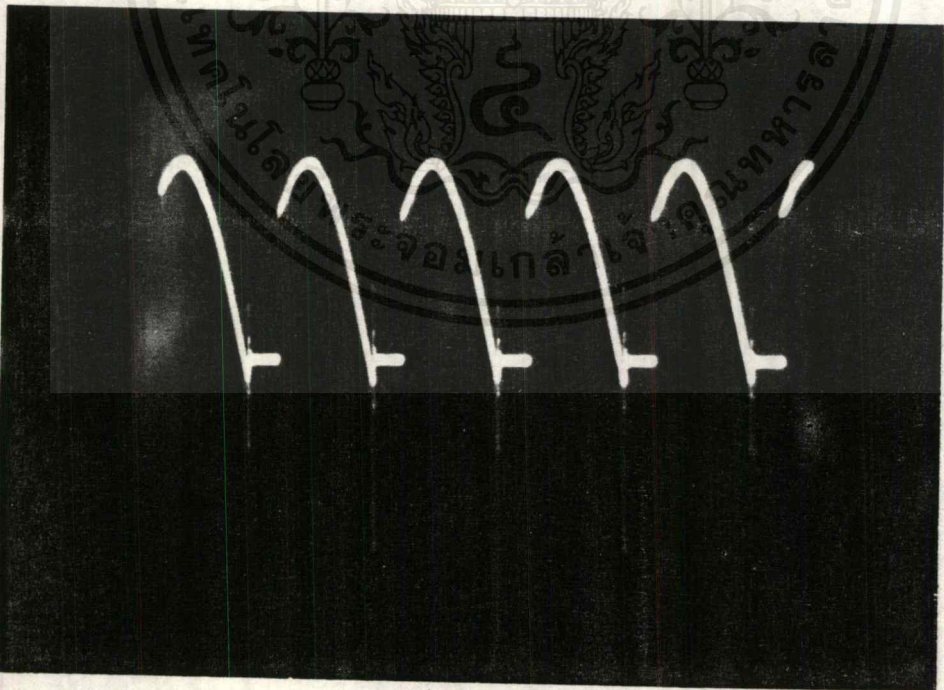


รูปที่ 3.3.14 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และ แรงดัน  $V_{T2}$  เมื่อโหลดเป็น R  
( CH1 = 20 V/div , CH2 = 20 V/div , T = 5 ms/div )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3.15 สัญญาณแรงดัน  $V_R$  (หรือ  $I_o = V_R / R$ ) และ แรงดัน  $V_L$  เมื่อโหลดเป็น RL  
( CH1 = 20 V/div , CH2 = 20 V/div , T = 5 ms/div )



รูปที่ 3.3.16 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  เมื่อโหลดเป็น RL  
( CH1 = 20 V/div , T = 5 ms/div )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สรุปผลการทดลองวงจร Single-phase full converter

เมื่อโหลดเป็น R เพียงอย่างเดียว สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และ สัญญาณกระแส  $i_o$  ก็จะมีเฉพาะช่วงบวกเท่านั้น ส่วนสัญญาณกระแส  $i_{T1}$  จะมีทั้งบวกและลบ และเมื่อโหลดเปลี่ยนเป็น RL สัญญาณแรงดัน  $V_o$  จะมีช่วงลบเพิ่มขึ้นมาด้วย เนื่องจากผลของ L ที่ทำให้ยังคงมีการไหลของกระแสอยู่ จึงทำให้ตัวเอส ซี อาร์ ยังคงทำงานต่อสัญญาณกระแส  $i_o$  จะมีแค่ช่วงบวก และ สัญญาณ  $i_{T1}$  ก็จะมีลักษณะเหมือนเดิมไม่เปลี่ยนแปลง ( เปลี่ยนเฉพาะขนาดเท่านั้น ) จะเห็นว่าเมื่อโหลดที่นำมาต่อมีค่า L รวมอยู่ จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าลบด้วย ถ้าเราไม่ต้องการช่วงลบนี้สามารถทำได้โดยการต่อไดโอดวนกระแส ซึ่งผลที่ได้ก็จะเหมือนกันกับผลการทดลองของวงจร single-phase semiconverter ที่โหลดเป็น RL โดยแตกต่างกันตรงที่ใช้ตัว เอส ซี อาร์ เพียงสองตัวเท่านั้น ดังนั้น ในการนำไปใช้งานด้านต่าง ๆ ถ้าคำนึงราคาแบบ single-phase semiconverter จะมีค่าใช้จ่ายต่ำกว่า ( กรณีที่ต้องการแรงดันคร่อมโหลดเป็นบวกเพียงอย่างเดียว ) แต่ถ้าเป็นกรณีที่ต้องการควบคุมแรงดันทั้งบวกและลบแบบ single-phase semiconverter จะไม่สามารถทำได้ จะต้องใช้แบบ single-phase fullconverter

### 3.4 การทดลองที่ 4 เอ ซี โวลต์เตจคอนโทรลเลอร์ (ac voltage controllers)

#### จุดประสงค์

- เพื่อศึกษาหลักการควบคุมแรงดันด้วย วิธีควบคุมเฟส (phase controlled)
- เพื่อศึกษาหลักการทำงาน และ เปรียบเทียบข้อดี - ข้อเสียของวงจรถูกควบคุมแรงดัน  
ไครเร็กชันแนลคอนโทรลเลอร์ (Unidirectional controller) และ วงจรถูกควบคุมแรงดัน  
ไบไดเร็กชันแนลคอนโทรลเลอร์ (Bidirectional controller)
- เพื่อให้สามารถคำนวณหาค่าต่าง ๆ จากวงจรได้

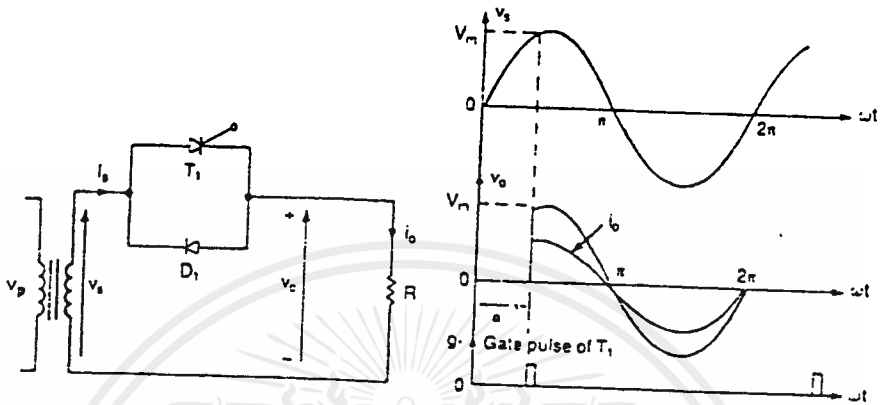
#### ทฤษฎี

เอ ซี โวลต์เตจคอนโทรลเลอร์ (ac voltage controller) คือ การควบคุมการถ่ายเทพลังงาน (power flow) จากแหล่งจ่ายไปยังโหลดโดยการควบคุมขนาดของแรงดันไฟสลับจากแหล่งจ่ายที่ถ่ายเทสู่โหลด ซึ่งมีความสำคัญมาก ในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม ปกติที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 วิธีคือ

1. On-off control
2. Phase-angle control

#### หลักการควบคุมเฟส (PRINCIPLE OF PHASE CONTROL)

หลักการควบคุมเฟส (phase control) สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 3.4.1 การถ่ายเทพลังงานสู่โหลดจะถูกควบคุมโดยมุมทริกของไทรสเตอร์  $T_1$  (มุม  $\alpha$ ) รูปสัญญาณ ที่ได้แสดงในรูปที่ 3.4.1b จะเห็นว่า การควบคุมจะอยู่ในช่วงครึ่งไซเคลบวคของแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังนั้น จึงเรียกการควบคุมชนิดนี้ว่า “Unidirectional Controller”



(a) รูปวงจร

(b) รูปสัญญาณ

รูปที่ 1 การควบคุมหนึ่งเฟส (Single-phase angle control)

ค่า แรงดันเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส (rms output voltage) สามารถหาได้จาก :

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} 2V_s^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right]}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( 2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \dots\dots\dots(1)$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (The average value of output voltage)

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi} (\cos \alpha - 1) \dots\dots\dots(2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( 2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \dots\dots\dots(3)$$

### วงจรควบคุมหนึ่งเฟส แบบ ไบไดเรกชันแนล

( SINGLE-PHASE BIDIRECTIONAL CONTROLLERS WITH RESISTIVE LOAD )

วงจร ควบคุมเต็มคลื่นหนึ่งเฟส (Single-phase full-wave controller) แสดงในรูปที่ 3.4.2 ในช่วงครึ่งไซเคิลบวกการถ่ายเทพลังงานจะ ถูกควบคุมโดย มุมทริกของไทรสเตอร์  $T_1$  (มุม  $\alpha$ ) และในช่วงครึ่งไซเคิลลบจะถูกควบคุมโดย มุมทริกของไทรสเตอร์  $T_2$  (ที่มุม  $\pi + \alpha$ ) ซึ่งช่วงห่างระหว่างมุมทริกของ  $T_1$  และ  $T_2$  จะมีค่าเป็น  $180^\circ$  สัญญาณ รูปสัญญาณ ที่ได้แสดงในรูปที่ 3.4.2b ที่มุม  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  ค่าแรงดันเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส (rms output voltage) สามารถหาได้จากสมการ

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \dots\dots\dots(4)$$

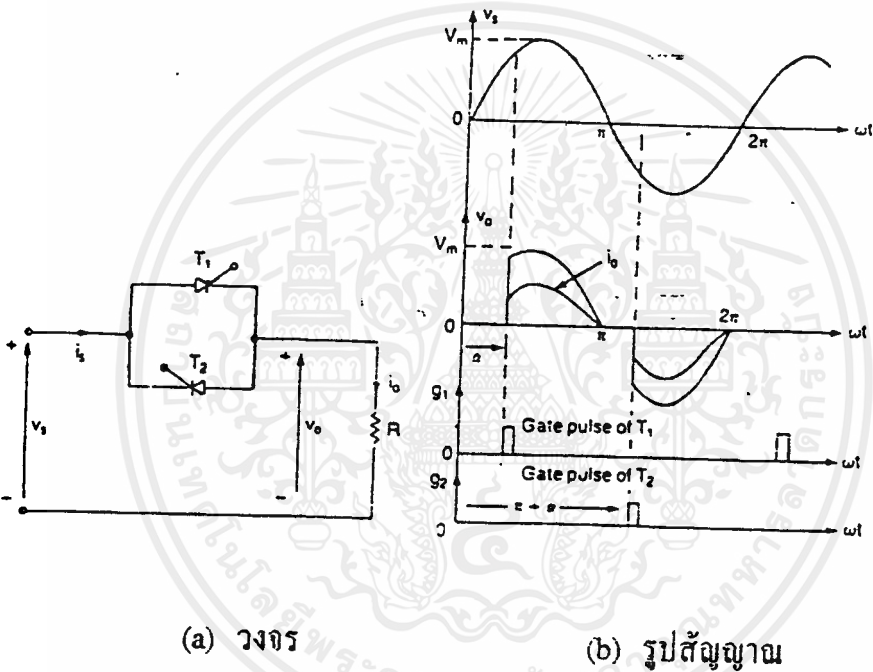
$$PF = \frac{V_o}{V_s} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \dots\dots\dots(5)$$

แรงดันเฉลี่ยของ ไท ริส เตอร์ (The average thyristor current )

$$I_A = \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi R} (\cos \alpha + 1) \dots\dots\dots(6)$$

ค่ากระแส อาร์ เอ็ม เอส ของ ไท ริส เตอร์ (The rms value of the thyristor current)

$$I_R = \frac{V_s}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \dots\dots\dots(7)$$



รูปที่ 3.4.2 วงจร Single-phase full-wave controller

วงจรควบคุมหนึ่งเฟส กับ โหลดRL

( SINGLE-PHASE CONTROLLERS WITH INDUCTIVE LOAD )

