สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง
HV-DC SWITCH MODE POWER SUPPLY

T034159

โดย

นายจักกฤษณ์ ภูมิสุทธาผล
นายพานิช ความมานะ
นายสุภชัย หอวิมานพร
นายสุเมธ เจริญพร

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
ผศ.ประภาษ ไพรสุวรรณา

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 34159
วัน, เดือน, ปี 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2541

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง *แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง*

ผู้จัดทำ

1. นายจักกฤษณ์ ภูมิสูทธาผล
2. นายพานิช ความมานะ
3. นายศุภชัย หอวิมานพร
4. นายสุเมธ เจริญพร

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ประภาษ ไพรสุวรรณา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง

นายจักกฤษณ์ ภูมิสุทธาผล
นายพานิช ความมานะ
นายศุภชัย หอวิมานพร
นายสุเมธ เจริญพร
อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
ผศ.ประภาษ ไพรสุวรรณา
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

โครงงานนี้เป็นการสร้างเครื่องผลิตไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง โดยขอบเขตการทำงานเป็นวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยรับไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 Volts 50 Hz นำมาแปลงให้เป็นแรงดันเอาต์พุตที่มีแรงดันสูงกระแสตรงโดยใช้วงจรสวิตชิ่งแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้มอสเฟต เป็นอุปกรณ์ในการนำกระแสซึ่งมีความถี่ในการสวิตชิ่ง ประมาณ 25 – 35 กิโลเฮิรตซ์ และผ่านหม้อแปลงฟลายแบค เพื่อทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรง ที่ต้องการขนาด 0 – 12 กิโลโวลต์ จุดประสงค์ที่ต้องการ ผลิตแรงดันสูง เพื่อจะนำไปใช้ทดสอบกระแสรั่วของตัวเก็บประจุ อลูมิเนียม อิเล็กโทรลิติก สำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อดูว่ากระแสรั่วเป็นไปตามมาตรฐาน มอก. 767 – 2531 หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HV-DC Switched Mode Power Supply

JAKGRIT PUMISUTTAPOL
PANICH KWAMMANA
SUPPACHAI HOWIMANPORN
SUMATH JAROENPORN
ANUWAT JANGWANITLERT ADVISOR
ASST.PROF.PRAPAS PRISUWANNA ADVISOR

Abstract

This project presents the creation of the high voltage direct current (HVDC) switching mode power supply used for generating power at high voltage direct current on 1 phase 220 volts 50 Hz of utility to HVDC output of 0 – 12 kV with at flyback converter. A switching device of a flyback converter is mosfet and switching frequency is of 25 – 35 kHz. A purpuse of generating HVDC is to test leakage current of a aluminium electrolytic capacitor in UDC 621.38.03 standard.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	II
ABSTRACT	III
สารบัญภาพ	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ขอบเขตของโครงงาน	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 พื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	3
2.2 พื้นฐานการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต	16
2.4 หม้อแปลงความถี่สูง	30
2.5 วงจรสร้างแรงดันกระแสตรง	39
2.6 วงจรเรกกูเลเตอร์โดยใช้ IC หลายขา	44
2.7 มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมตัวเก็บประจุอะลูมิเนียมอิเล็กโทรลิติกสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์	47
บทที่ 3 การศึกษาและการออกแบบ	50
3.1 การทำงานของวงจร	50
3.2 การออกแบบชุดขับเพาเวอร์มอสเฟต	57
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	59
4.1 การวัดสัญญาณต่างๆของวงจรควบคุม	59
4.2 การวัดรูปคลื่น แรงดันเอาท์พุตกระแสตรง	61
4.3 การทดลองหาค่ากระแสรั่ว ตามมาตรฐาน มอก. 767 – 2531	64
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	67
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

ภาพที่		
1.1	แผนผังแสดงขอบเขตของโครงงาน	2
2.1	วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ	4
2.2	แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.3	แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี่และกระแสที่ขดเซคั่นดารี่ขณะที่วงจรทำงาน	9
2.4	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	10
2.5	แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	11
2.6	แสดงการกำหนดกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D	13
2.7	วงจรสมมูลย์ของมอสเฟต เมื่อทำงานในช่วงทำงาน	17
2.8	วงจรสมมูลย์ของมอสเฟตขณะนำกระแส	17
2.9	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	19
2.10	แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	21
2.11	แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกทขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	21
2.12	แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	22
2.13	แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกทตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)	23
2.14	แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง	24
2.15	แสดงวงจรพื้นฐานการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	25
2.16	แสดงลักษณะของความกว้างเอาท์พุตพัลส์ของ PWM	26
2.17	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	27
2.18	แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

ภาพที่		
2.19	แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	28
2.20	แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาท์พุตของ TL 494	29
2.21	ฟลั๊กซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส I ไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ	30
2.22	สนามแม่เหล็กแข็งแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด	31
2.23	การสร้างแท่งวัสดุแม่เหล็กให้เป็นแกนตรงกับเส้นทางเดินของฟลั๊กซ์ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แข็งแรงขึ้น	31
2.24	กราฟฮีสเตอรีซีสลูปของแกนหม้อแปลง	33
2.25	ฮีสเตอรีซีสลูปของแกนที่มีช่องว่างอากาศ	34
2.26	แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น (Linear) และช่วงอิ่มตัว (Saturation)	35
2.27	หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ	36
2.28	วงจรขั้นบันไดสร้างแรงดันกระแสตรงตามวงจรของ Greinach	40
2.29	รูปคลื่นแรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรขั้นบันไดในขณะมีโหลด	41
2.30	LM723C	45
2.31	วงจรเรกกูเลเตอร์แรงดันสูงโดยใช้ LM723	46
3.1	แผนผังแสดงการทำโครงงานทั้งหมด	50
3.2	วงจรเรกกูเรชั่น 0 – 30 V	51
3.3	วงจรเรกกูเรชั่น 12 V	52
3.4	วงจรชุดขับกำลัง	53
3.5	วงจรชุดเพาเวอร์	54
3.6	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาไอซี TL494	57
3.7	แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T และ C_T ในการกำหนดความถี่	57
4.1	รูปคลื่นแรงดันที่ขา เกท – ซอร์ส	59
4.2	รูปคลื่นแรงดันที่ขา เดรน – ซอร์ส	60
4.3	รูปคลื่นแรงดัน VGS และ VDS)	60
4.4	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 1 Kv	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

ภาพที่

4.5	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 2 kV	62
4.6	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 4 kV	62
4.7	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 6 kV	63
4.8	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 10 kV	63
4.9	รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุต 12 kV	64
4.10	วงจรทดสอบกระแสรั่ว	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของมอสเฟตกับอุปกรณ์สวิทชิ่งชนิดต่างๆ 18

2.2 วัสดุแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงกำลังความถี่สูง 39

2.3 กระแสไฟฟ้ารั่ว 49

4.1 กระแสไฟฟ้ารั่ว 65

4.2 ตารางผลการทดสอบกระแสรั่วของตัวเก็บประจุ 66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรดันสูงกระแสตรง

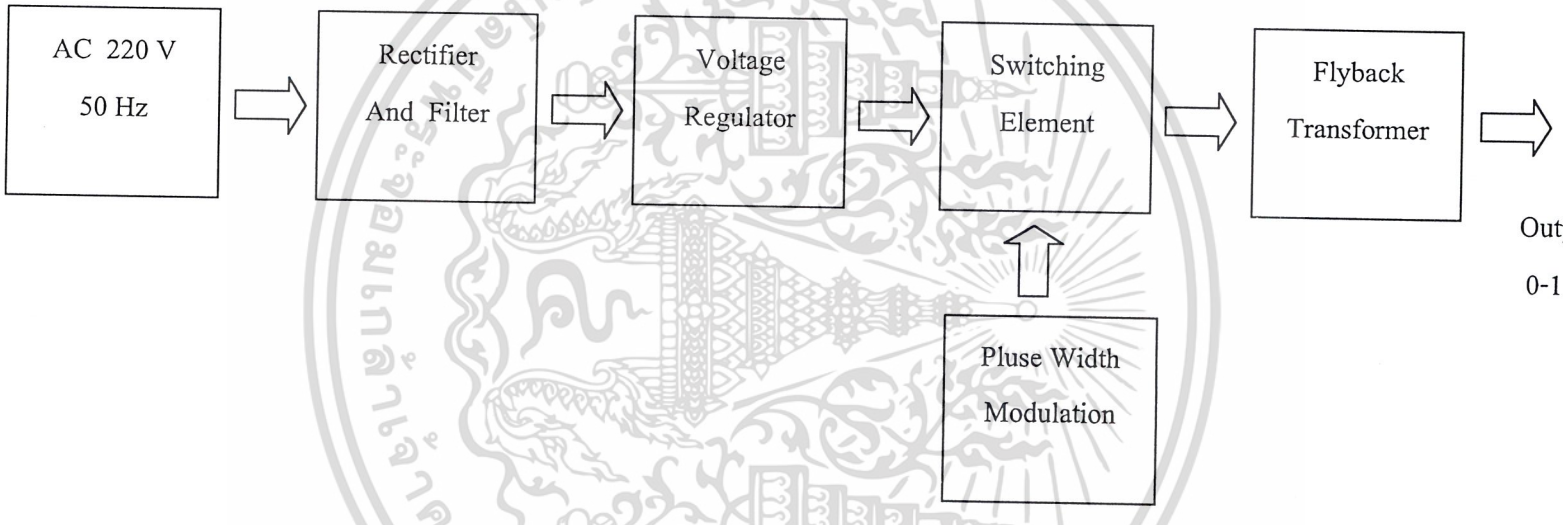
HV-DC Switch Mode Power Supply

1.1 ขอบเขตของโครงงาน

ขอบเขตของโครงงาน เริ่มตั้งแต่รับไฟ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ มาแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงจากนั้นผ่านเข้าวงจรโวลต์เตจเรกกูเรเตอร์ 0 – 30 โวลต์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปในวงจรสวิตชิ่งแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ใช้มอสเฟตในการนำกระแส สาเหตุที่เลือกใช้มอสเฟต เพราะมอสเฟตมีความเหมาะสมในการนำกระแสที่ความถี่สูง ๆ ได้ดีกว่าอุปกรณ์ตัวอื่นๆ แต่มีข้อเสียคือทนกระแสได้ต่ำ จากนั้นก็ไปผ่านหม้อแปลง ฟลายแบคทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต กระแสตรงขนาด 0-12 กิโลโวลต์ ดังที่ได้แสดงตามบล็อกไดอะแกรมของโครงงานดังภาพที่ 1.1

ประโยชน์ของโครงงานนี้ ใช้ในการทดสอบกระแสรั่ว ของตัวเก็บประจุอลูมิเนียมอิเล็กโทรลิติก สำหรับงานอิเล็กโทรนิกส์ เพื่อจะดูว่า เป็นไปตามมาตรฐาน มอก. 767 – 2531 หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 1.1 แผนผังแสดงขอบเขตของโครงงาน

บทที่2
ทฤษฎี

2.1 พื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

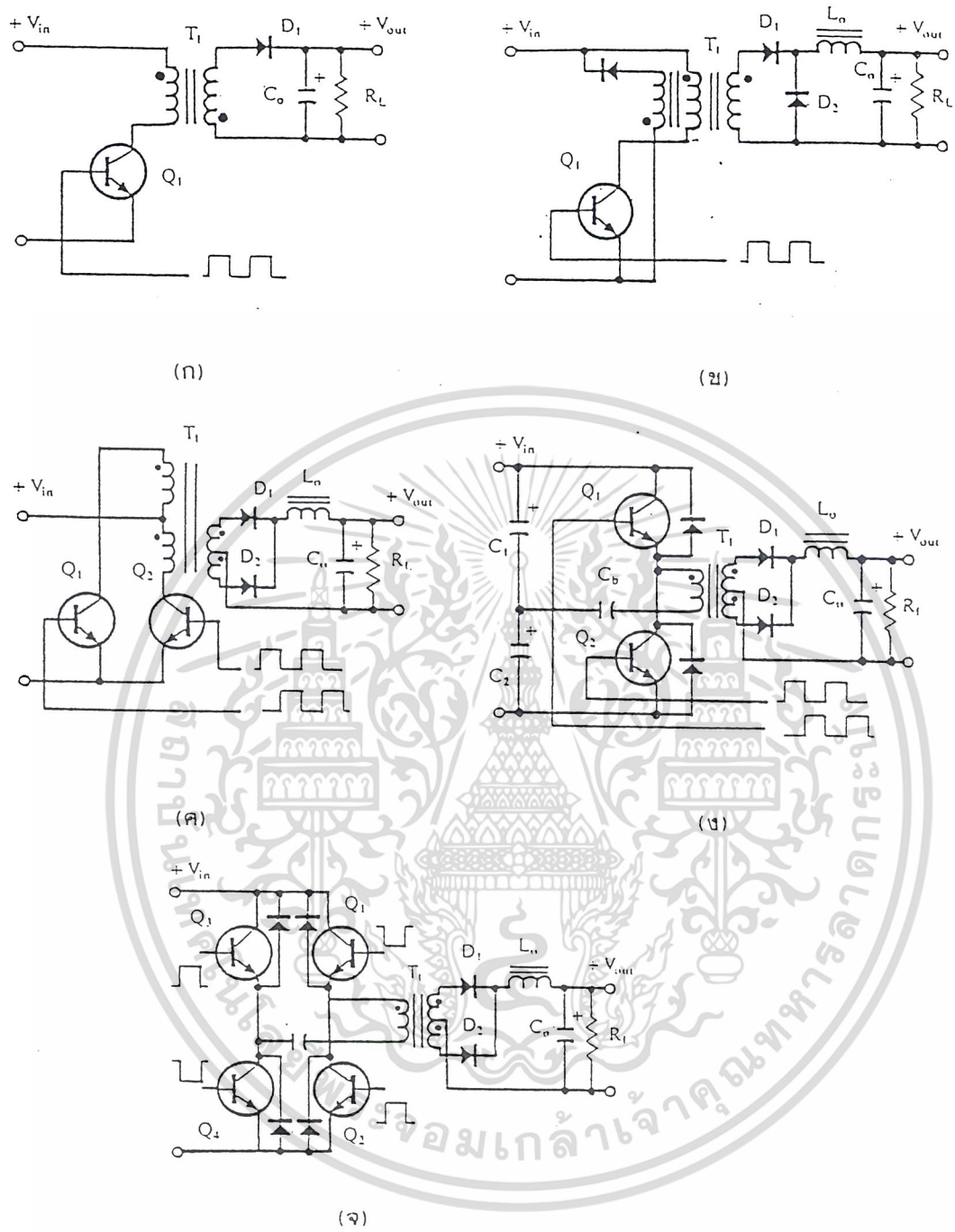
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคา เพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyblack Converter)
2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ แต่จะไม่ขอกล่าวถึงเช่นเดียวกัน วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แสดงไว้ในภาพที่2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ

(ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

(ข) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

(ค) พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

(ง) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

(จ) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.1 (ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิทช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคั่นดารี่ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในภาพที่ 2.1 (ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไพรมารี่และขดเซคั่นดารี่ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวด้วย เมื่อ Q_1 หยุด นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคั่นดารี่ สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมดังนั้นอยู่ไดโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส ตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัว L_0และ D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างตัวเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากภาพที่ 2.1 (ค) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน

4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจร มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากภาพที่ 2.1 (ง) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อม ขณะทำงานของขดไพรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.1 (จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

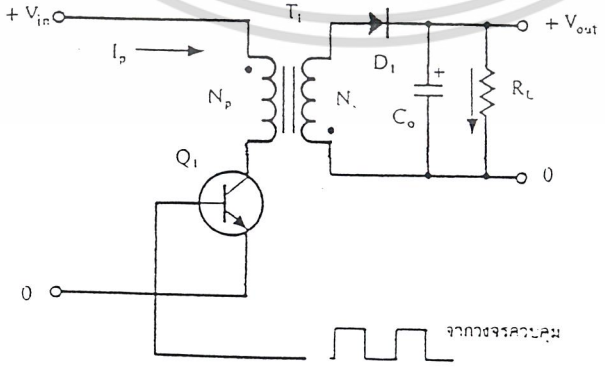
แรงดันอินพุตกระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้น สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

6. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ จึงเหมาะสำหรับ สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ถึง 150 วัตต์ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีข้อเสีย คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple) ค่อนข้างสูง และเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลท์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง

2.2 พื้นฐานการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในภาพที่ 2.2 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพรมารี่และขดเซคั่นดารี่พันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด R_L พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ ขดไพรมารี่ของหม้อแปลง เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดเซคั่นดารี่ ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไพรมารี่จะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคั่นดารี่ และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 ได้ เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ 2.1



ภาพที่ 2.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = t_{on} \times \frac{(N_S / N_P)(V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{on})} - V_D \qquad (2.1)$$

โดยที่ T คือ คาบเวลาการทำงาน Q_1 เป็นวินาที

t_{on} คือ ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแส เป็นวินาที

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี่ เป็นรอง

N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคั่นดารี่ เป็นรอบ

V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลท์

V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลท์

$V_{CE(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็นโวลท์

V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 ขณะนำกระแส เป็นโวลท์

จะเห็นได้ว่าวงจรจะสามารถคงค่าแรงดันเอาไว้ได้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่านั้น ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตหรือมีการเปลี่ยนแปลงโหลดก็ตาม

<u>ลักษณะกระแสและแรงดันภายในวงจร</u>

กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 และขดไพรมารี่ ขณะที่ Q_1 นำกระแสนั้น จะเป็นลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นไปตามสมการ 2.2

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \qquad (2.2)$$

ดังนั้น กระแส I_p จะมีลักษณะเพิ่มขึ้นตามเวลาและมีค่าสูงสุดเมื่อ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ที่เวลา $t = t_{ON}$ ดังนั้นกระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ

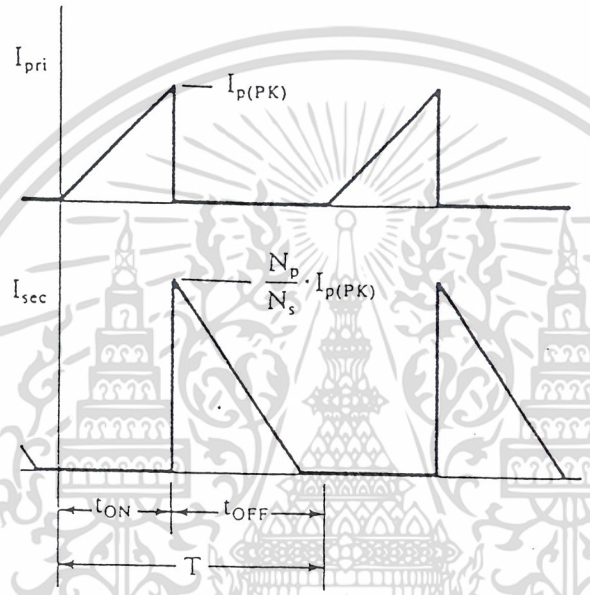
$$I_{p(PK)} = \frac{(V_{in} - V_{CE(sat)})}{L_p} t_{ON} \qquad (2.3)$$

โดยที่ $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี่ เป็นแอมป์

L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี่ เป็นเฮนรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

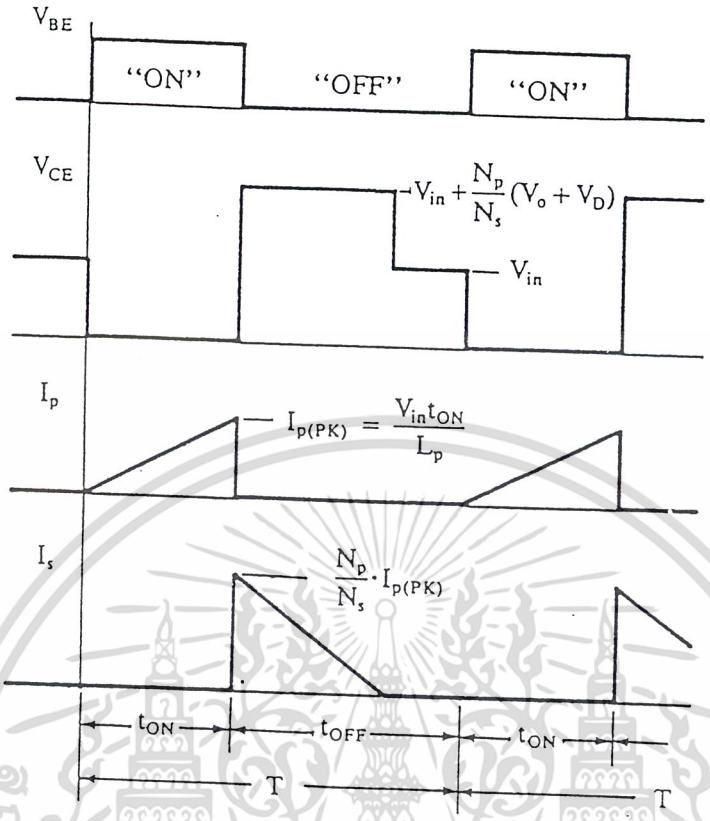
เมื่อ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดเซคั่นดารี่จะเริ่มมีกระแสไหล แต่เนื่องจากกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงในทันทีทันใดไม่ได้ กระแสที่ขดเซคั่นดารี่ (I_s) จะต้องเริ่มต้นที่ค่าสูงสุดของกระแสที่ขดไพรมารี่ $I_{p(PK)}$ โดยมีค่าเป็นสัดส่วนตามอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนั้นกระแสที่ขดเซคั่นดารี่ จะมีค่าเริ่มต้นที่ $Is = (N_p/N_s)I_{p(PK)}$ และมีค่าลดลงตามเวลา ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ตามเวลาจะเป็นดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี่และกระแสที่ขดเซคั่นดารี่ขณะที่วงจรทำงาน

เมื่อมีกระแสไหลที่ขดเซคั่นดารี่ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ด้วย เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของเซคั่นดารี่มีค่าเท่ากับ $V_{out}+V_D$ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่จึงมีค่าเท่ากับ $(N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ ทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเป็น $V_{in}+(N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ จนกระทั่งกระแสที่ไหลในขดเซคั่นดารี่มีค่าลดลงเป็นศูนย์ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 จึงลดลงมามีค่าเท่าแรงดันอินพุต V_{in} ในภาพที่ 2.4 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

<u>การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง</u>

<u>โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง</u> (Discontineous Mode)