ในกรณีที่โหลดเป็น RL โหลด ดังแสดงในรูปที่ 3.4.3 ในช่วงครึ่งไซเคิลบวก  $T_1$  จะนำกระแสตามปกติ แต่เนื่องจากผลของค่าอินดักแตนซ์ในวงจรทำให้กระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์  $T_1$  ไม่เป็นศูนย์ที่มุม  $\omega t = \pi$  เมื่อค่าแรงดันอินพุทเริ่มเข้าสู่ช่วงลบ ทำให้ ยังคงนำกระแสต่อเนื่องไปจนกระทั่ง กระแส  $i_1$

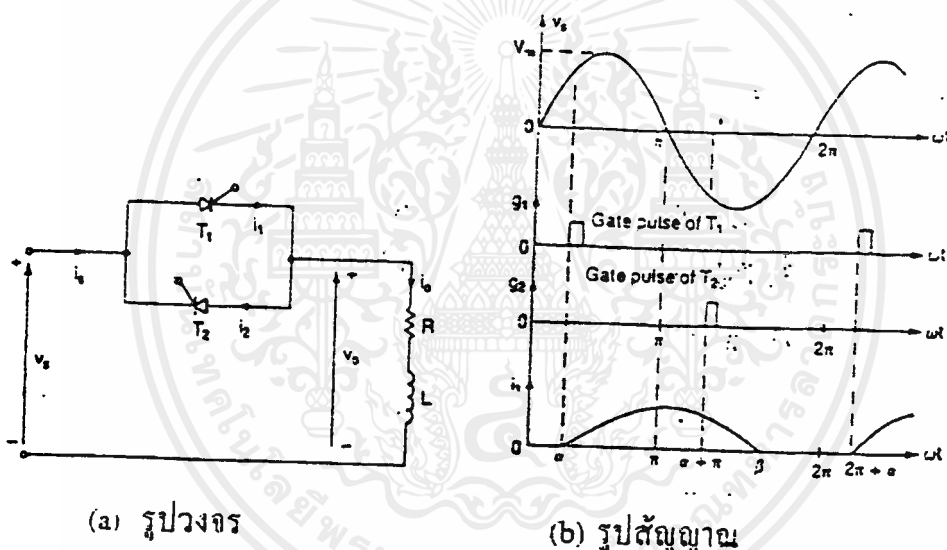
มีค่าเป็นศูนย์ที่มุม  $\omega t = \beta$  ดังนั้นไทรสเตอร์ จะนำกระแสในช่วงมุม  $\delta = \beta - \alpha$  ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่ามุม  $\alpha$  และ ค่ามุมเฟาเวอร์เทคเตอร์ ของ โหลด (มุม  $\theta$ ) รูปสัญญาณ ที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.4.3 b ค่ากระแส  $i_t$  สามารถหาได้จากสมการ

$$i_t = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \left[ \sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega} - t\right)} \right] \dots\dots\dots(8)$$

เมื่อ

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$= \tan^{-1} (\omega L/R)$$



รูปที่ 3.4.3 วงจรควบคุมหนึ่งเฟส แบบ เต็มคลื่น กับ โหลด RL  
(Single-phase full-wave controller with RL load)

แรงดันเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส (The rms output voltage)

$$V_o = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right)} \dots\dots\dots(9)$$

กระแส อาร์ เอ็ม เอส ของ ไทริสโตร์ (rms thyristor current)

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1^2 d(\omega t)}$$

$$= \frac{V_s}{Z} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left[ \sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{(R/L)[(\alpha/\omega) - t]} \right]^2 d(\omega t)} \dots\dots\dots(10)$$

กระแสเอาต์พุต อาร์ เอ็ม เอส (The rms output current)

$$I_o = \sqrt{I_R^2 + I_R^2} = \sqrt{2} I_R \dots\dots\dots(11)$$

### อุปกรณ์การทดลอง

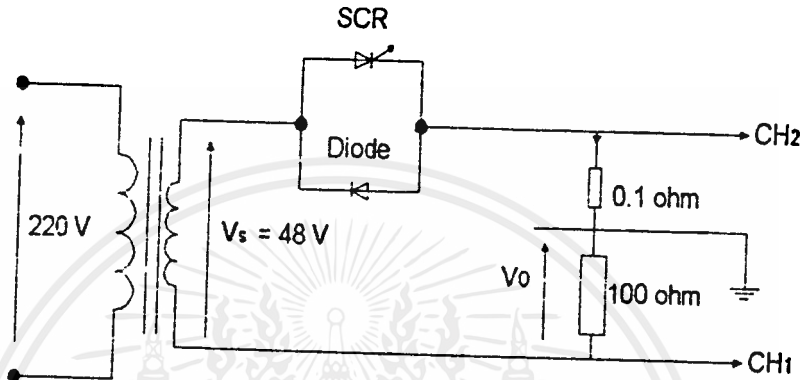
- |                                     |           |
|-------------------------------------|-----------|
| 1. ชุดทดลองอิเล็กทรอนิกส์กำลัง      | 1 ชุด     |
| 2. ชุดขั้วนำเกต                     | 1 ชุด     |
| 3. VARIAC 1-phase                   | 1 ตัว     |
| 4. ออสซิลโลสโคป                     | 1 เครื่อง |
| 5. สาย Probe (x10)                  | 2 เส้น    |
| 6. สายไฟ                            | 20 เส้น   |
| 7. กระดาษกราฟสำหรับบันทึกผลการทดลอง |           |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทดลอง

### 1. Unidirectional controller

#### 1.1 ต่อวงจรดังรูปที่ 3.4.4



รูปที่ 3.4.4 วงจรการทดลอง unidirectional controller

1.2 ใช้ CH1 วัดสัญญาณ  $V_o$  ที่คร่อมโหลด และใช้ CH2 วัดสัญญาณ  $i_o$  ที่ไหลผ่านโหลด (ใช้วิธีวัดสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $0.1 \Omega$  แทน) เพื่อเปรียบเทียบกัน บันทึกรูปสัญญาณที่ได้

1.3 ทำการปรับมุมทริก SCR ไปที่ค่ามุมต่าง ๆ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณที่ได้

1.4 สรุปผลการทดลอง

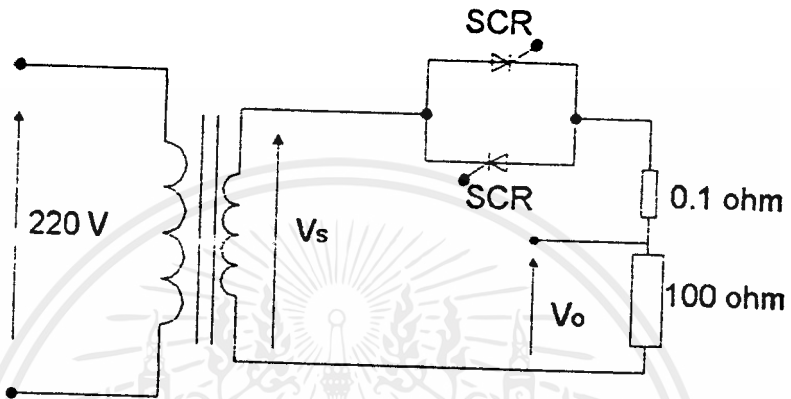
### 2. Bidirectional controller

2.1 ต่อวงจรดังรูปที่ 3.4.5

2.2 ใช้ CH1 วัดสัญญาณ  $V_o$  ที่คร่อมโหลด และใช้ CH2 วัดสัญญาณ  $I_o$  ที่ไหลผ่านโหลด (ใช้วิธีวัดสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $0.1 \Omega$  แทน) เพื่อเปรียบเทียบกัน บันทึกรูปสัญญาณที่ได้

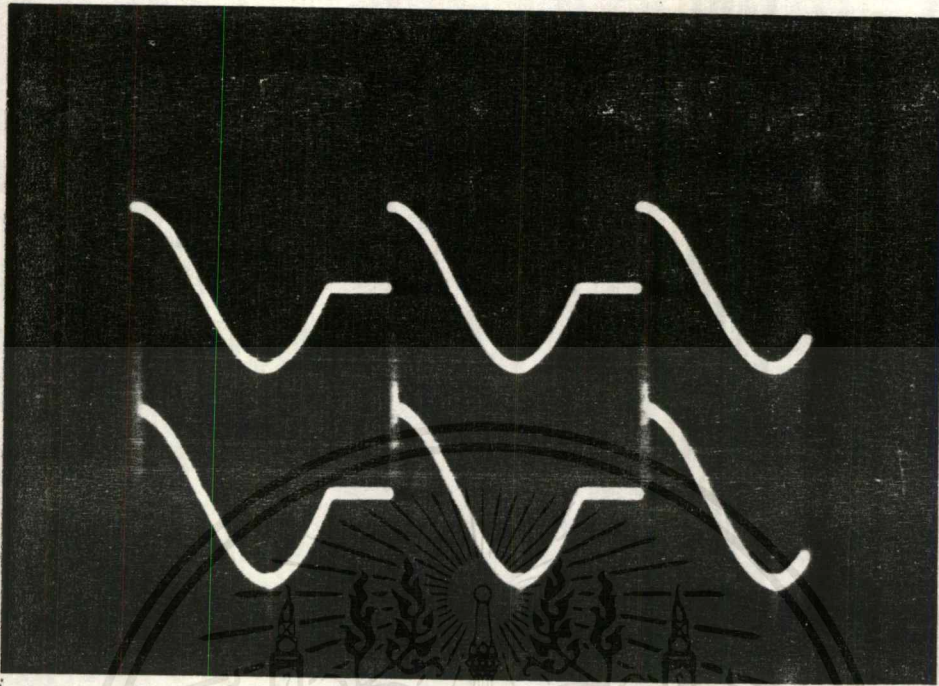
2.3 ทำการปรับมุมทริก SCR ไปที่ค่ามุมต่าง ๆ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณที่ได้

2.4 สรุปลผลการทดลอง



รูปที่ 3.4.5 วงจรการทดลอง Bidirectional controller

## ผลการทดลอง เรื่อง Unidirectional Controller

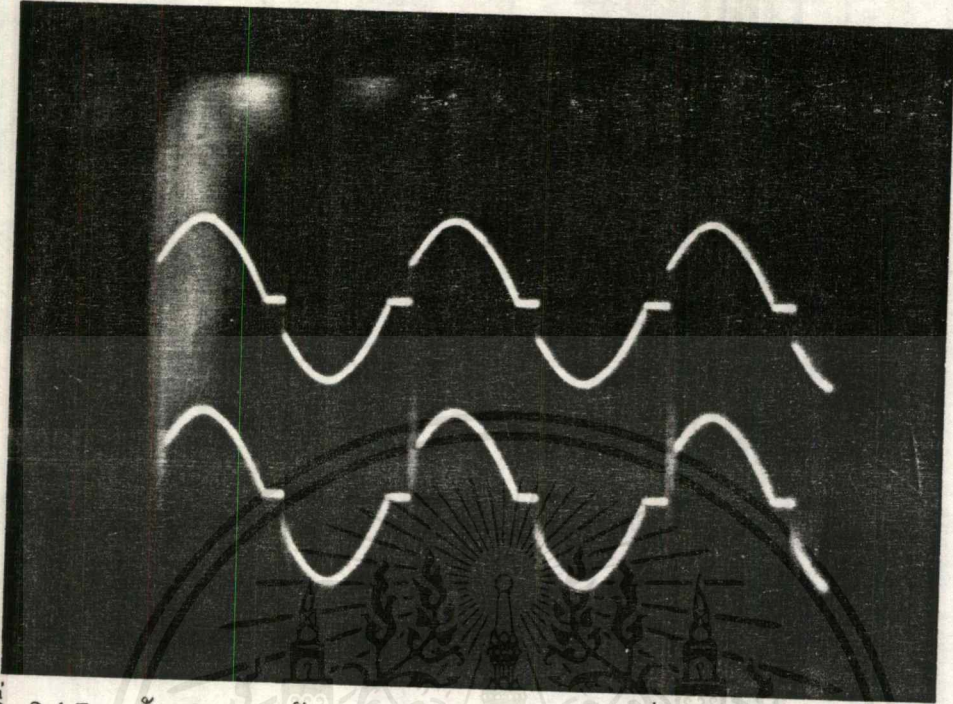


รูปที่ 3.4.6 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และ กระแส  $I_o$  เมื่อโหลดเป็น R  
(CH1[x10] = 5 V/div , CH2 = 5 mV/div , T = 5 ms/div )