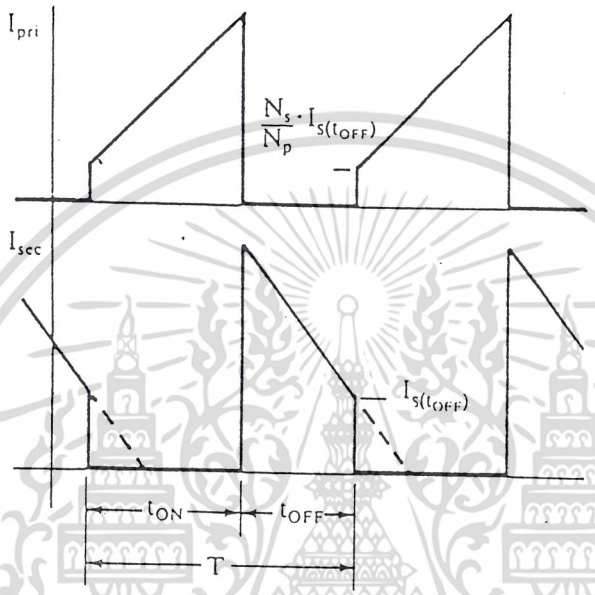
เราจะกล่าวว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในโหมดกระแสไฟไม่ต่อเนื่องก็ต่อเมื่อ ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในขดไพรมารี่ถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคั่นดารี่จนหมด กล่าวคือกระแสที่ไหลในขดเซคั่นดารี่มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ก่อนที่ Q_1 จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง (คือลักษณะของกระแสในภาพที่ 2.3)

<u>โหมดกระแสต่อเนื่อง</u> (Contineous Mode)

จากภาพที่ 2.3 ถ้าคาบเวลา T มีค่าคงที่ เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของ Q_1 ให้มากขึ้น ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} ก็จะมีค่าน้อยลงและกระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเวลาไปด้วย แต่เนื่องจากช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} มีค่าน้อย กระแสที่ขดเซคั่นดารี่ไม่สามารถลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ได้ทันภายในช่วงเวลา t_{OFF} จึงยังคงมีพลังงานบางส่วนเหลือค้างอยู่ในขดไพรมารี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเนื่องจากกระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ทันทีทันใด เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง กระแสที่ขดไพรมารี่จึงต้องเริ่มต้นด้วยค่าของกระแสเซคั่นดารี่สุดท้ายที่ลดลงได้ คูณด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ N_s/N_p (ดูภาพที่ 2.5 ประกอบ) การทำงานในลักษณะนี้เราจะเรียกว่า การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง)



ภาพที่ 2.5 แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

<u>การออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง</u>

เมื่อเข้าใจการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แล้ว ในหัวข้อต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงขั้นตอนการคำนวณค่าต่าง ๆ เพื่อ เป็นแนวทางในการเลือกใช้อุปกรณ์และควบคุมการทำงานของวงจรดังต่อไปนี้

<u>กำหนดค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s</u>

การกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ของหม้อแปลง เป็นสิ่งที่ควรทำเป็นอันดับแรก เนื่องจากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s นี้จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแสโดย

$$V_{CE(max)} = V_{in(max)} + \frac{N_p}{N_s}\left(V_{out} + V_D\right) \qquad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้จึงควรกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} < \frac{V_{CEO} - \left(V_{in(max)} + V_{spike}\right)}{\left(V_{out} + V_D\right)} \qquad (2.5)$$

เมื่อ V_{CEO} คือค่าอัตราทนแรงดันได้สูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ และ V_{spike} คือค่าแรงดันพุ่งหรือสไปค์ (spike) ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส สไปค์นี้เกิดขึ้นเนื่องจากฟลั๊กซ์รั่วภายในหม้อแปลง ซึ่งทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำแฝงขึ้นที่ขดไพรมารี่และมีการสะสมพลังงานเช่นเดียวกับขดไพรมารี่ แรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าประมาณ 0.3 V_{in} และเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ จนกว่าพลังงานที่ถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงจะถูกถ่ายเทหมดไป

การกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ที่มีค่ามากหรือน้อยเกินไป จะมีผลต่อขนาดของหม้อแปลงและกระแสสูงสุดที่จะเกิดขึ้นในวงจร การพิจารณากำหนดค่า N_p/N_s นั้นจึงต้องพิจารณาผลของค่า N_p/N_s ที่ต่อองค์ประกอบต่าง ๆ ในวงจรอย่างเหมาะสมด้วย

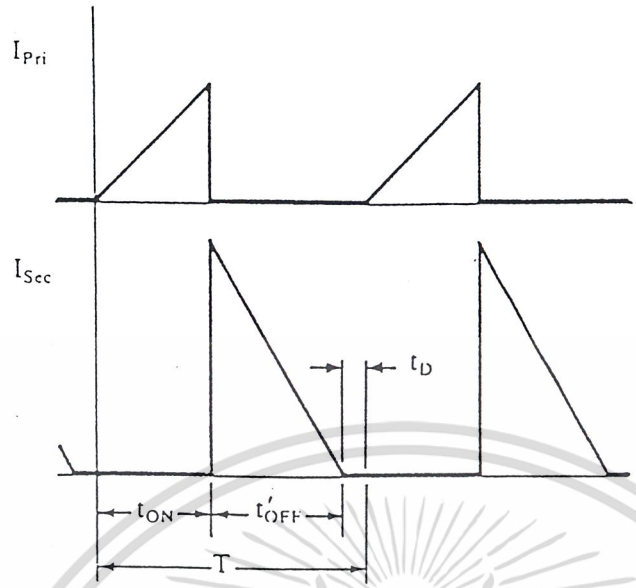
<u>ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด</u> $t_{ON(MAX)}$

เพื่อให้แน่ใจว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง จึงจำเป็นต้องกำหนดให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} มีค่ามากพอ เพื่อให้กระแสที่ขดเซคั่นดารี่ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง นั่นคือ จำเป็นจะต้องมีการจำกัดค่าของ t_{ON} เอาไว้ การจำกัดค่าของ t_{ON} สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าเวลาเผื่อ (dead time) t_D ไว้ดังภาพที่ 2.6 กล่าวคือ การลดลงของกระแสที่ขดเซคั่นดารี่จนเป็นศูนย์จะต้องใช้เวลาไม่เกิน $t'_{OFF} = T - \left(t_{ON} + t_D\right)$

ค่าของ t_D จะกำหนดให้เป็นเท่าใดก็ได้ โดยทั่วไปมักกำหนดไว้ที่ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลา T หรือเท่ากับ 0.2T ดังนั้น

$$t_{ON(max)} + t'_{OFF} = 0.8T \qquad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.6 แสดงการกำหนดกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ยังคงการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่เวลา $t = t_{ON(max)}$

เนื่องจากกระแสที่ขดไพรมารี่ต้องลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ใช้เวลามากที่สุดเท่ากับ t'_{OFF} นั่นคือ

$$-\left(0 - I_{s(PK)}\right) = \frac{\left(V_{out} + V_D\right)}{L_s} t'_{OFF} \qquad (2.7)$$

$$\frac{N_P}{N_S} I_{p(PK)} = \frac{\left(V_{out} + V_D\right)}{L_s} t'_{OFF} \qquad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.3) แทนค่า $I_{p(PK)}$ ใน (2.8) จะได้ว่า

เนื่องจาก $\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}}$ และแทนค่า $t'_{OFF} = 0.8T - t_{ON(max)}$

$$\frac{N_P}{N_S} \frac{\left(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}\right) t_{ON(max)}}{L_p} = \frac{\left(V_{out} + V_D\right) t'_{OFF}}{L_s} \qquad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น $$t_{ON(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(N_p / N_s)(0.8T)}{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) + (V_{out} + V_D)(N_p / N_s)} \quad (2.10)$$

<u>กำหนดค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี่ L_p</u>

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานด้วยการเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสและส่งผ่านพลังงานออกไปในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส โดยในแต่ละช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ขดไพรมารี่ (E) จะมีค่า

$$E = \frac{1}{2} L_p I_{p(PK)}^2 \quad \text{(จูล)} \quad (2.11)$$

และในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้น กำลังงานที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลาจึงมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = \frac{1/2 L_p I_{p(PK)}^2}{T} \quad \text{(วัตต์)} \quad (2.12)$$

จาก (2.3) แทนค่าลงใน (2.12) จะได้ว่า

$$P_{in} = \frac{\left[\left(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}\right) t_{ON_{max}}\right]^2}{2TL_p} \quad (2.13)$$

ถ้าประสิทธิภาพการส่งผ่านพลังงานของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ η (ประมาณ 65-80% สำหรับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย) กำลังงานที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถจ่ายให้กับโหลดได้จะมีค่า

$$P_{out} = \eta P_{in} = \eta \frac{\left[\left(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}\right) t_{ON(max)}\right]^2}{2TL_p} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานได้เท่ากับกำลังงานที่ต้องการด้านเอาต์พุต P_{out} ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี่ L_p ต้องมีค่าอย่างต่ำเท่ากับ

$$L_p = \eta \frac{\left[\left(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}\right) t_{ON(max)}\right]^2}{2TP_{out}} \qquad (2.15)$$

<u>จำนวนรอบขดไพรมารี่ Np และจำนวนรอบขดเซคั่นดารี่ Ns</u>

การกำหนดจำนวนรอบขดไพรมารี่ N_p จะขึ้นอยู่กับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และความหนาแน่น ฟลั๊กซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกน โดยจำนวนรอบ N_p จะมีค่าเท่ากับ

$$N_p = \frac{V_{in(min)} \times t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} \times Ae} \times 10^8 \qquad (2.16)$$

โดยที่ ΔB_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลั๊กซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้น เป็นเกาส์

Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

สำหรับจำนวนรอบของขดเซคั่นดารี่ N_s นั้น สามารถหาได้จากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบขดไพรมารี่หาได้จากสมการที่ (2.16)

<u>ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0</u>

ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_0 จะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลในช่วงที่เพาเวอร์-ทรานซิสเตอร์นำกระแส ซึ่งจะไม่มีกระแสไหลจากขดเซคั่นดารี่ เป็นการลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุต ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_0 จึงต้องสามารถจ่ายกระแสได้เท่ากับค่ากระแสที่ต้องการในช่วงเวลา t_{ON} เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ค่าของ C_0 สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$C_0 = \frac{I_0 t_{ON(max)}}{V_{ripple}} \qquad (2.17)$$

โดยที่ I_0 คือ ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่เอาต์พุต เป็นแอมป์

V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ เป็นโวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ESR (Equivalent Series Resistance) คือค่าความต้านทานทางไฟฟ้า ซึ่งแฝงอยู่ในตัวเก็บประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์จะมีค่า ESR ค่อนข้างสูง ตัวเก็บประจุยิ่งมีค่าความจุสูง ESR จะมีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตาม ค่าต่ำสุดของ ESR จะถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 0.03 โอห์ม (ที่ 20°C) เนื่องจากปัญหาความต้านทานที่รอยต่อระหว่างแผ่นฟลอยด์และขาของตัวเก็บประจุ

ถ้าตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้มีค่า ESR สูง จะทำให้เกิดปัญหาแรงดันกระเพื่อมขึ้นที่แรงดันเอาต์พุต เนื่องจากขณะที่ขดเซคั่นดารี่เริ่มนำกระแส ที่ขอบขาขึ้นของกระแสจะมีค่าสูง ค่าความต้านทานแฝง ESR ในตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในลักษณะพุ่งในช่วงสั้น ๆ ของการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ และจำทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมขึ้นที่เอาต์พุต

การแก้ปัญหานี้อาจทำได้โดยการเพิ่มวงจร LC ฟิลเตอร์ที่เอาต์พุต หรือเพิ่มค่าเก็บประจุที่เอาต์พุตเพื่อลดค่า ESR การใช้ตัวเก็บประจุขนานกันหลายตัวเพื่อเพิ่มค่าความจุจะทำให้ลดค่า ESR ได้เช่นเดียวกัน

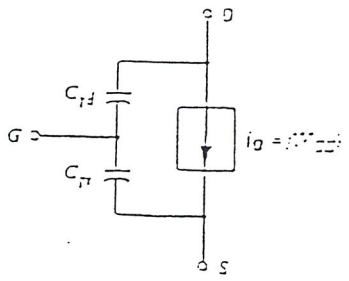
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

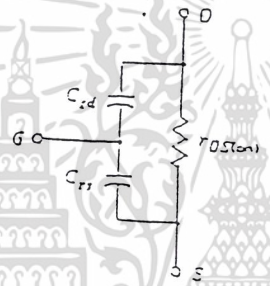
โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้นจากคุณสมบัติที่เด่นของเพาเวอร์มอสเฟต คือ สามารถใช้งานได้ที่ความถี่สูงแต่มีข้อเสียจากการเกิดการสูญเสียในการสวิทชิ่งเปลี่ยนแปลงสถานะและค่าความต้านทาน r_{DSON} มีค่าสูง เมื่อนำกระแสทำให้เกิดการสูญเสียขณะนำกระแสด้วยการใช้งานเพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิทช์ ใช้การประจุค่าตัวเก็บประจุที่คร่อมระหว่างขาเกทและเดรนของมอสเฟต ให้มีค่าที่สามารถนำกระแสได้และในการหยุดนำกระแสโดยปรับค่า V_{GS} เพื่อใช้เกิดการคายประจุที่เก็บประจุ ทำให้เกิดการหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



ภาพที่ 2.7 วงจรสมมูลย์ของมอสเฟต เมื่อทำงานในช่วงทำงาน



ภาพที่ 2.8วงจรสมมูลย์ของมอสเฟตขณะนำกระแส

ข้อดี-ข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟต

ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

1. ใช้แรงดันในการควบคุมการทำงาน โดยทำการควบคุมการไหลของกระแส จึงไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันสูงมาก

2. การสูญเสียในการสวิตช์ชิ่งค่อนข้างต่ำ เพราะเวลาในการสวิตชิ่งเปลี่ยนสถานะสั้น ทำให้เกิดการสูญเสียน้อย

3. พื้นที่ของ SOA (Safe Operating Area) กว้างกว่า ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) และไม่มี เซคั่นดารี่เบรคดาวน์ (Secondary Breakdown)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

34159

ข้อเสียเพาเวอร์มอสเฟต

1. เกิดการสูญเสียขึ้นที่บริเวณชั้นสาร โดยเปรียบกับปริมาณความหนาแน่นของกระแสต่อหน่วยพื้นที่ จะมีค่า เพิ่มตามลำดับเมื่อค่าอัตราการทนแรงดันของมอสเฟตเปลี่ยนไป

2. เกิดการสูญเสีย ในกรณีค่า $r_{DS(ON)}$ มีค่าสูงในภาพของการสูญเสีย $I^2_{D(rms)} x\ r_{DS(ON)}$

การพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

1. เลือกมอสเฟตที่มีความต้านทานระหว่างเดรนและซอสขณะนำกระแส $r_{DS}(on)$ ให้มีขนาดน้อย เพื่อลดการสูญเสียขณะนำกระแส และกระแสที่ผ่านน้อยลงถ้า $r_{DS}(on)$ มีค่ามาก

2. เลือกพื้นที่ใช้งานของมอสเฟตให้อยู่ในกราฟ SOA ของมอสเฟต

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของมอสเฟตกับอุปกรณ์สวิตชิ่งชนิดต่างๆ

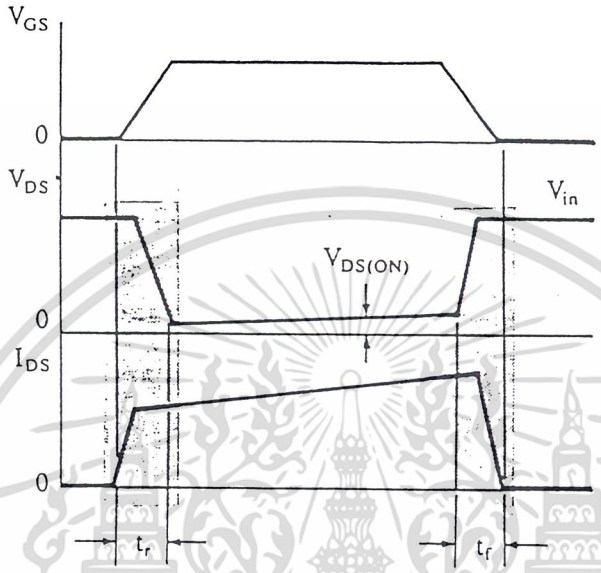
คุณสมบัติ	มอสเฟต	IGBT	ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
ตัวแปรที่ใช้ในการทำงาน	แรงดัน	แรงดัน	กระแส
กำลังงานที่ใช้	ต่ำ	ต่ำ	สูง
ความหนาแน่นของกระแสที่ทำให้แรงดันตกคร่อม	มีค่ามากที่แรงดันต่ำและมีค่าน้อยที่แรงดันสูง	สูงมาก (ความเร็วในการหยุดนำกระแสสูง)	ปานกลาง
การสูญเสียในขณะสวิต-ชิ่ง	ต่ำมาก	ต่ำถึงปานกลางขึ้นอยู่กับการสูญเสียความนำกระแสในขณะหยุดทำงาน	ปานกลางถึงสูงขึ้นอยู่กับการสูญเสียความนำกระแสในขณะหยุดทำงาน

กำลังงานสูญเสียในภาพความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ภาพที่ 2.9 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์



ภาพที่ 2.9 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรเงาจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในภาพความร้อนได้สูง

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิรตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \qquad (2.18)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \times t_r}{T} \qquad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(offn)} V_{in} \cdot t_f}{T} \qquad (2.20)$$

$$P_C = I^2_{D_{rms}} \times R_{DS_{ON}}(T_j) \qquad (2.21)$$

เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

$I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน

$R_{DS_{ON}}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

<u>หมายเหตุ</u> สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสในดาต้าชีตของผู้ผลิตส่วนใหญ่มักระบุมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน ton และ t_C เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

<u>เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต</u>

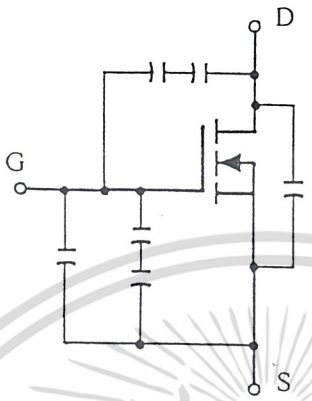
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็คเตอร์และอีมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกทและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์-ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

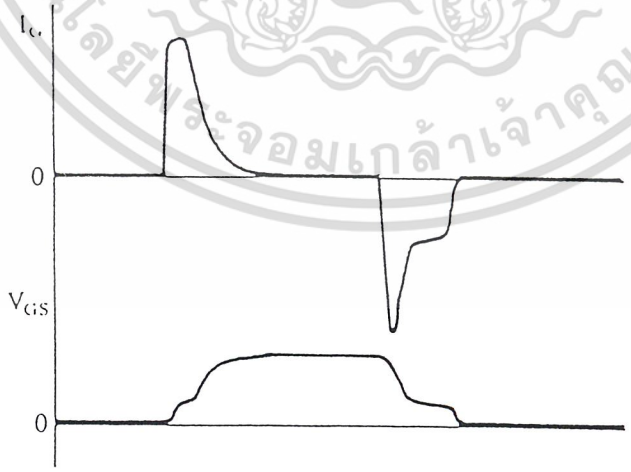
ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.10 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกท VGS มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันชิดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกท VGS มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกทจึงมีลักษณะดังในภาพที่ 2.11



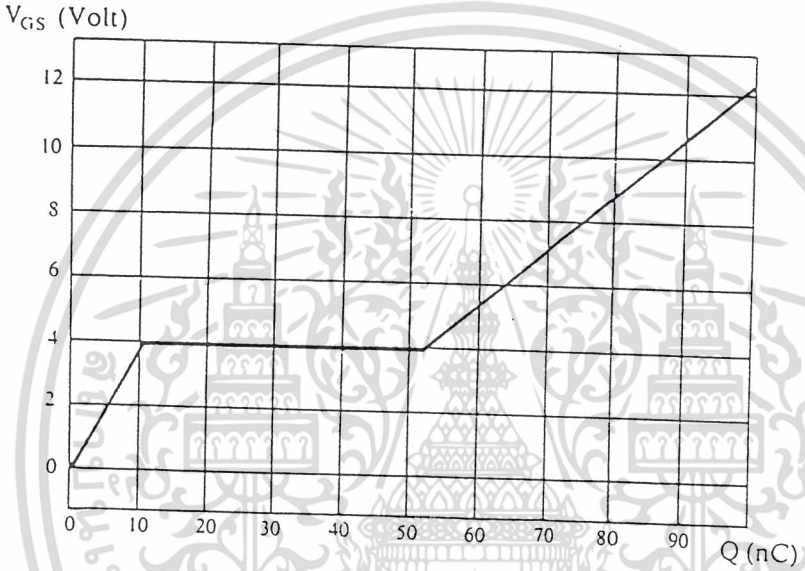
ภาพที่ 2.11 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกทขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

<u>การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ</u>

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดันที่ VGS ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกทเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในดาต้าชีตด้วย (ภาพที่ 2.12) กราฟนี้มีระโยชน์มาก ในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกทและเวลาในการเปลี่ยนสถานของเพาเวอร์มอสเฟต



ภาพที่ 2.12 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

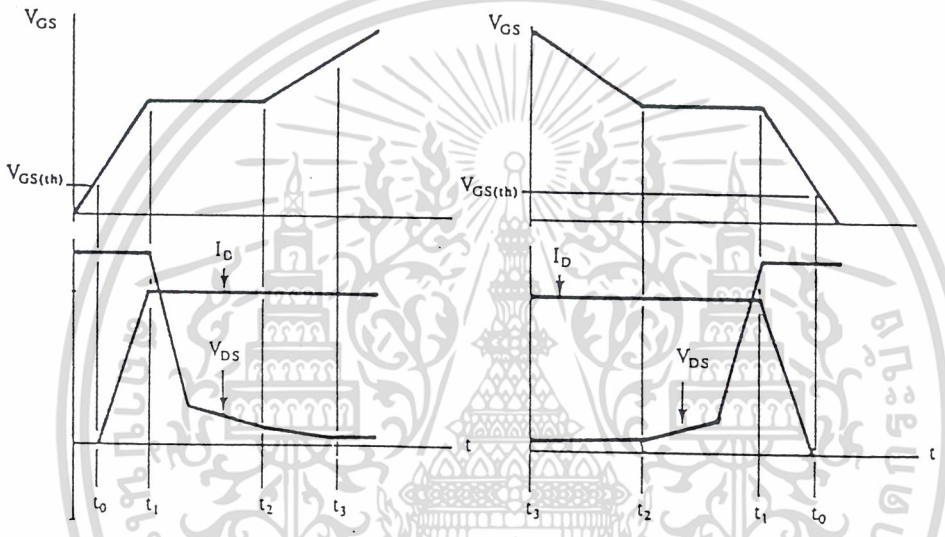
ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) t_0 t_2
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) t_2 t_3