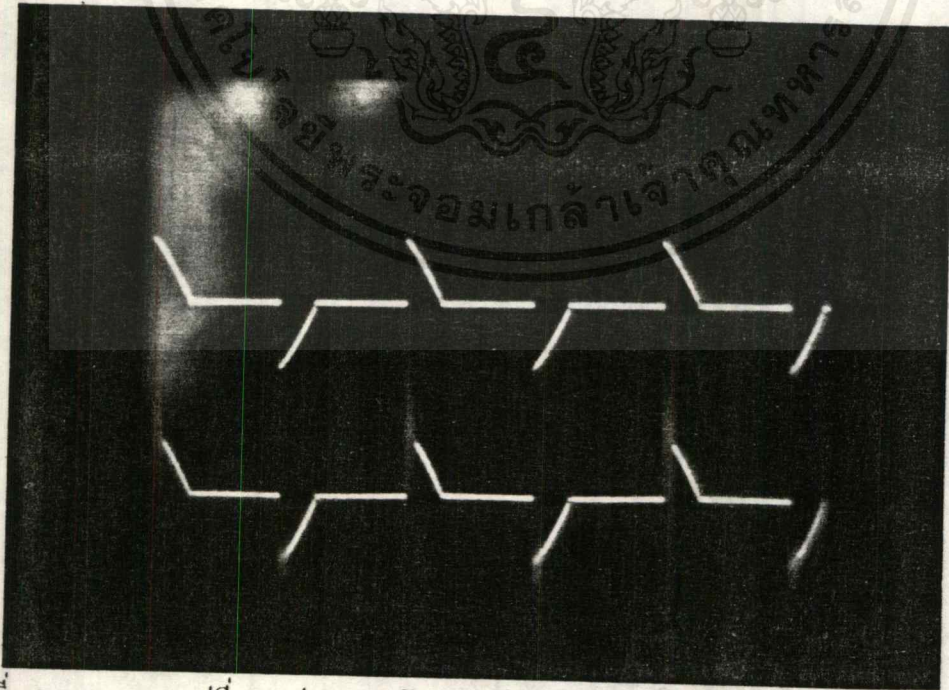
### สรุปผลการทดลองวงจร Unidirectional Controller

สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และ สัญญาณกระแส  $I_o$  จะมีทั้งช่วงบวก และ ช่วงลบ ( โหลดเป็น R ) ถ้าปรับมุมทริกที่มุมศูนย์องศาสัญญาณที่ได้ก็จะเหมือนกับสัญญาณไซน์ของแหล่งจ่าย และ ถ้าปรับมุมทริกที่มุม  $\pi$  สัญญาณที่วัดได้จะมีแต่เพียงช่วงลบเพียงอย่างเดียว ค่า pf ที่ได้ที่มุมทริกเท่ากับศูนย์จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง และค่า pf ที่มุมทริกเท่ากับ  $\pi$  จะมีค่าเท่ากับ 0.707 นั่นคือวงจร Unidirectional สามารถที่จะควบคุม pf และ  $V_o$  ได้โดยมีช่วงของการควบคุม 70.7% ถึง 100% ของแรงดันอินพุทโดยเป็นการควบคุมช่วงบวกเป็นอย่างเดียว

## ผลการทดลอง เรื่อง Bidirectional Controller



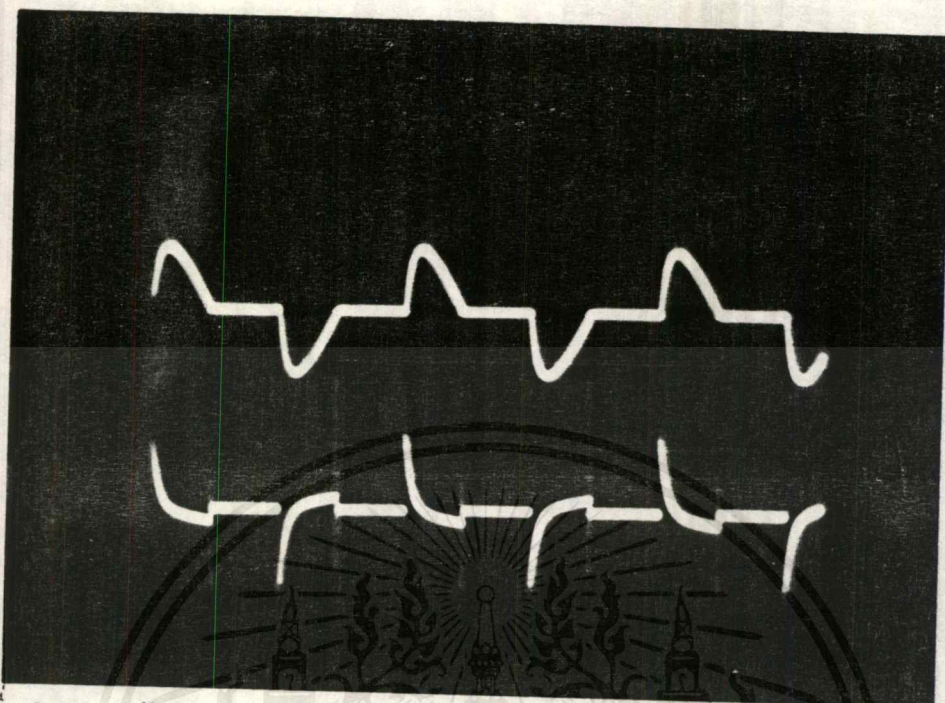
รูปที่ 3.4.7 สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และ กระแส  $I_o$  เมื่อโหลดเป็น R  
( CH1[x10] = 5 V/div , CH2 = 5 mV/div , T = 5 ms/div )



รูปที่ 3.4.8 การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในรูป 3.4.7

เมื่อมุมจุกขนวนมีค่ามากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4.9 สัญญาณแรงดัน  $V_R$  (หรือ  $I_o = V_R/R$ ) และ แรงดัน  $V_L$  เมื่อโหลดเป็น RL  
( CH1[x10] = 5 V/div , CH2 = 5 mV/div , T = 5 ms/div )

#### สรุปผลการทดลอง Bidirectional controller

เมื่อโหลดที่ต่อเป็น R สัญญาณแรงดัน  $V_o$  และสัญญาณ  $i_o$  จะมีทั้งช่วงบวก และ ลบ โดยที่ทั้งสองสัญญาณจะเริ่มที่มุมทริกของ เอส ซี อาร์ ทั้งสอง กระแส  $i_o$  จะมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง ค่า pf และ ค่า  $V_o$  ที่ได้จะอยู่ในช่วงระหว่าง 0-100% ของแรงดันอินพุท เมื่อเปลี่ยนโหลดเป็น RL สัญญาณ  $V_o$  และ สัญญาณ  $i_o$  จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เมื่อมุมในการทริกมีค่าน้อยกว่ามุมของโหลด และ ถ้ามุมในการทริกมีค่ามากกว่ามุมของโหลดสัญญาณ  $i_o$  จะเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง และ ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนสัญญาณแรงดัน  $V_o$  ก็จะไม่เป็นรูปคลื่นไซน์เช่นกัน ค่า pf และ  $V_o$  นั้นจะขึ้นอยู่กัมุมในการทริก , มุมของโหลด และ มุมที่กระแสลดลงเป็น ศูนย์ จะเห็นว่าการต่อแบบ Bidirectional Control สามารถควบคุมได้ทั้งช่วงบวก และ ลบ ซึ่งจะทำได้ควบคุม pf และ  $V_o$  ได้กว้างกว่าแบบ Unidirectional

## บทที่ 4

### สรุปผลและวิจารณ์

ชุดทดลองที่ได้ทำการออกแบบ และ จัดทำขึ้นมาจะประกอบด้วยสองส่วนใหญ่ ๆ คือ ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และ ชุดขั้วนำสวิตช์ โดยในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง จะเป็นแหล่งจ่ายแบบแรงดันคงที่ และ แบบปรับค่าได้ สำหรับชุดขั้วนำสวิตช์จะมีอยู่ด้วยกัน 3 ชุด คือ ชุดขั้วนำเอส ซี อาร์ , ชุดขั้วนำทรานซิสเตอร์กำลัง , ชุดขั้วนำมอสเฟต

ในการจัดทำชุดทดลองดังกล่าวนี้ ปัญหาที่เกิดขึ้นจะเกิดจากการหลุดล่อนของลายทองแดง เนื่องจากใช้ความร้อนในการบัดกรีมากเกินไป หรือ การถอดอุปกรณ์ออกบ่อย ๆ ผลที่ตามมา ก็คือ สัญญาณเอาท์พุทไม่ออกมา หรือ ผิดเพี้ยนไป และเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เข้าใจผิดว่าเกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์ ไอ ซี ดังนั้นในการประกอบวงจรส่วนต่าง ๆ เข้าด้วยกันจึงต้องทำอย่างระมัดระวัง อีกปัญหาหนึ่งที่พบคือ เครื่องมือ และ อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการดำเนินงานมีไม่เพียงพอ และ ฟังก์ชันบางส่วนก็ใช้การไม่ได้ จึงทำให้ต้องเสียเวลาไปในการรื้ออุปกรณ์ตัวที่ใช้การได้มาใช้งาน

ในส่วนของผลการทดลองที่ได้จากการทดลองต่าง ๆ เป็นไปตามทฤษฎี โดยในแต่ละการทดลองที่ได้ทำการทดลองนั้นจะต้องคำนึงถึงค่าที่เหมาะสมของตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุด้วย ซึ่งจะมีผลต่อการทดลองที่ได้ออกมา เช่น ในการทดลองวงจร ฮาล์ฟ คอนโทรลเลอร์ บริดจ ิเรคตีไฟเออร์ กับโหลดที่เป็น RL ถ้าค่า L น้อยเกินไป ค่ามุมในช่วงที่เป็นลบ ( $\beta$ ) ของสัญญาณแรงดันเอาท์พุทจะมีค่าน้อยมาก ทำให้สังเกตได้ยาก หรือในการทดลองวงจรคอมพลิเมนทารี คอมมิวเตชัน ถ้าใช้ค่า C น้อยเกินไปก็จะไม่เห็นช่วงเวลาในการชาร์จ และ ดิสชาร์จเป็นต้น ในส่วนของความคลาดเคลื่อนของผลการทดลองที่เกิดขึ้นจะเกิดจากการชำรุดของตัวอุปกรณ์เครื่องมือวัด เช่น ในฟังก์ชันขยายสเกลแรงดันของออสซิลโลสโคป ถ้าปุ่มลือคสเกลชำรุดจะทำให้การวัดที่ได้มีค่าผิดไปจากค่าจริง เป็นต้น ดังนั้นในการทดลองจึงต้องคำนึงถึงสาเหตุที่ได้กล่าวมาแล้วด้วย

### เอกสารอ้างอิง

- สุวัฒน์ คั่น , “เทคนิค และ การออกแบบสวิตชิงซัพพลาย” , บ.เอลดเทลจำกัด  
 M.H. Rashid , “Power electronic” , Prentice - Hall , New jersey , 1993  
 G. Chryssis , “High - Frequency Switching Power Supplies , McGraw - Hill ,  
 USA , 1989  
 Motorola . “Linear /Switch Mode /Voltage Regulator Handbook , USA , 1983  
 Motorola , “Small Signal Device” , USA , 1983  
 National Semiconductor , “CMOS logic Databook” . 1988



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้ ได้จัดทำสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ได้ให้คำปรึกษา ข้อมูล และ ช่วยเหลือแก้ไขปัญหาต่าง ๆ รวมทั้ง อาจารย์สมภพ ผลไม้ ตลอดจนผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องทุกท่านในการจัดทำโครงการชิ้นนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