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกท จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกทมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม (VGS(th)) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส VDS จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม VDS สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาดเกท VGS จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอส-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในภาพที่ 2.13 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกทด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



ภาพที่ 2.13 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกทตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกททิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในภาพที่ 2.12 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \qquad (2.22)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

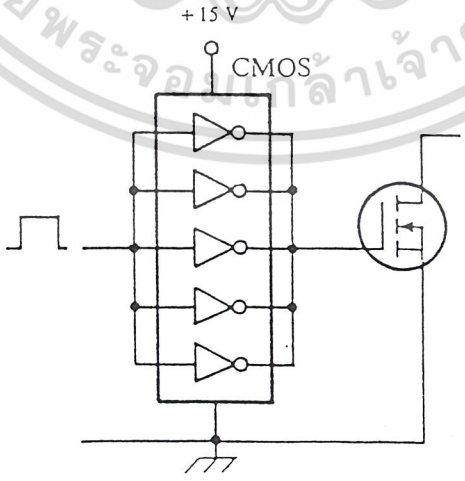
I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

<u>หมายเหตุ</u> กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากดาต้าชีต ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกท I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่ขอกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (2.22) ก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกท วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกท VGS ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

<u>วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย</u> CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนตารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซี ตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังภาพที่ 2.14 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกท ทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นได้เร็วขึ้น



ภาพที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

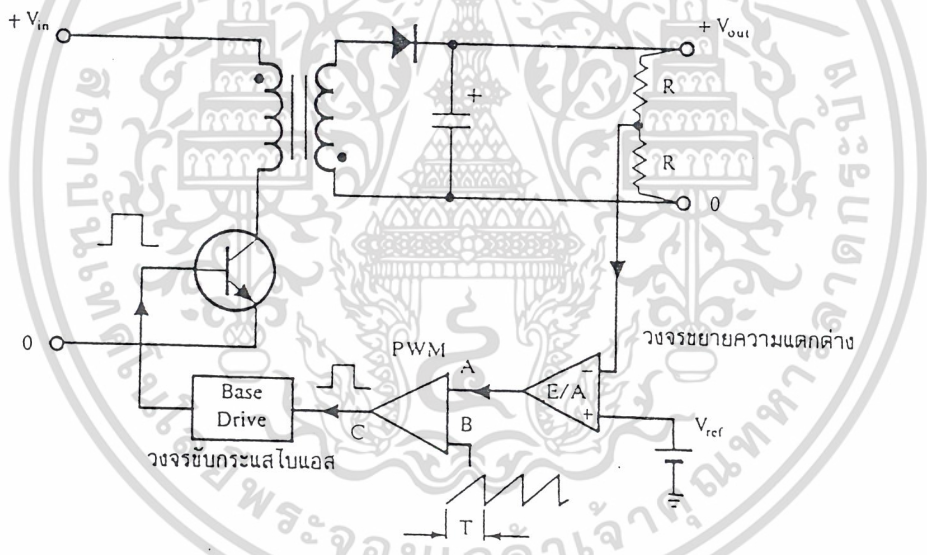
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย</u>

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

<u>วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน</u> (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังภาพที่ 2.15



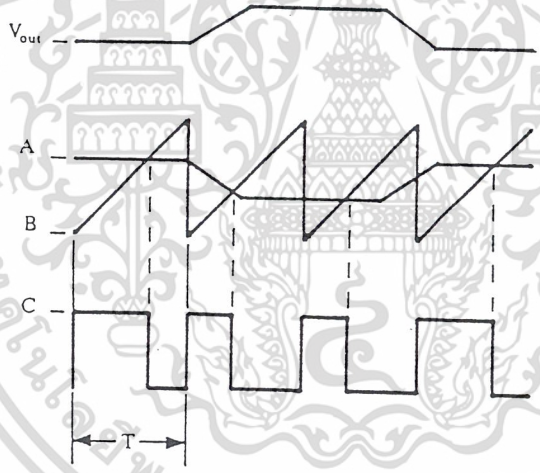
ภาพที่ 2.15 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากภาพ วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันภาพฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันภาพฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะภาพคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังภาพที่ 2.16 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

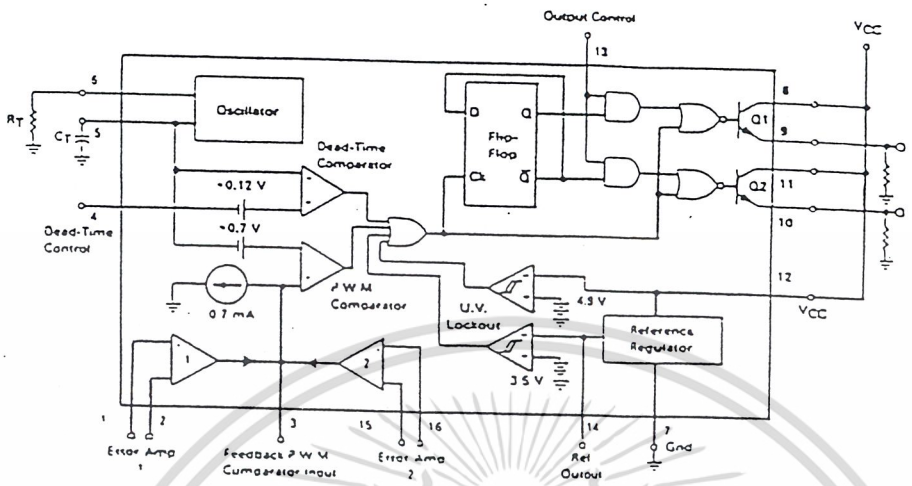


ภาพที่ 2.16 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามภาพที่ 2.15

<u>ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน</u>

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 แสดงในภาพที่2.17 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

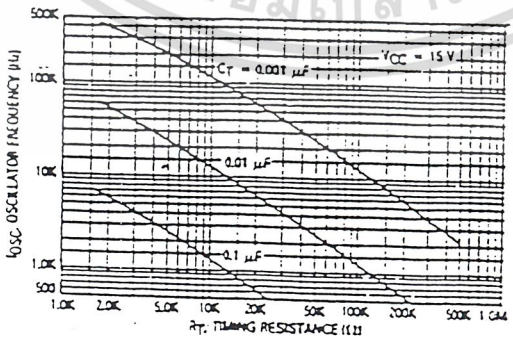


ภาพที่ 2.17 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 (ที่มา : Motorola)

<u>การกำหนดคาบเวลาการทำงาน</u>

วงจร TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \qquad (2.23)$$



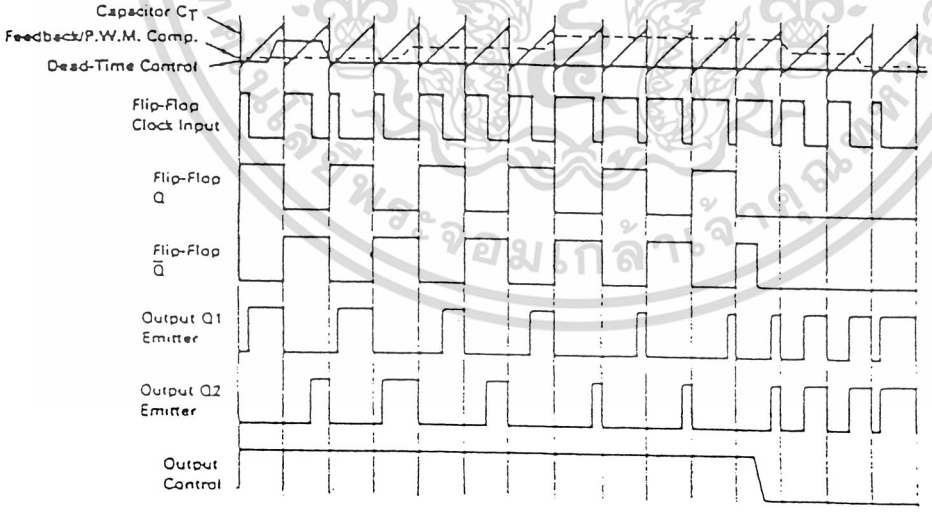
ภาพที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip - Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วย การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ - 0.3 ถึง (Vcc-2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High (active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-Inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



ภาพที่ 2.19 แสดงภาพคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

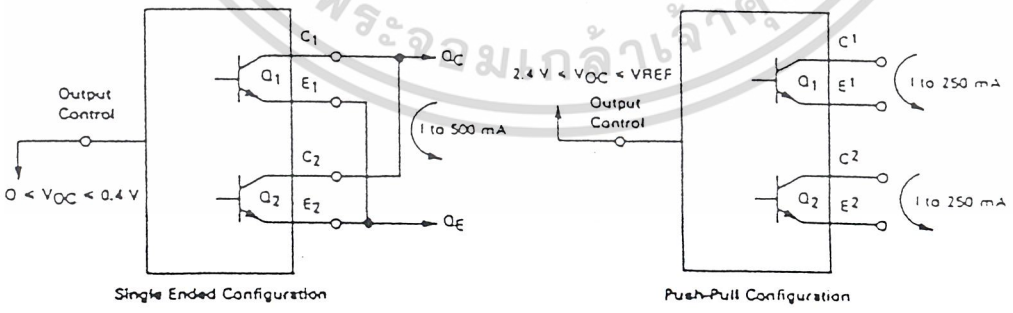
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าเมื่อเวลาเผื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์อยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+ 5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+ 5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช - พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96%ของค่าคาบเวลา)



ภาพที่ 2.20 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

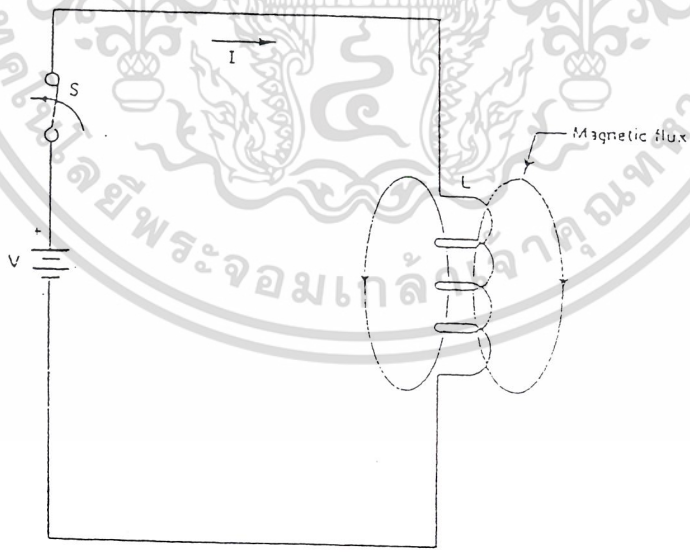
TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลท์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลท์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง 1.5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลท์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

2.4 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง

วัตถุประสงค์ของบทนี้ เพื่อเป็นการปูพื้นฐานของทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า ในลักษณะที่ง่ายต่อความเข้าใจ และแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแม่เหล็กกับไฟฟ้า เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น ขดลวด และหม้อแปลง

ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า

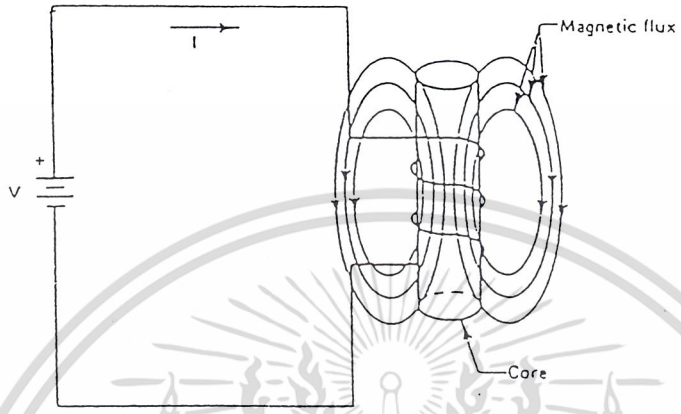
พิจารณาวงจรไฟฟ้าอย่างง่าย ในภาพที่ 2.21 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน V สวิทช์ S และโหลด L ซึ่งโหลดในที่นี้ใช้ขดลวดแกนอากาศ ถ้าสวิทช์ S ปิดวงจรในทันทีทันใด กระแส I ก็จะไหลผ่านขดลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวด และเชื่อมโยงกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าฟลั๊กซ์ (flux) และเรียกเส้นของสนามแม่เหล็กว่า ฟลั๊กซ์เชื่อมโยง (flux linkage)



ภาพที่ 2.21 ฟลั๊กซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส I ไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ

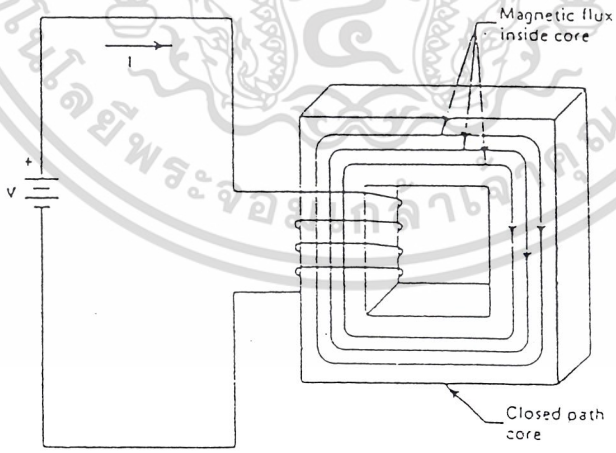
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลั๊กซ์ที่เกิดขึ้นนี้ยังไม่แข็งแรง เมื่อเราใส่แท่งวัสดุแม่เหล็ก (magnetic material) เข้าไปในขดลวด ดังในภาพที่ 2.22 สนามแม่เหล็กจะถูกเหนี่ยวนำเข้าไปยังแท่งวัสดุแม่เหล็กนั้น และสร้างฟลั๊กซ์ให้เกิดมากขึ้น ฟลั๊กซ์เชื่อมโยงก็จะใช้แท่งวัสดุแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมโยงกับอากาศรอบทิศทาง



ภาพที่ 2.22 สนามแม่เหล็กแข็งแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด

ถ้าแท่งวัสดุแม่เหล็กถูกสร้างให้เป็นแกนตรงกับเส้นทางเดินของฟลั๊กซ์ ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กปรากฏอยู่ภายในแกน ดังในภาพที่ 2.23 ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แข็งแรงขึ้น



ภาพที่ 2.23 การสร้างแท่งวัสดุแม่เหล็กให้เป็นแกนตรงกับเส้นทางเดินของฟลั๊กซ์ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แข็งแรงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับของฟลั๊กซ์ที่เกิดขึ้น เรียกว่า ความหนาแน่นของฟลั๊กซ์ (flux density) หรือ การเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (magnetic induction) โดยใช้ B เป็นสัญลักษณ์แทน ในหน่วยของ เซนติเมตร-กรัม-วินาที (CGS) จะใช้หน่วยเป็น เกาส์ G (Gauss)

ในทางกลับกันแรงทำให้เกิดแม่เหล็ก (magnetizing force) นี้จะเป็นตัวทำให้เกิดฟลั๊กซ์แม่เหล็ก ซึ่งเรารู้จักกันดีในชื่อของสนามแม่เหล็ก (magnetic field strength, H)

มีหน่วยเป็นเออร์สเตด O_e (Oersteds)

ความแรงสนามแม่เหล็กสามารถหาได้จากสูตร

$$H = \frac{0.4\pi NI}{I_i} \qquad (2.24)$$

เมื่อ N = จำนวนรอบ

I = ขนาดของกระแสที่ไหลผ่าน

I_i = ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างฟลั๊กซ์แม่เหล็ก และแรงทำให้เกิดแม่เหล็ก เราเรียกความซึมซาบได้ μ (permeability)

กำหนดให้

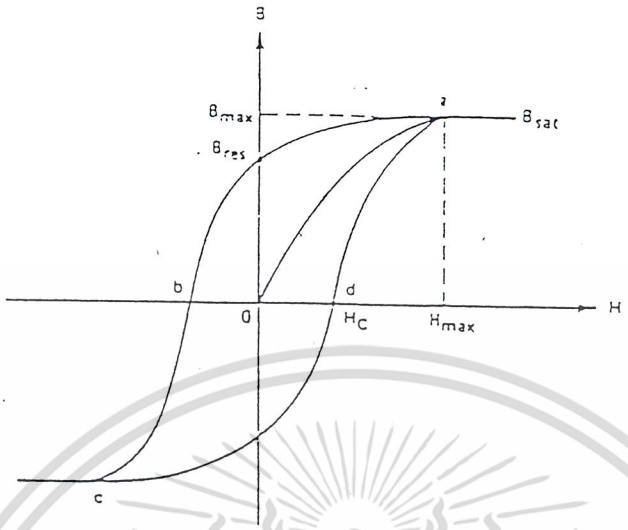
$$\mu = \frac{B}{H} \qquad (2.25)$$

ความซึมซาบได้ กล่าวได้ก็คือ วัสดุที่นำมาทำเป็นแกนนั้น จะมีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กเมื่อมีแรงทำให้เกิดแม่เหล็กที่ต้องการ และความซึมซาบได้ของอากาศนั้นมีค่าเท่ากับ 1 ในระบบ CGS

<u>ฮีสเตอรีซีสลูป</u>

วัสดุแม่เหล็กทุกชนิดจะมีเส้นกราฟลักษณะสมบัติเป็นภาพร่างตัว S เราเรียกว่า ฮิสเตอรีซีสลูป โดยฮีสเตอรีซีสลูปนี้สร้างขึ้นจากความสัมพันธ์ของ B-H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.24 กราฟฮีสเตอรีซีสลูปของแกนหม้อแปลง

จากภาพที่ 2.24 แสดงกราฟฮีสเตอรีซีสลูปของแกนซึ่งปราศจากช่องว่างในส่วนของฟลั๊กซ์แม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อเริ่มพิจารณาที่จุด a บนเส้นกราฟ สังเกตุว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่เป็นค่าบวกสูงสุด และที่จุด b สังเกตุว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำให้แม่เหล็กเท่ากับศูนย์ ลงมาที่จุด c จะได้ค่าแรง ทำให้เกิดแม่เหล็กที่เป็นค่าลบสูงสุด และกลับเป็นศูนย์อีกครั้งที่จุด d และเป็นค่าบวกสูงสุดอีกครั้งที่จุด a ครบเป็นลูปเกิดขึ้นคล้ายตัวอักษร S

จากภาพที่ 2.24 สามารถอธิบายความหมายของจุดต่างๆ ที่เกิดขึ้นบนอีสเตอรีซีสลูปที่สำคัญได้ดังนี้

B_{max} คือ จุดที่เกิดความหนาแน่นฟลั๊กซ์สูงสุด

H_{max} คือ ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กสูงสุด

B_{ref} คือ จุดที่ฟลั๊กซ์แม่เหล็กยังคงหลงเหลืออยู่ ในขณะที่แรงทำให้เกิดแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์

H_c คือ จุดที่ทำให้การทำให้เกิดแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

และเมื่อย้อนกลับมาพิจารณาที่จุด a อีกครั้ง จะพบว่า ไม่ว่าเราจะเพิ่มค่าของ H เท่าใดก็ตาม ก็ไม่สามารถที่จะทำให้ค่าของ B เพิ่มขึ้นตามได้ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การเกิดการอิ่มตัว (saturated) ใช้ตัวย่อว่า B_{sat}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าคิดช่องว่างอากาศ (air gap) ที่เกิดขึ้นในแกน ก็จะเกิดส่วนของฟลั๊กซ์ที่เรียกว่า Hybrid Flux Path ซึ่งจะเกิดหลังจากส่วนที่เรียกว่า Effective Length Of The Magnetic path สำหรับความซึมซาบได้ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1 Effective Length of Magnetic path หาได้ดังนี้

$$I_e = I_i + \mu_i I_g \qquad (2.26)$$

เมื่อ l_i = ความยาวของแท่งวัสดุแม่เหล็ก

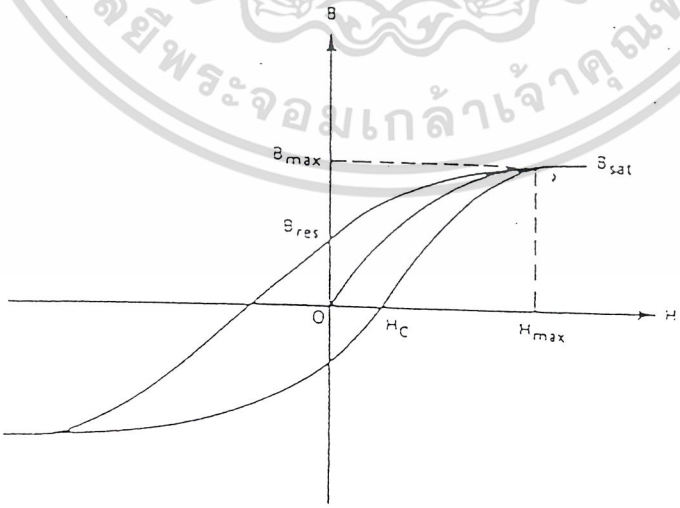
l_g = ความยาวของส่วนแม่เหล็กและช่องว่างอากาศ