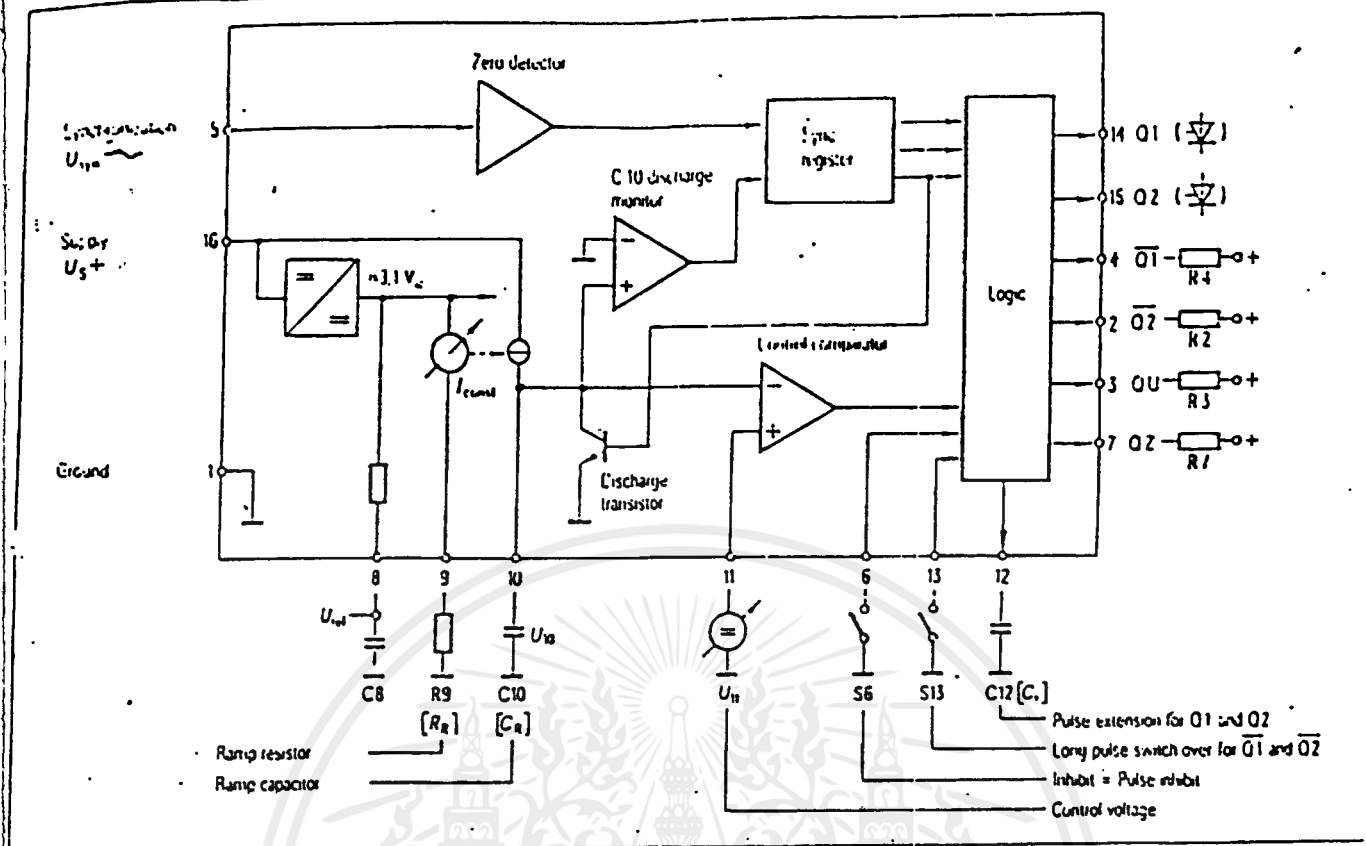


Fig. 1 Block diagram of the TCA 785 integrated phase control

points have to be paralleled to provide uniform control conditions in all phases and in controlled current converter branches as well.

The synchronization signal  $U_{syn}$  is derived from the line voltage via a high-value resistor.  $U_{syn}$  has to be connected to pin 5 and ground to pin 1.

A highly sensitive zero-crossing detector provides synchronization. The detector is followed by a synchronization register which controls a ramp generator (sawtooth).

The latter mainly consists of a constant current source  $I_{count}$  which charges external capacitor C10 or  $C_R$  linearly with time via pin 10. The ramp capacitance of C10 should be between 500 pF and 1  $\mu$ F always bearing in mind that sawtooth flyback times may increase in proportion to the C10 value (see Fig. 3) and that maximum and minimum values of  $I_{13}$  will not be exceeded.

Current  $I_{count}$  is adjustable by external resistor R9 or  $R_R = 3$  to 300 k $\Omega$  via pin 9.

The RC network R9, C10 thus defines the rise of off-state ramp voltage  $U_{10}$ . Each ramp commences with a zero crossing of the sync voltage and ends with the following by discharging ramp capacitor C10 via an internal discharge transistor.

The logic circuitry of the sync register releases the information at the zero detector output to the following circuit only after the discharge monitor indicates complete discharge of C10.

This is of major importance when using the TCA 785 as a zero crossing switch and pulse width converter.

Leakage voltage at C10 does not affect the controllability of the TCA 785 and the way in which the control voltage is supplied.

In this case trouble-free adaptation of op-amps to the IC is possible. At the instant when the control voltage reaches the leakage voltage value maximum phase control of 180° is obtained (Fig. 4) and will be maintained (full wave) even with control voltages which

may be below the leakage voltages and approaching 0 V.

Dc control voltage  $U_{11}$  has to be connected to pin 11 (with ground to pin 1). The control comparator compares control dc voltage and ramp voltage  $U_{10}$ . If the latter exceeds control voltage  $U_{11}$ , appropriate output pulses start at control angle  $\alpha$ . The subsequent logic determines the kind and width of the different output pulses (positive to ground) by means of several links (see waveform in Fig. 2).

Main outputs Q1 (pin 14) and Q2 (pin 15) are given by an emitter follower capable of handling a maximum 250 mA.

They are allocated to half-waves of the same polarity.

Q1 delivers pulses only in the negative half-wave and Q2 in the positive one of the sync voltage.

Pulse duration is about  $\beta = 30 \mu$ s (short pulse without connection to pin 12). It is freely extendible by external capacitor C12 or  $C_s$  (see Table 1 for pulse extension values).

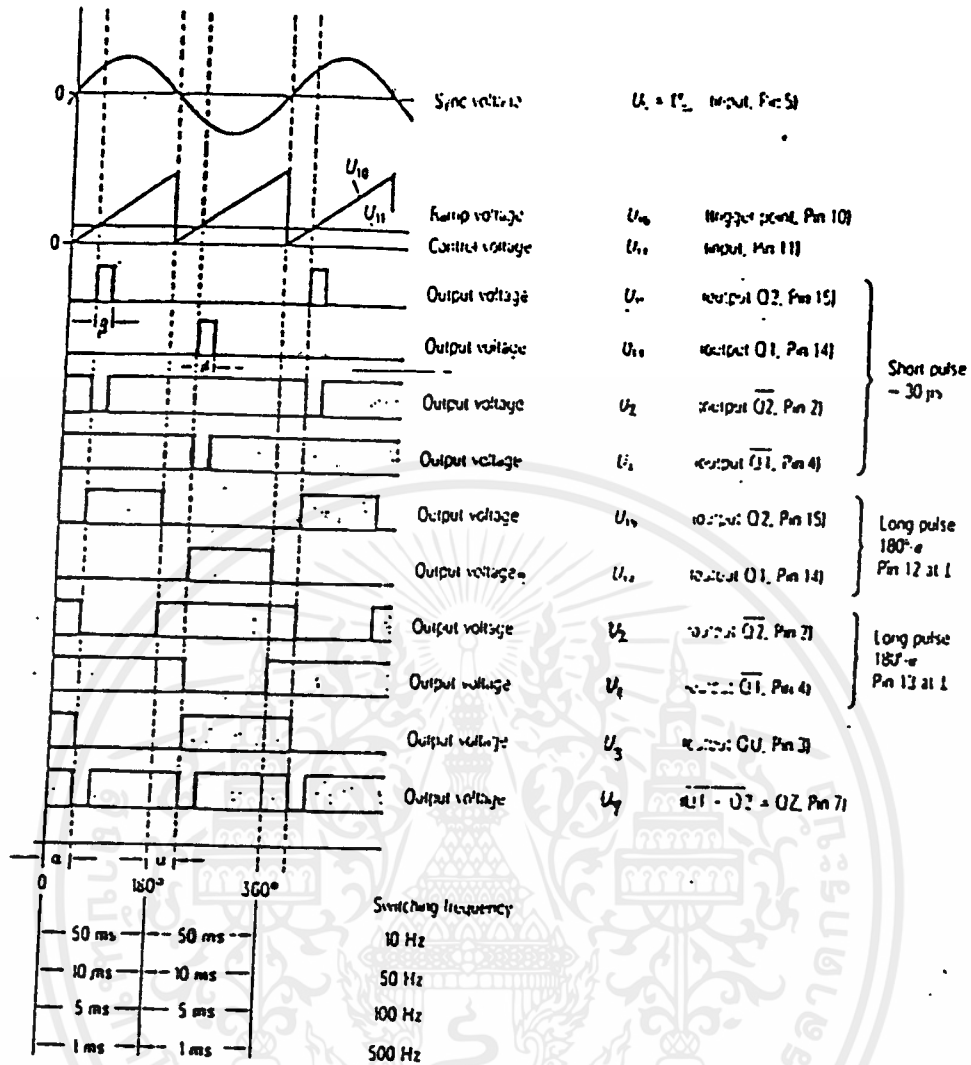


Fig. 2 TCA 785 waveforms

If the trigger input at pin 12 is short-circuited to ground, pulse widths of  $\beta = 180^\circ - \alpha$  (long pulse) result.

Auxiliary outputs Q1 (pin 4) and Q2 (pin 2) are open collectors capable of handling 10 mA at maximum.

A signal can only be switched at either output when collector resistors R4 and R2 ( $\approx 15 \text{ k}\Omega$ ) are externally connected between output and positive pole. The signal delivered corresponds to the inverted signal of Q1 and Q2. Pulse duration (output towards positive pole) is about  $\beta = 30 \mu\text{s}$ .

If trigger point at pin 13 is connected to ground, pulse widths (output to positive pole) of  $180^\circ - \alpha$  (long pulse switching) occur here as well. Both auxiliary outputs QU (pin 3), QZ (pin 7) are

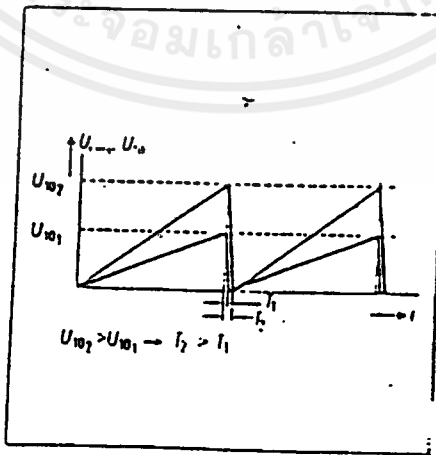


Fig. 3 Sawtooth flyback time. The sawtooth flyback time depends also on the value of the ramp resistor R9 which, together with the ramp capacitor C10 determines the ramp voltage. Thus with large ramp voltages, flyback times are always long because more energy has to be discharged

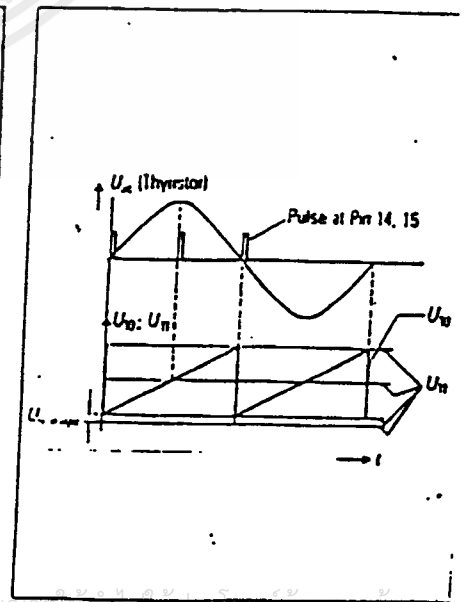


Fig. 4 Leakage voltage at capacitor C10

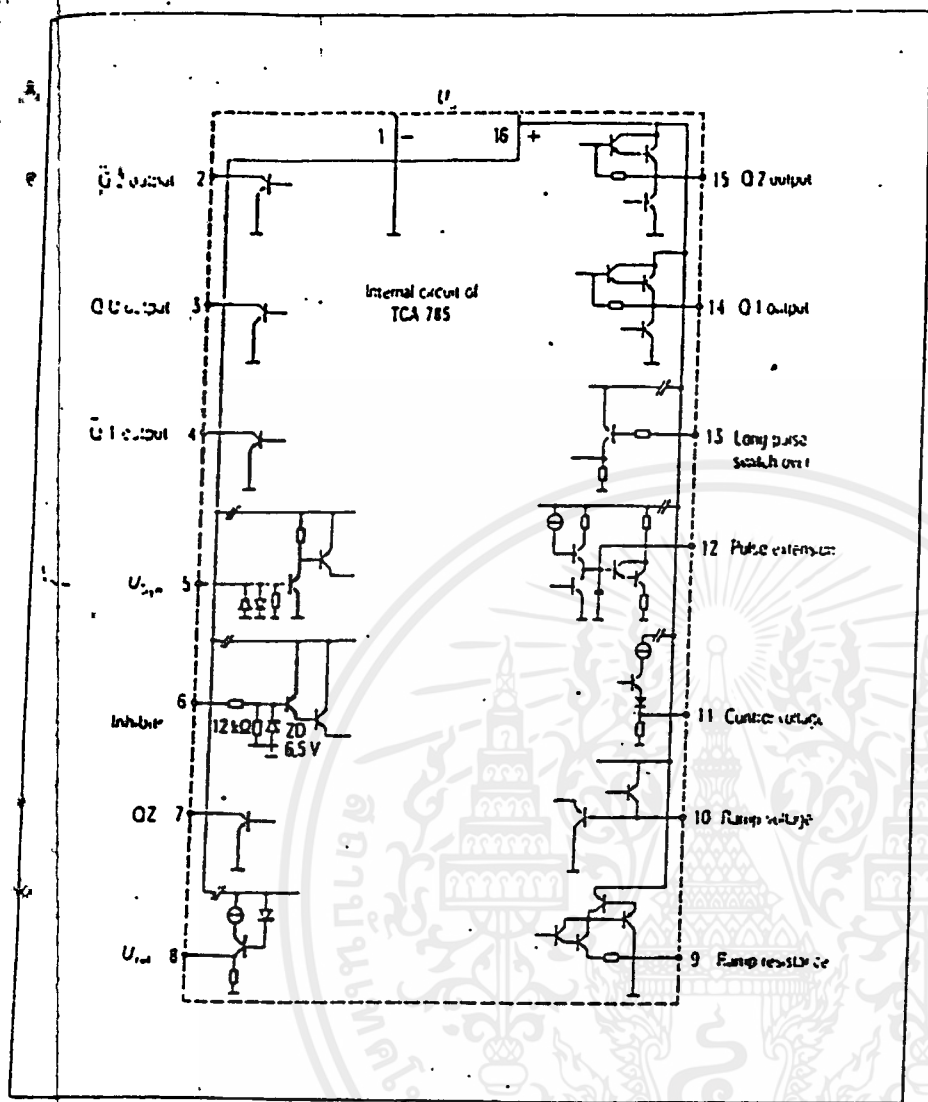


Fig. 5 Internal circuit of the TCA 785 output stage

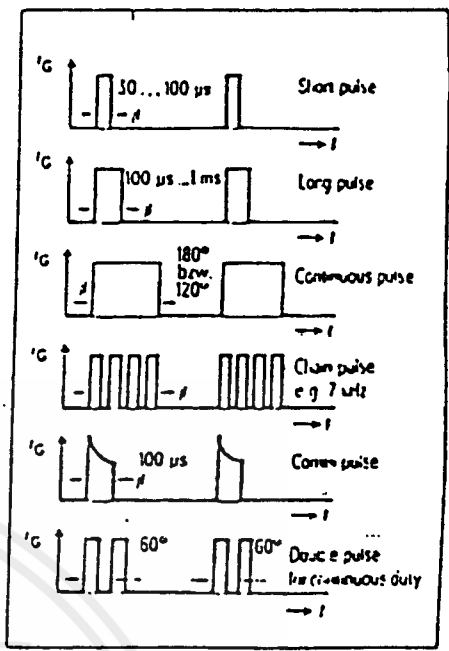


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering.  
 Short pulse  $\beta = 30$  to  $100 \mu s$ , for resistive loads in the rated current range.  
 Long pulse  $\beta = 100 \mu s$  to  $1 ms$ , for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range.  
 Continuous pulse  $\beta = 180^\circ - \alpha$ , for highly inductive loads, no trigger pulse transformer with large voltage-time range is required. Pulse train with 5 to 7 kHz clock frequency, to allow operation with small trigger pulse transformer, i.e. small voltage time range (mVs).  
 Combined pulse for high rates of trigger current:  $di/dt = 1$  to  $3 A/\mu s$  to trigger series connected thyristors.  
 Double pulse to control fully controlled three-phase bridges

provided as open collectors and serve for particular applications (e.g. control of external logic).  
 To obtain a signal collector resistors R3 and R7 are necessary, as above, between output and positive pole. The signal of output QU is similar to that of Q1 but with a width  $\beta = 180^\circ = \text{constant}$ . The signal at output Q2 corresponds to the NOR-link of Q1 and Q2, i.e.  $\overline{Q1 + Q2}$ .  
 In the following application auxiliary outputs are neglected. To enhance noise-immunity here it is a good idea to connect output QZ (pin 7) to ground.  
 Pulse inhibit (pin 6) can suppress pulses simultaneously at all outputs (Q1, Q2, Q1, Q2, QU). Trigger point: at

pin 6 has to be connected to ground by a switch, a relay contact or a npn-transistor.  
 Fig. 5 shows the internal circuit of the TCA 785 IC output stages.  
**Thyristor trigger module**  
 Control of thyristors in line-commutated or non-commutating current converters requires particular trigger modules. A thyristor is triggered by a positive current pulse between gate and cathode. The control pulse is maintained until reaching the latching current.  
 The thyristor is switched off by reducing the main current flowing between anode and cathode to below the holding current.

Depending on load and circuit design various pulses of different durations are applied to trigger the thyristor.  
 These pulses are shown and annotated in Fig. 6.  
 All trigger pulses, except the chain pulse, can be generated by the TCA 785. A CMOS device is required for the chain pulse.  
 Directly controlling low power thyristor with line voltage  
 Fig. 7 shows a phase control using the TCA 785 for directly controlling a BS1C1040 low-power thyristor. Phase angle is adjustable between 0 and  $180^\circ$  and power at the load between 0 and 400 W.



inhibit input (pin 6) is above +4 V. Thus a 10-k $\Omega$  resistor is connected to the operating voltage (pin 16). If the voltage at the inhibit input falls below +2.5 V output pulses are blocked.

Open circuit at pin 6 to ground or Mp, possibly made by a switch S or a logic circuit, switches off the load independently of the signal states of the TCA 785.

These inhibit levels to disable ( $U_{in} < +2.5$  V) or enable outputs ( $U_{in} > +4$  V) need special attention when generating thyristor pulses. They require a large amount of power.

Because of the loss in series resistor R1 a power supplies are insufficient, which may switch off the IC and thus cause interference in the circuitry.

Direct triggering of high-power thyristors at constant supply voltage

The TCA 785 integrated phase control with 250 mA output current is capable of directly controlling high-power thyristors over the entire temperature range up to a minimum trigger current of 250 mA.

A local power supply with transformer and rectifier is required here. De power

at the load is controlled by potentiometer P1.

Voltage isolating control circuit for thyristors

Line-commutated current converters mostly have several thyristors in a single or three-phase current arrangement.

At the interface between trigger and main-current circuits of a current converter voltage isolation becomes a major problem.

Pulse transformers allow short, long, combined or double pulses to be conveniently fed to the thyristor gate. Fig. 8 shows a phase control with transistor and trigger pulse amplifier and transformer. Trigger pulses are fed to the BSt 135 thyristor via a trigger transformer.

Thus the entire control circuit is electrically isolated from the line. Trigger pulses generated in the IC are amplified in the subsequent power stage by a BSS 97 SIPMOS driver transistor. The TCA 785 produces an output current pulse of 2 mA on pin 15 at intervals of 20 ms.

A control current of 1 A is fed to the primary winding of the trigger transformer via the trigger pulse amplifier stage (transistor T).

The thyristor gate obtains a trigger current of 1 A with a pulse width of 550  $\mu$ s and a gate-cathode voltage of 12 V from the secondary winding of pulse transformer TT (ratio  $\bar{u} = 1:1$ ).

Though large thyristors have a minimum trigger current  $I_{GT}$  of 250 mA from value F ( $I_{TAV} > 25$  A) according to the data book (at worst conditions, e. e. at lowest temperatures) a gate current of 1 A is delivered from the control unit to give fast and low-loss thyristor switch-on. When switching off the pulse it is necessary to ensure that the trigger pulse transformer's voltage is discharged without producing peaks which may be harmful to the driver transistors. To obviate this risk, a diode in the control circuit is connected in parallel to the transformer winding  $u_1$ .

If, for example, the current flow at +15 V through the transformer and driver transistor is cut off to 0 V by the transistor, the voltage rises at the transistor's drain. At this instant current flows through the diode and thus power is discharged.

The control unit is operated at a constant supply voltage, e. g. +15 V from conventional low-frequency power supplies.

Table 1 Output pulse width depending on capacitors C, or C12.

Capacitance C, for pulse duration	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1000 pF
Trigger pulse width	30 $\mu$ s	93 $\mu$ s	137 $\mu$ s	205 $\mu$ s	422 $\mu$ s	620 $\mu$ s



# CD4047BM/CD4047BC Low Power Monostable/Astable Multivibrator

## General Description

CD4047B is capable of operating in either the monostable or astable mode. It requires an external capacitor (between pins 1 and 3) and an external resistor (between pins 2 and 3) to determine the output pulse width in the monostable mode, and the output frequency in the astable mode.

Astable operation is enabled by a high level on the astable input or low level on the astable input. The output frequency (at 50% duty cycle) at Q and  $\bar{Q}$  outputs is determined by the timing components. A frequency twice that of Q is available at the Oscillator Output; a 50% duty cycle is not guaranteed.

Monostable operation is obtained when the device is triggered by low-to-high transition at + trigger input or high-to-low transition at - trigger input. The device can be retriggered by applying a simultaneous low-to-high transition to both the + trigger and retrigger inputs.

A high level on Reset input resets the outputs Q to low,  $\bar{Q}$  to high.

## Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45  $V_{DD}$  (typ.)
- Low power TTL compatibility Fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS

## SPECIAL FEATURES

- Low power consumption: special CMOS oscillator configuration
- Monostable (one-shot) or astable (free-running) operation
- True and complemented buffered outputs
- Only one external R and C required

## MONOSTABLE MULTIVIBRATOR FEATURES

- Positive- or negative-edge trigger
- Output pulse width independent of trigger pulse duration
- Retriggerable option for pulse width expansion
- Long pulse widths possible using small RC components by means of external counter provision
- Fast recovery time essentially independent of pulse width
- Pulse-width accuracy maintained at duty cycles approaching 100%

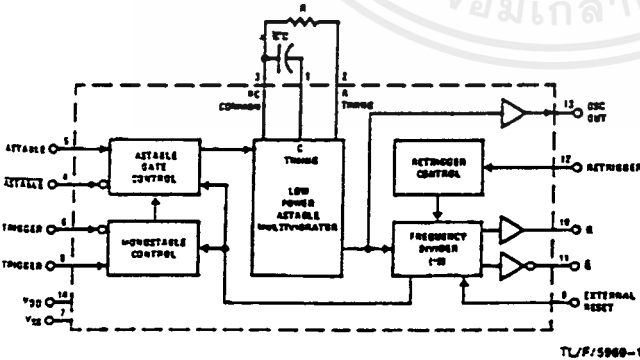
## ASTABLE MULTIVIBRATOR FEATURES

- Free-running or gatable operating modes
- 50% duty cycle
- Oscillator output available
- Good astable frequency stability
  - typical =  $\pm 2\% + 0.03\%/^{\circ}\text{C}$  @ 100 kHz
  - frequency =  $\pm 0.5\% + 0.015\%/^{\circ}\text{C}$  @ 10 kHz
  - deviation (circuits trimmed to frequency  $V_{DD} = 10V \pm 10\%$ )

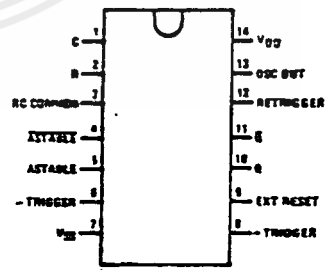
## Applications

- Frequency discriminators
- Timing circuits
- Time-delay applications
- Envelope detection
- Frequency multiplication
- Frequency division

## Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



Top View

Order Number CD4047B\*

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



CD4047BM/CD4047BC

### Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

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

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-0.5V to +18V <sub>DC</sub>
Input Voltage ( $V_{IN}$ )	-0.5V to $V_{DD}$ + 0.5V <sub>DC</sub>
Storage Temperature Range ( $T_S$ )	-65°C to +150°C
Power Dissipation ( $P_D$ )	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature ( $T_L$ )	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

### Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	3V to 15V <sub>DC</sub>
Input Voltage ( $V_{IN}$ )	0 to $V_{DD}$ V <sub>DC</sub>
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-55°C to +125°C
CD4047BM	-40°C to +85°C
CD4047BC	

### DC Electrical Characteristics CD4047BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		25°C			125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		5		5		150	$\mu A$	
		$V_{DD} = 10V$		10		10		300	$\mu A$	
		$V_{DD} = 15V$		20		20		500	$\mu A$	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$ I_{OL}  < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
		$V_{DD} = 10V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$ I_{OH}  < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95	V	
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95	V	
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V	1.5		2.25	1.5		1.5	V	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V	3.0		4.5	3.0		3.0	V	
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V	4.0		6.75	4.0		4.0	V	
$V_{IH}$	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or 4.5V	3.5		3.5	2.75		3.5	V	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or 9V	7.0		7.0	5.5		7.0	V	
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or 13.5V	11.0		11.0	8.25		11.0	V	
$I_{OL}$	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.84		0.51	0.88		0.36	mA	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9	mA	
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4	mA	
$I_{OH}$	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36	mA	
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9	mA	
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4	mA	
$I_{IN}$	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		-10 <sup>-5</sup>	-0.1		-1.0	$\mu A$
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10 <sup>-5</sup>	0.1		1.0	$\mu A$

### DC Electrical Characteristics CD4047BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		25°C			85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		20		20		150	$\mu A$	
		$V_{DD} = 10V$		40		40		300	$\mu A$	
		$V_{DD} = 15V$		80		80		600	$\mu A$	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$ I_{OL}  < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
		$V_{DD} = 10V$		0.05	0	0.05		0.05	V	
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$ I_{OH}  < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95	V	
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95	V	
$V_{DD} = 15V$		14.95		14.95	15		14.95	V		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics CD4047BC (Note 2) (Continued)

Parameter	Conditions	-40°C		25°C			85°C		Units
		Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
	$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	V
High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
	$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$ or $9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
	$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
	$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
	$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
	$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.3		$-10^{-5}$	-0.3		-1.0	$\mu A$
	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.3		$10^{-5}$	0.3		1.0	$\mu A$

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.  
 Note 2:  $V_{SS} = 0V$  unless otherwise specified.  
 Note 3:  $I_{OH}$  and  $I_{OL}$  are tested one output at a time.

AC Electrical Characteristics\* CD4047B

\*  $t_a = 25^\circ C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, \text{input } t_r = t_f = 20 ns, \text{ unless otherwise specified.}$

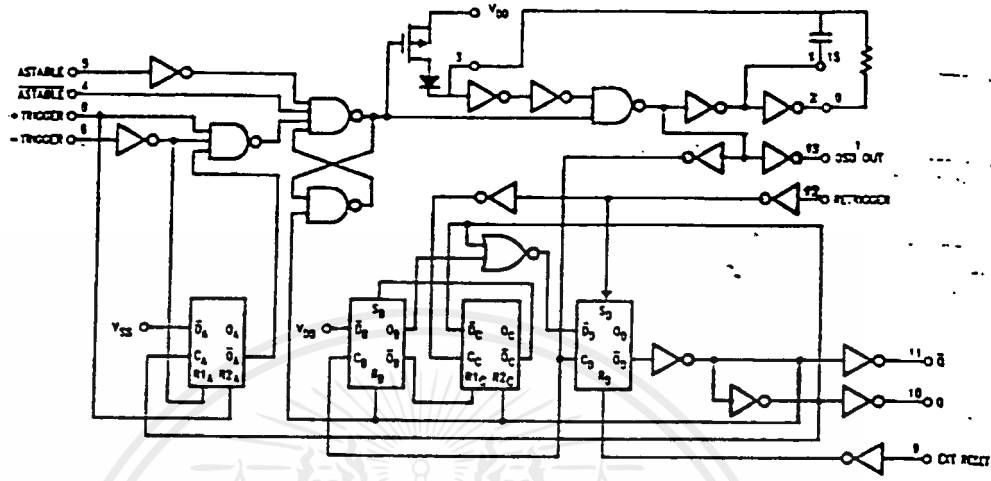
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time Astable, Astable to Osc Out	$V_{DD} = 5V$		200	400	ns
		$V_{DD} = 10V$		100	200	ns
		$V_{DD} = 15V$		80	160	ns
$t_{PLH}$	Astable, Astable to Q, $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		550	900	ns
		$V_{DD} = 10V$		250	500	ns
		$V_{DD} = 15V$		200	400	ns
$t_{PLH}$	+ Trigger, - Trigger to $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		700	1200	ns
		$V_{DD} = 10V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 15V$		240	480	ns
$t_{PLH}$	+ Trigger, Retrigger to $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 10V$		175	300	ns
		$V_{DD} = 15V$		150	250	ns
$t_{PLH}$	Reset to Q, $\bar{Q}$	$V_{DD} = 5V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 10V$		125	250	ns
		$V_{DD} = 15V$		100	200	ns
$t_{PLH}$	Transition Time Q, $\bar{Q}$ , Osc Out	$V_{DD} = 5V$		100	200	ns
		$V_{DD} = 10V$		50	100	ns
		$V_{DD} = 15V$		40	80	ns
$t_{INH}$	Minimum Input Pulse Duration	Any Input				
		$V_{DD} = 5V$		500	1000	ns
		$V_{DD} = 10V$		200	400	ns
$t_{FCL}$	+ Trigger, Retrigger, Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5V$			15	$\mu s$
		$V_{DD} = 10V$			5	$\mu s$
		$V_{DD} = 15V$			5	$\mu s$
$C_{IN}$	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

\* Parameters are guaranteed by DC correlated testing.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Logic Diagram



\*Special input protection circuit to permit larger input-voltage swings.

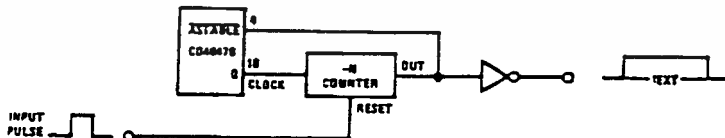
TL/F/5966-3

Truth Table

Function	Terminal Connections			Output Pulse From	Typical Output Period or Pulse Width
	To V <sub>DD</sub>	To V <sub>SS</sub>	Input Pulse To		
Astable Multivibrator					
Free-Running	4, 5, 6, 14	7, 8, 9, 12		10, 11, 13	$t_A(10, 11) = 4.40 RC$
True Gating	4, 6, 14	7, 8, 9, 12	5	10, 11, 13	
Complement Gating	6, 14	5, 7, 8, 9, 12	4	10, 11, 13	$t_A(13) = 2.20 RC$
Monostable Multivibrator					
Positive-Edge Trigger	4, 14	5, 6, 7, 9, 12	8	10, 11	
Negative-Edge Trigger	4, 8, 14	5, 7, 9, 12	6	10, 11	$t_M(10, 11) = 2.48 RC$
Retriggerable	4, 14	5, 6, 7, 9	8, 12	10, 11	
External Countdown*	14	5, 6, 7, 8, 9, 12	(See Figure)	(See Figure)	(See Figure)

\*Note: External resistor between terminals 2 and 3. External capacitor between terminals 1 and 3.

\*Typical Implementation of External Countdown Option

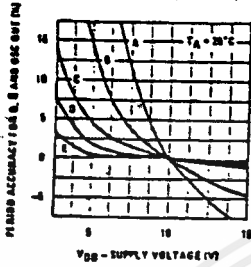


$$t_{EXT} = (N - 1) t_A + (t_M + t_A/2)$$

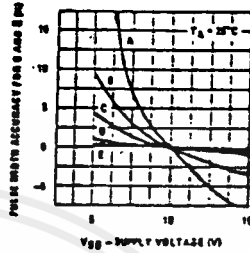
TL/F/5966-4

### Typical Performance Characteristics

Typical Q,  $\bar{Q}$ , Osc Out Period Accuracy vs Supply Voltage (Astable Mode Operation)



Typical Q,  $\bar{Q}$ , Pulse Width Accuracy vs Supply Voltage Monostable Mode Operation



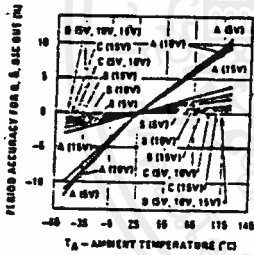
TU/F/5968-5

TU/F/5968-6

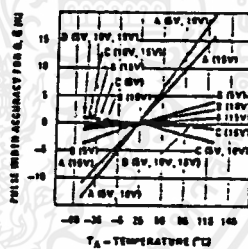
	$f_{O, \bar{Q}}$	R	C
A	1000 kHz	22k	10 pF
B	100 kHz	22k	100 pF
C	10 kHz	220k	100 pF
D	1 kHz	220k	1000 pF
E	100 Hz	2.2M	1000 pF

	$t_M$	R	C
A	2 $\mu$ s	22k	10 pF
B	7 $\mu$ s	22k	100 pF
C	60 $\mu$ s	220k	100 pF
D	550 $\mu$ s	220k	1000 pF
E	5.5 ms	2.2M	1000 pF

Typical Q,  $\bar{Q}$  and Osc Out Period Accuracy vs Temperature Astable Mode Operation



Typical Q and  $\bar{Q}$  Pulse Width Accuracy vs Temperature Monostable Mode Operation



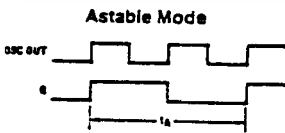
TU/F/5968-7

TU/F/5968-8

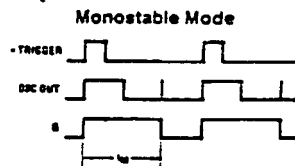
	$f_{O, \bar{Q}}$	R	C
A	1000 kHz	22k	10 pF
B	100 kHz	22k	100 pF
C	10 kHz	220k	100 pF
D	1 kHz	220k	1000 pF

	$t_M$	R	C
A	2 $\mu$ s	22k	10 pF
B	7 $\mu$ s	22k	100 pF
C	60 $\mu$ s	220k	100 pF
D	550 $\mu$ s	220k	1000 pF