μ_i = ความซึมซาบได้ของวัสดุแม่เหล็ก

จากกฎของแอมแปร์เกี่ยวกับช่องว่างแกน ความหนาแน่นฟลั๊กซ์ที่แกน สามารถเขียนได้ดังนี้

$$B_i = \frac{0.4\pi NI\mu_i}{I_i + \mu_i I_g} \qquad (2.27)$$

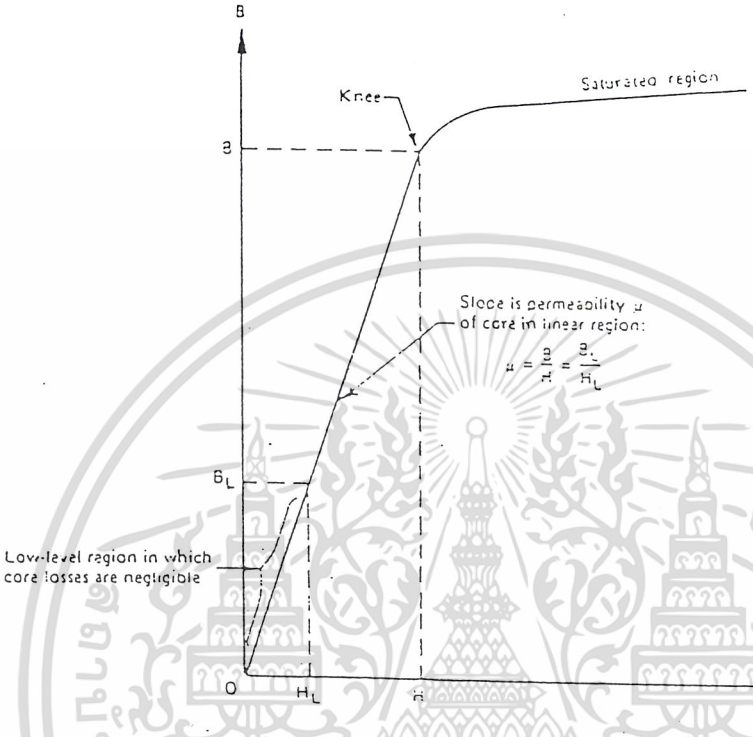
สมการ 2.27 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ที่สำคัญมาก ซึ่งเป็นการกำหนดสถานะ Ampere Turn Product (NI) ค่าความหนาแน่นฟลั๊กซ์ของแกนที่มีช่องว่างอากาศน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องว่างหรืออีกความหมายหนึ่ง B_{sat} ที่เกิดด้วยช่องว่างอากาศนั้นจะน้อยกว่า B_{sat} ที่ไม่มีช่องว่างอากาศ ดังนั้น ช่องว่างอากาศที่มีอยู่ในวงจรแม่เหล็ก จึงเป็นเหตุทำให้เกิดเป็นฮีสเตอรีซีสลูป "เอียง" ดังแสดงในภาพที่ 2.25 เมื่อลดค่าความอิ่มตัวของแกน ณ ขณะที่มีแรงทำแม่เหล็กสูง ๆ



ภาพที่ 2.25 ฮีสเตอรีซีสลูปของแกนที่มีช่องว่างอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดสำคัญที่จะสร้างแกนแม่เหล็ก จะต้องคำนึงถึง B-H ของวัสดุต่างๆ โดยพิจารณาจากกราฟดังในภาพที่ 2.26



ภาพที่ 2.26 แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น (linear) และช่วงอิ่มตัว (saturation)

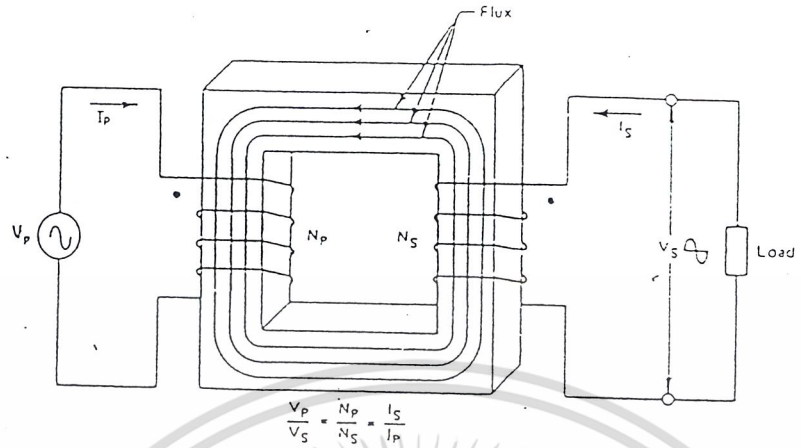
เส้นกราฟนี้แสดงความชันของ B และ H ในบริเวณใต้ ส่วนโค้ง (knee) ดังนั้นความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะเชิงเส้น ณ บริเวณระหว่างกระแส และฟลั๊กซ์ที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นการสร้างทำให้ความซึมซาบได้ ของแกนคงที่ด้วย

ในบริเวณ Low Level ของเส้นกราฟนี้ Core Losses สามารถตัดทิ้งไปได้ ดังนั้นอุณหภูมิของแกนจะต่ำ เหนือจากส่วนโค้ง knee นั้นเป็นส่วนที่อิ่มตัว ซึ่งในบริเวณนี้จะต้องหลีกเลี่ยงสำหรับที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานประเภทเชิงเส้น (linear)

<u>ทฤษฎีหม้อแปลงพื้นฐาน</u>

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวด จะพบว่ารอบๆ แกนปิด จะเกิดการเหนี่ยวนำฟลั๊กซ์ขึ้นภายในแกน และถ้าเพิ่มขดลวดอีกขดหนึ่งให้พันอยู่ในแกนเดียวกัน จะทำให้เกิด ฟลั๊กซ์เหนี่ยวนำ ให้แรงดันและกระแสไหลเกิดขึ้นที่ขดลวดที่สอง เราเรียกขดลวดที่หนึ่งว่า "ขดลวดปฐมภูมิ" และขดลวดที่สองที่พันเพิ่มเข้าไปว่า "ขดลวดทุติยภูมิ" ดังในภาพที่ 2.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.27 หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ

โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงจะมีแรงดันเอาต์พุตสูงหรือต่ำ เกิดจากสัดส่วนการพัน โดยกำหนดให้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \tag{2.28}$$

ดังนั้นหม้อแปลงก็จะสามารถทำงานเป็น step-up หรือ step-down ได้โดยสามารถทำให้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมินั้นสูงกว่า หรือต่ำกว่าที่ขดลวดปฐมภูมิ และถ้าเพิ่มขดลวดทุติยภูมิอีกหลายๆ ขดเราก็จะได้แรงดันเอาต์พุตอีกหลายระดับ ตามสัดส่วนการพันเช่นกัน ประโยชน์ที่สำคัญอีกข้อหนึ่ง โดยใช้ลักษณะสมบัติของหม้อแปลง ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือการแยกกันทางไฟฟ้า (Electrical Isolation) ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ

จากความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$e = NA_e\left(\frac{dB}{dt}\right)10^{-8} \tag{2.29}$$

เราสามารถคำนวณหาความหนาแน่นฟลั๊กซ์ B ที่แน่นอนได้ โดยกำหนดการทำงานของหม้อแปลงให้อยู่ในส่วนที่เป็นเชิงเส้นของกราฟ ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{max} = \frac{(V_p) \times 10^8}{Kf\, N_p A_e} \qquad (2.30)$$

เมื่อ V_p = แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ, V

N_p = จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

f = ความถี่, Hz

A_e = พื้นที่ของแกน, cm^2

K = 4.44 สำหรับภาพคลื่นไซน์ และ 4.0 สำหรับภาพคลื่นสี่เหลี่ยม

ปกติแล้วผู้ออกแบบหม้อแปลงมักจะกำหนด B_{max} ด้วยตนเอง ดังนั้นภายในบริเวณเชิงเส้นตรงของกราฟ B-H จุดที่เหมาะสมที่สุดก็คือ B_{max} จากสมการ (2.30) จะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิดังนี้

$$N_p = \frac{(V_p) \times 10^8}{4 f B_{max} A_e} \qquad (2.31)$$

ในการเลือกแกนนั้นก็ยังมีตัวพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ อีก 2 ตัว ตัวแรกก็คือ พื้นที่การพันของแกน (หรือบอบบิ้น) ซึ่งจะต้องเลือกให้กว้างพอกับขนาดของเส้นลวด เพื่อให้เกิด winding loss น้อยที่สุด และข้อที่สองคือ Core's Power Handling Capability

สมการของตัวพารามิเตอร์มีดังนี้

$$P_{out} = (1.16 B_{max} f d A_e A_c) 10^{-9} \qquad (2.32)$$

เมื่อ P_{out} = power handling of core,W

B_{max} = ความหนาแน่นของฟลั๊กซ์สูงสุด, G

F = ความถี่, Hz

d = ความหนาแน่นกระแสของเส้นลวด , A/m^2

A_e = พื้นที่แกน , cm^2

A_c = พื้นที่ของการพันของบอบบิ้น, cm^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้ผลิตบางรายใช้สัญลักษณ์ W_a สำหรับพื้นที่หน้าต่างของบอบบิ้น แทนสัญลักษณ์ A_c โดยปกติแล้ว ความหนาแน่นกระแสมีหน่วยใน Circular Mils Per Ampere ใช้สัญลักษณ์เป็น D, โดยเขียนเป็นความสัมพันธ์กับ d ได้ดังนี้

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \tag{2.33}$$

แทนสมการ 2.33ลงในสมการ 2.32 จะได้

$$P_{out} = \frac{\left(0.68 P_{out} D\right) 10^3}{f B_{max}} cm^4 \tag{2.34}$$

สมการ 2.34 เป็นสมการที่ใช้กันมากในการคำนวณ และเลือกขนาดของแกนหม้อแปลง

$$A_e A_c = \frac{\left(0.68 P_{out} D\right) 10^3}{f B_{max}} cm^4 \tag{2.35}$$

ความหนาแน่นกระแส D จะถูกกำหนดโดยผู้ผลิตเส้นลวดที่ความหนาแน่นกระแส 1,000 Circular Mils Per Ampere (cm/A) ในทางปฏิบัติ จะใช้ความหนาแน่นกระแสต่ำ ค่าที่ได้คือ 200 cm /A เพื่อความปลอดภัย

<u>การเลือกลักษณะแกนและวัสดุ</u>

ถึงแม้จะมีวัสดุแม่เหล็กมากมาย ที่สามารถจะนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้นั้น แต่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงมากที่สุดก็คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เนื่องจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นฟลั๊กซ์ไม่สูงเกินไปนัก และวัสดุเฟอร์ไรต์ส่วนมากจะมี B_{sat} อยู่ในย่าน 3,000 – 5,000 G แต่มี Core Loss ต่ำที่ความถี่สูงง่ายในการพัน Coupling และง่ายในการประกอบ

แกนที่ทำมาจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีหลายขนาด หลายภาพร่าง และในตาราง 2.2 เป็นชื่อของเครื่องหมายการค้าของโรงงานผลิตวัสดุเฟอร์ไรต์ที่นิยมใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง2.2 วัสดุแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงกำลังความถี่สูง

วัสดุ	ผู้ผลิต
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F, T	Magnetics, Inc.
H7C1	TDK
N27	Siemens

ลักษณะของแกนที่นิยมใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูง ๆ ได้แก่ E-E, E-I, E-C และแกนพอท (pot) ซึ่งแกนพอทนั้น เหมาะกับงานที่ต้องการกำลังต่ำไปจนถึงปานกลาง (20-200 W) และแกนทั้งหมดที่กล่าวมานั้นมีคุณสมบัติฟลั๊กซ์รั่วไหล (flux leakage) ต่ำ

สำหรับงานที่ต้องการกำลังสูง ๆ มักจะนิยมใช้แกน E-E, E- I และ E-C ซึ่งแกน E-C เป็นการออกแบบรวมกันระหว่างแกน E-E และแกนพอท โดยคำนึงถึงประโยชน์ร่วมกัน

ผู้ผลิตแกนนั้น ๆ จะต้องแจกแจงรายละเอียด ของพารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ในการออกแบบวัสดุเฟอร์ไรต์หม้อแปลง จากตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์กันระหว่างขนาดของเส้นลวด, AWG (American Wire Gauge) และความหนาแน่นกระแส

2.5 วงจรสร้างแรงดันกระแสตรง

วงจรขั้นบันไดสร้างแรงดันกระแสตรง (Casecade Circuit For DC High Voltage)