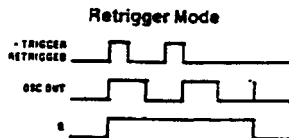
### Timing Diagram



TU/F/5968-9



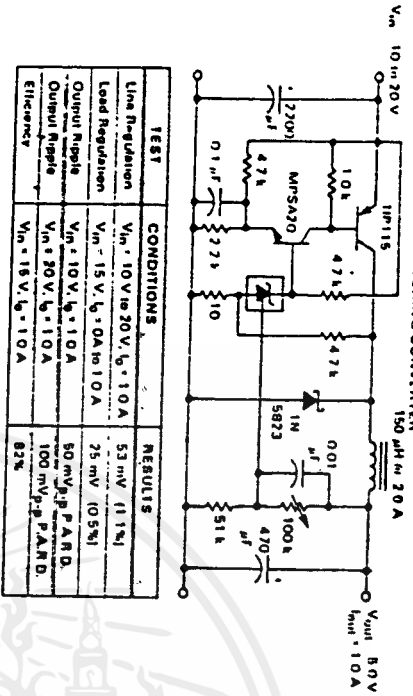
TU/F/5968-10



TU/F/5968-11



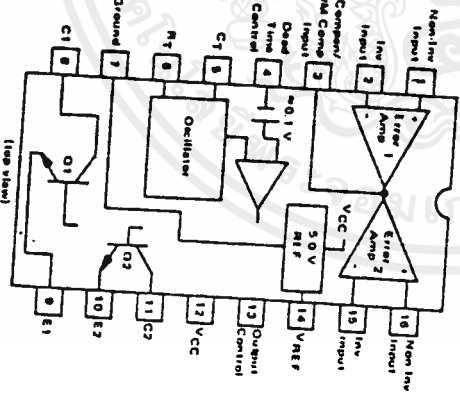
FIGURE 30 - HIGH EFFICIENCY STEP-DOWN SWITCHING CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10V$ to $20V$ , $I_o = 1.0A$	53 mV (1.1%)
Load Regulation	$V_{in} = 15V$ , $I_o = 0A$ to $1.0A$	25 mV (0.5%)
Output Ripple	$V_{in} = 10V$ , $I_o = 1.0A$	50 mV p-p P.A.R.D.
Output Ripple	$V_{in} = 20V$ , $I_o = 1.0A$	100 mV p-p P.A.R.D.
Efficiency	$V_{in} = 15V$ , $I_o = 1.0A$	87%

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
  - 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



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 820-10



N-SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08

ORDERING INFORMATION

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

FIGURE 1 - BLOCK DIAGRAM

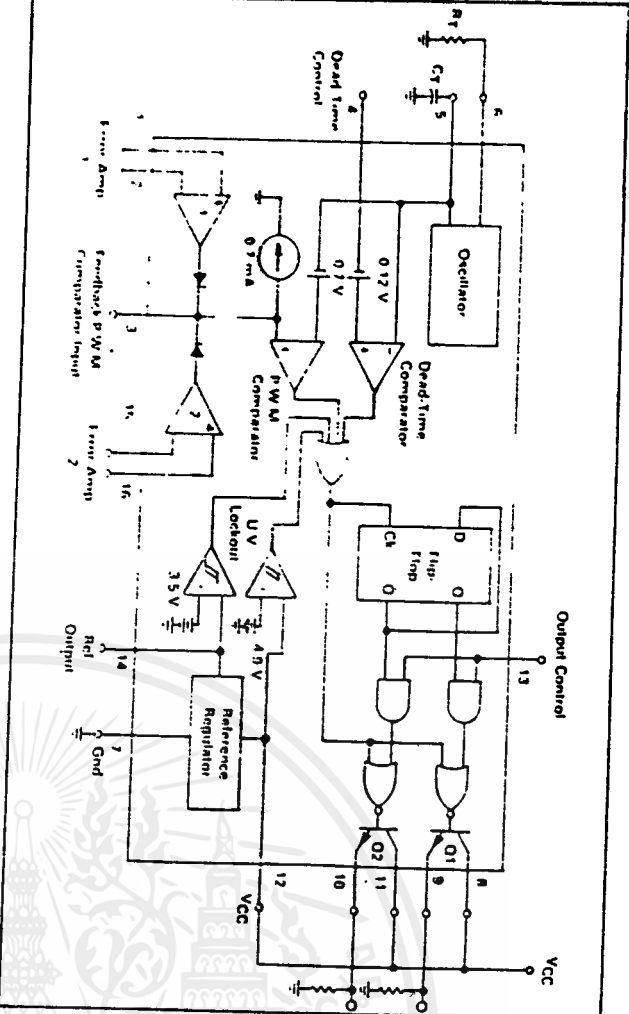
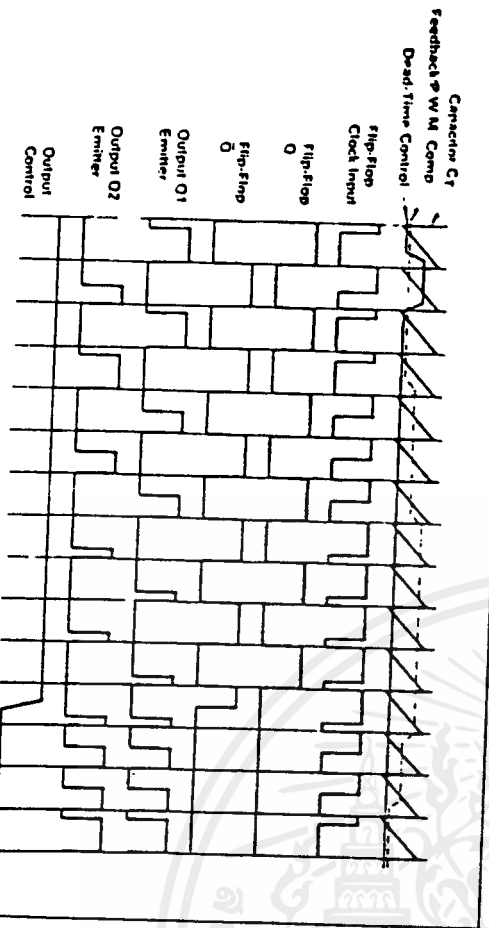


FIGURE 2 - TIMING DIAGRAM



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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	47	47	47	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transition) (I)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	800	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation at T <sub>A</sub> = 45°C	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	125	125	125	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to 70	25 to 85	25 to 85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	55 to 125	55 to 125	55 to 125	°C
Plastic Package		65 to 150	65 to 150	65 to 150	°C
Ceramic Package		85 to 150	85 to 150	85 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	40	100	°C/W
Dissipating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transition)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>IN</sub>	0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Firing Resistor	R <sub>f</sub>	1.8	30	500	Ω
Timing Capacitor	C <sub>t</sub>	0.0047	0.001	10	nF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>t</sub> = 0.01 μF, R<sub>f</sub> = 12 kΩ unless otherwise noted.)  
 For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min. max. values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C		TL494M		Unit
		Min	Typ	Min	Max	

Reference Voltage (I <sub>D</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	7.0	7.5	—	7.0	mV
Load Regulation (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	35	75	15	35	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 minimum values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	1L494CJ		1L494M		Unit
		Min	Typ	Min	Max	
Collector Off-State Current $(V_{CC} = 40\text{ V}, V_{CE} = 40\text{ V})$	$I_{C(OFF)}$	—	2.0	100	—	100 $\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current $(V_{CC} = 40\text{ V}, V_{CE} = 40\text{ V}, V_E = 0\text{ V})$	$I_{E(OFF)}$	—	—	-100	—	150 $\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter $(V_E = 0\text{ V}, I_C = 200\text{ mA})$	$V_{SAT(IC)}$	—	1.1	1.3	—	1.5 V
Emitter-Follower $(V_C = 15\text{ V}, I_E = 200\text{ mA})$	$V_{SAT(IE)}$	—	1.5	2.5	—	2.5 V
Output Control Pin Current Low State $(V_{OC} = 0.4\text{ V})$	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10 $\mu\text{A}$
High State $(V_{OC} = V_{OH})$	$I_{OCH}$	—	0.7	3.5	—	3.5 mA
Output Voltage Rise Time Common emitter (See Figure 13) Emitter-follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100 ns
Output Voltage Fall Time Common-emitter (See Figure 13) Emitter-follower (See Figure 14)	$t_f$	—	100	200	—	100 ns
Output Voltage Fall Time Common-emitter (See Figure 13) Emitter-follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25 ns
Output Voltage Fall Time Common-emitter (See Figure 13) Emitter-follower (See Figure 14)	$t_f$	—	40	100	—	40 ns

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

**ERROR AMPLIFIER SECTIONS**

Input Offset Voltage $(I_{O} [pin\ 3] = 2.5\text{ V})$	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current $(I_{O} [pin\ 3] = 2.5\text{ V})$	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current $(I_{O} [pin\ 3] = 2.5\text{ V})$	$I_{IB}$	—	-0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range $(V_{CC} = 40\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C})$	$V_{ICR}$	0.3 to V <sub>CC</sub> - 2.0	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain $(A_{VO} = 30\text{ V}, V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}, R_L = 2.0\ \text{k}\Omega)$	$A_{VOL}$	—	70	95	dB
Unity-Gain Crossover Frequency $(V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}, R_L = 2.0\ \text{k}\Omega)$	$f_c$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain $(I_{O} = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}, R_L = 2.0\ \text{k}\Omega)$	$\phi_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio $(V_{CC} = 40\text{ V})$	CMRR	—	95	90	dB
Power Supply Rejection Ratio $(\Delta V_{CC} = 33\text{ V}, V_O = 2.5\text{ V}, R_L = 2.0\ \text{k}\Omega)$	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current $(I_{O} [pin\ 3] = 0.7\text{ V})$	$I_O$	—	0.3	—	mA
Output Source Current $(I_{O} [pin\ 3] = 3.5\text{ V})$	$I_{O+}$	-2.0	—	4.0	mA

NOTE 7: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

**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 minimum values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	1L494		Unit	
		Min	Typ		Max
PWM COMPARETOR SECTION (Test Circuit Figure 12) Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{IH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current $(V_{IH} [pin\ 3] = 0.7\text{ V})$	$I_I$	—	0.3	0.7	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12) Input Bias Current (Pin 4) $(V_{Pin\ 4} = 0\text{ to }5.25\text{ V})$	$I_{IB(DT)}$	—	-2.0	-1.0	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode $(V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}, C_T = 0.01\ \mu\text{F}, R_T = 12\ \text{k}\Omega)$ $(V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}, C_T = 0.001\ \mu\text{F}, R_T = 30\ \text{k}\Omega)$	DCmax	—	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) Maximum Duty Cycle	$V_{IH}$	—	4.5	5.0	V
OSCILLATOR SECTION Frequency $(C_T = 0.001\ \mu\text{F}, R_T = 30\ \text{k}\Omega)$ Standard Deviation of Frequency* $(C_T = 0.001\ \mu\text{F}, R_T = 30\ \text{k}\Omega)$	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Frequency Change with Voltage $(V_{CC} = 2.0\text{ V to }40\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C})$ Frequency Change with Temperature $(V_{CC} = 15\text{ V}, T_A = \text{Low to High})$ $(C_T = 0.01\ \mu\text{F}, R_T = 12\ \text{k}\Omega)$	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$ $\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	3.0 0.1	—	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ increasing, $I_{O} = 1.0\text{ mA}$ )	$V_{in}$	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE Standby Supply Current (Pin 6 at V <sub>ref</sub> , All Other Inputs and Outputs Open) $(V_{CC} = 15\text{ V})$	$I_{CC}$	—	5.5	10	mA
Average Supply Current $(I_{O} [pin\ 4] = 2.0\text{ V})$ (See Figure 12) $(C_T = 0.01\ \mu\text{F}, R_T = 12\ \text{k}\Omega, V_{CC} = 15\text{ V})$	$I_{AV}$	—	7.0	15	mA

\*Standard deviation is a measure of the statistical fluctuation about the mean as derived from the formula:

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

FIGURE 2 - OSCILLATOR FREQUENCY VERSUS TIMING RESISTANCE

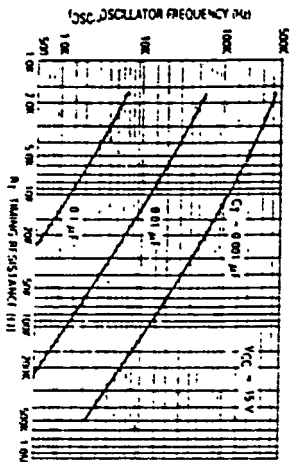


FIGURE 3 - PERCENT DEAD-TIME VERSUS OSCILLATOR FREQUENCY

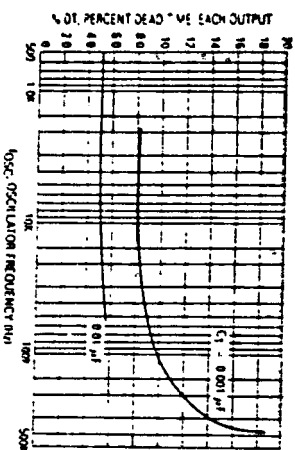


FIGURE 4 - EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE VERSUS EMITTER CURRENT

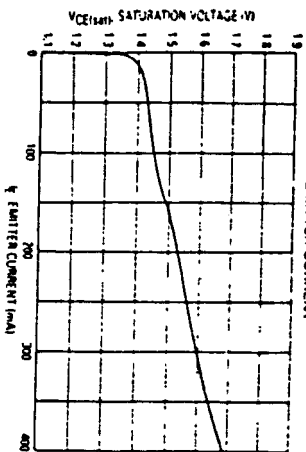


FIGURE 5 - OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE VERSUS FREQUENCY

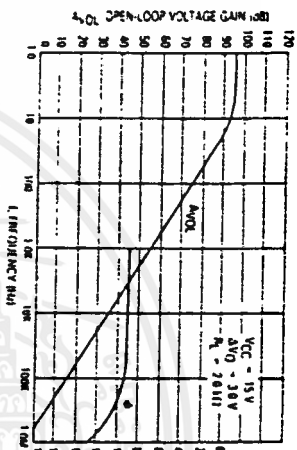


FIGURE 7 - PERCENT DUTY CYCLE VERSUS DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

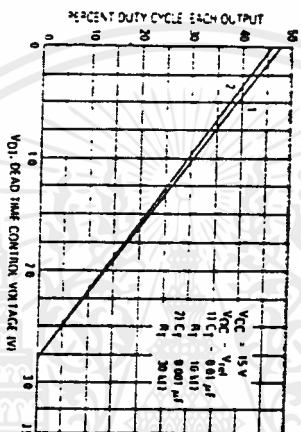


FIGURE 8 - COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE VERSUS COLLECTOR CURRENT

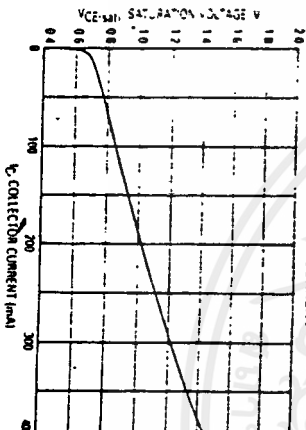


FIGURE 11 - ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

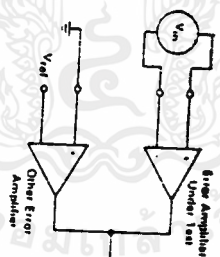


FIGURE 10 - STANDBY SUPPLY CURRENT VERSUS SUPPLY VOLTAGE

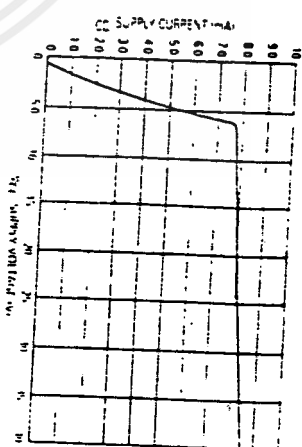


FIGURE 12 - DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

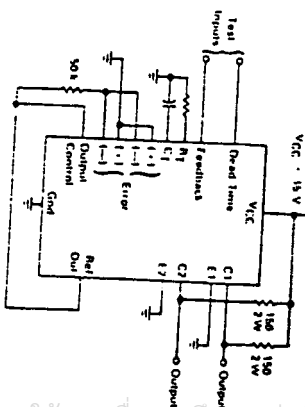


FIGURE 13 - COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

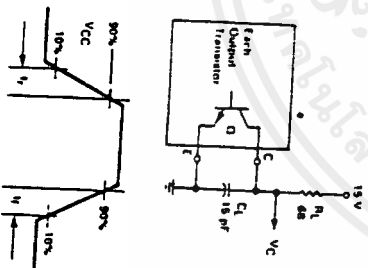
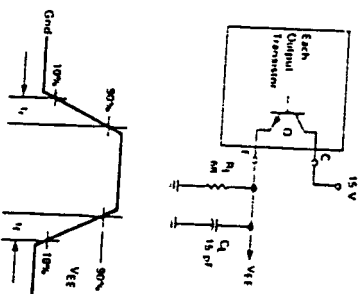


FIGURE 14 - EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

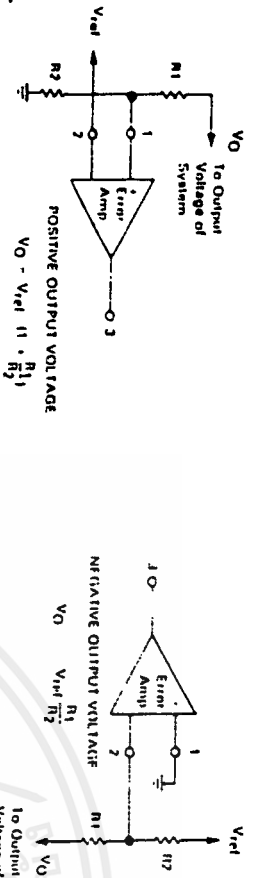


FIGURE 16 — BLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

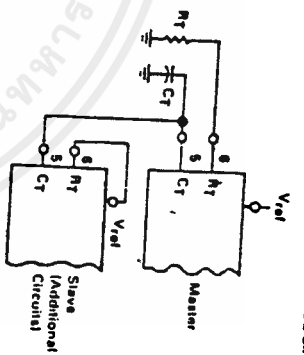


FIGURE 20 — OPERATOR WITH  $V_{in} > 40$  V USING EXTERNAL ZENER

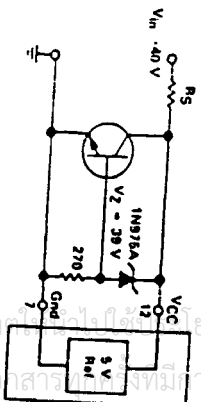


FIGURE 18 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

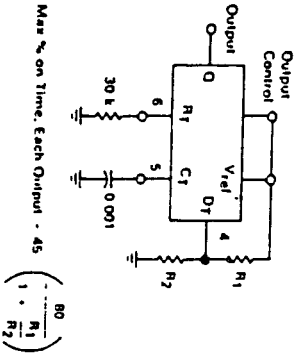


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

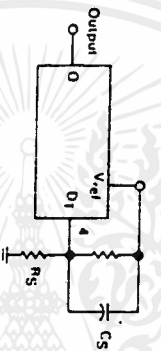
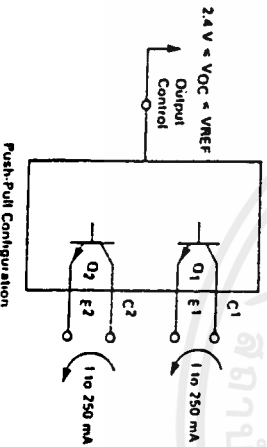
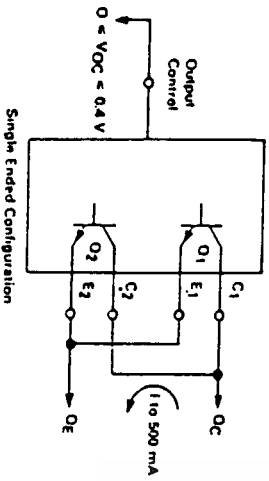
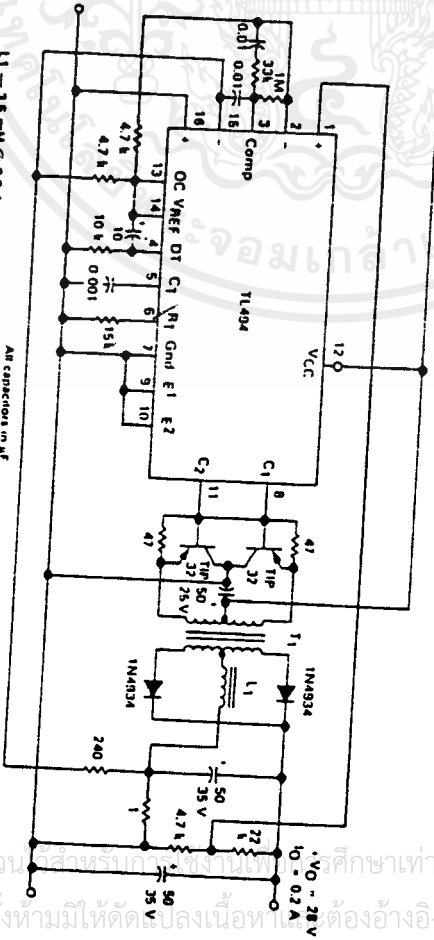


FIGURE 19 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



$V_{in} = 8.0$  to  $20$  V

FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

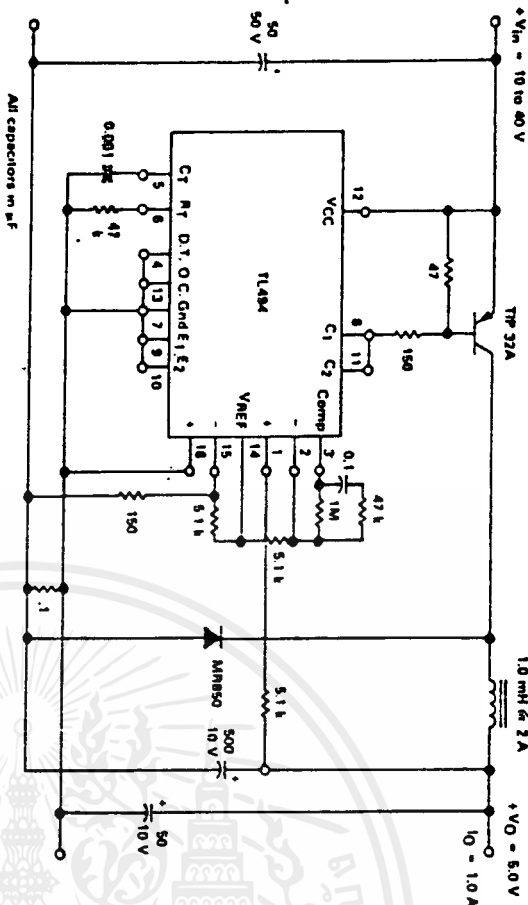


$L1 = 3.5$  mH @  $0.3$  A  
 $T1 =$  Primary: 20T C.T. #28 AWG  
 $T2 =$  Secondary: 120T C.T. #26 AWG  
 Core: Ferronucle 1408P-100-3C8

All connections in  $\mu$ F

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V, $I_o = 40$ V	14 mV, 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1$ mA to 1 A	3.0 mV, 0.08%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1.0$ A	65 mV P.P. P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_o = 1$ A	71%

FIGURE 21 - PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to $40$ V	$3.0$ mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.8$ V, $I_o = 0.2$ to $200$ mA	$5.0$ mV 0.07%
Output Ripple	$V_{in} = 12.8$ V, $I_o = 200$ mA	$40$ mV p-p P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.8$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	$250$ mA
Efficiency	$V_{in} = 12.8$ V, $I_o = 200$ mA	72%

Description

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

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

For more information refer to Figure 4.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor  $C_T$  to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signal. 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.

TL494

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 3.3 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to  $V_{CC}$  (2 V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are tied 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  $C_T$  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 circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 1.5\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 - FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$I_{out} = I_{osc}$
Output Control	Single ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
Grounded		
At Vref	Push-pull operation	0.5