การสร้างแรงดันสูงกระแสตรงสูงมากๆ ทำได้โดยอาศัยวงจรพื้นฐานสร้างแรงดันสองเท่า มาต่อซ้อนกันเข้าเป็นขั้นบันไดตามหลักการของวงจร Grcinach (1920) หรือ Cockcroft-Walton

a) แรงดันวงจรขั้นบันไดเมื่อไม่มีโหลด

ในภาพที่ 2.28 a แสดงถึงวงจรขั้นบันไดที่ได้จากการเอาวงจรสร้างแรงดันกระแสตรง 2 เท่ามาต่อซ้อนกัน 3 ขั้น คือ แต่ละขั้นจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว โดยที่ตัวเก็บประจุตัวหนึ่งเป็นตัวเก็บพักประจุ และอีกตัวหนึ่งเป็นตัวกรองให้ได้แรงดันกระแสตรง ดังเช่นวงจร a a′ b b′ เป็นวงจรสร้างแรงดัน 2 เท่าหนึ่งขั้น C_1', C_2', C_3' และ C_1, C_2, C_3 เป็นตัวเก็บประจุพักประจุและตัวกรองกระแสตามลำดับ แต่ละชั้นจะสร้างแรงดันได้สองเท่าของค่ายอดแรงดัน

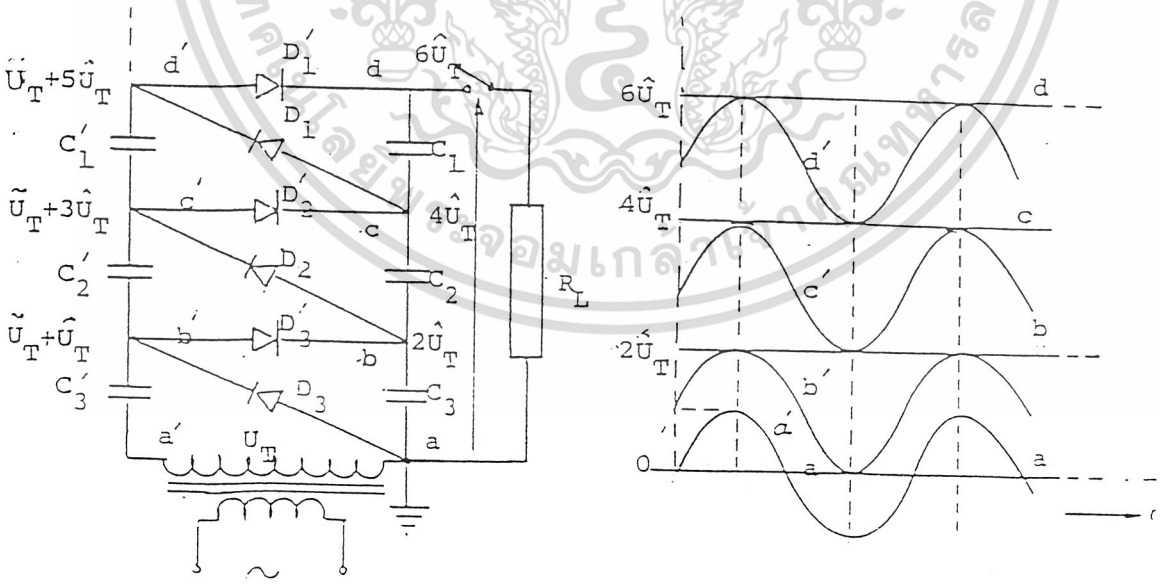
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้จากหม้อแปลงตัวจ่าย คือเป็น $2U_T$ ขั้วของไดโอดที่ต่อไว้ในวงจร D_1', D_2', D_3'จะนำกระแสในช่วงคลื่นครึ่งบวก และ D_1, D_2, D_3 จะนำกระแสในช่วงคลื่นครึ่งลบ ศักย์ไฟฟ้าที่จุด b′ เมื่อเทียบกับดินจะเปลี่ยนแปลงระหว่างศูนย์กับ $2U_T$ และ C_3 จะได้รับแรงดันอัดประจุเป็น $2U_T$ ผ่านไดโอด D_3' จุด b จะมีศักย์ไฟฟ้าคงตัว $2U_T$ และแรงดันอัดประจุให้ C_2' ผ่านไดโอด D_2 จะเปลี่ยนแปลงระหว่าง $2U_T$ กับศูนย์ ฉะนั้น C_2 จะได้รับแรงดันอัดประจุถึง $2U_T$ คือ ไฟฟ้าที่จุด c จะเปลี่ยนแปลงระหว่าง $2U_T$ ถึง $4U_T$ และ C_T จะได้รับแรงดันอัดประจุผ่านไดโอด D_T' เท่ากับ $2U_T$ ซึ่งจะทำให้จุด c มีศักย์ไฟฟ้าสูงถึง $4U_T$ เมื่อเทียบกับดิน วงจรขั้นที่สามตัวเก็บประจุแต่ละตัวก็จะได้รับแรงดันอัดประจุถึง $2U_T$ เช่นกัน นั่นคือจุด d จะมีศักย์ไฟฟ้าเมื่อเทียบกับดินจะเท่ากับ $6U_T$

จะเห็นได้ว่าการที่เราใช้หลายๆ ขั้นต่อกันจะช่วยให้สามารถสร้างแรงดันสูงมากๆ ได้ โดยที่ตัวเก็บประจุและไดโอดแต่ละตัวจะต้องทนแรงดันเพียงสองเท่าของค่ายอดแรงดันหม้อแปลงตัวจ่าย ยกเว้นตัวเก็บประจุตัวล่างสุด (ในที่นี้คือ C_T) จะได้รับแรงดันสูงสุดเพียง U_T เท่านั้น แรงดัน ณ.จุดต่างๆ ในขณะที่ไม่มีโหลดแสดงอยู่เทอมของเวลาจะได้ดังในภาพที่ 2.28 b

b) <u>แรงดันวงจรขั้นบันไดเมื่อมีโหลด</u>

วงจรขั้นบันไดสร้างแรงดันกระแสตรงจะสามารถสร้างได้ประมาณสองเท่าของค่ายอดแรงดันด้านจ่ายออกของหม้อแปลงตัวจ่ายคูณด้วยจำนวนชั้น ถ้าหากไม่มีโหลดหรือไม่มีแรงดันตก แต่เมื่อมีโหลดจะมีแรงดันตกในไดโอด ในหม้อแปลง และในตัวเก็บประจุเอง ฉะนั้นในวงจรภาพ 2.28 จะได้แรงดันที่จุด d น้อยกว่า $6U_T$



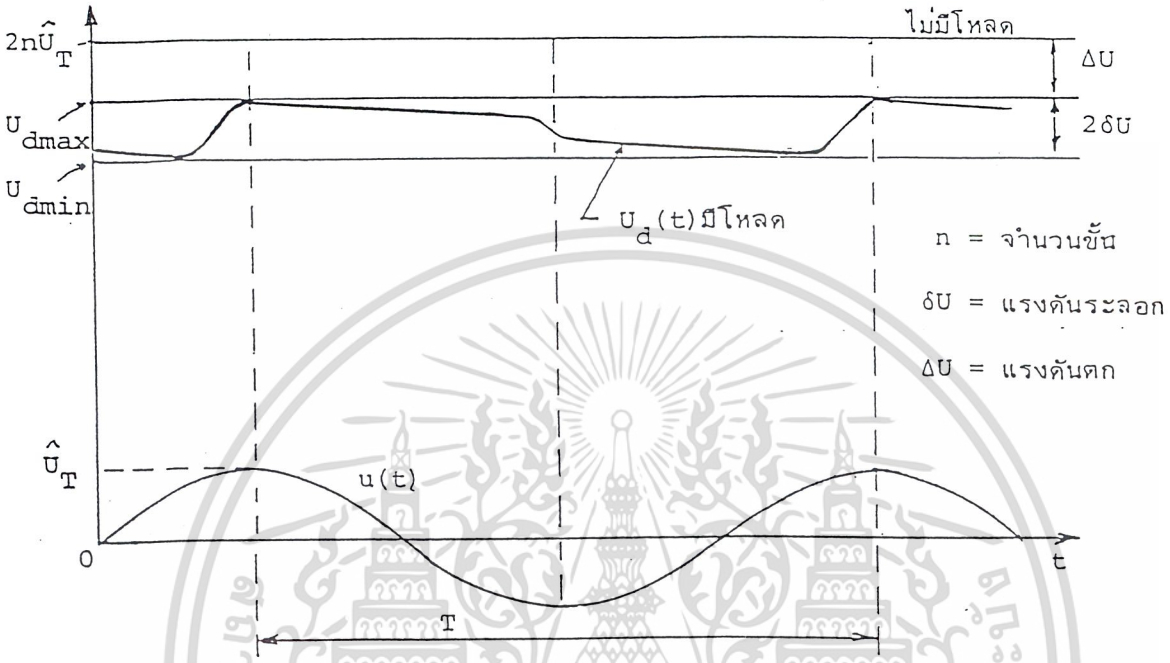
a) b)

ภาพที่ 2.28 วงจรขั้นบันไดสร้างแรงดันกระแสตรงตามวงจรของ Greinach

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

a) ภาพวงจรขั้นบันได

b) ภาพคลื่นแรงดัน ณ จุดต่าง ๆ ขณะไม่มีโหลด



ภาพที่ 2.29 ภาพคลื่นแรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรขั้นบันไดในขณะมีโหลด

<u>การคำนวณหาแรงดันระลอก</u>

แรงดันกระแสตรงที่ได้จากการเรคติฟายจากแรงดันกระแสสลับ โดยใช้ไดโอดเรียงกระแส และมีตัวเก็บประจุกรองกระแสเพื่อให้ได้คลื่นเรียบ แต่คลื่นที่ได้ก็ยังเป็นระลอกดังที่ได้กล่าวแล้วในวงจรพื้นฐาน แรงดันระลอกของวงจรขั้นบันไดก็อาจหาได้เช่นเดียวกับวงจรที่มีไดโอดและตัวเก็บประจุกรองกระแสอย่างละตัว ซึ่งมีความสัมพันธ์ คือ

$$\delta U = \frac{I_d}{2fC} \qquad (2.36)$$

เมื่อ I_d คือ กระแสตรงที่จ่ายให้โหลด

f คือ ความถี่ของแรงดันกระแสสลับที่จะแปลงเป็นกระแสตรง

C คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุกรองกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีวงจรขั้นบันไดในภาพที่ 2.28 ตัวเก็บประจุกรองกระแส C_1, C_2 และ C_3 ซึ่งมีความจุไฟฟ้าทุกตัวเท่ากับ C สมมุติว่าทุกๆ ตัวไซเคิลวงจรจ่ายกระแสให้กับโหลดที่ปลายแรงสูงจุด d เท่ากับ I_d นั่นคือ C_1 จะจ่ายประจุออกไปเท่ากับ $Q=\frac{I_d}{f}$ จึงทำให้เกิดแรงดันตกไป

$$\delta U_1=\frac{I_d}{2fC_1} \tag{2.37}$$

ในขณะเดียวกัน C_2 ต้องจ่ายประจุให้กับโหลดเท่ากับ Q และถ่ายทอดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_1' เท่ากับ Q ฉะนั้น C_2 จะจ่ายประจุออกไปเท่ากับ $Q=\frac{I_d}{f}$ จึงทำให้แรงดันตกไป

$$\delta U_2=\frac{2I_d}{2fC_2} \tag{2.38}$$

และ C3 ก็ต้องถ่ายทอดประจุไปให้โหลดเท่ากับ Q และให้กับ C2′ เท่ากับ Q และถ่ายทอดให้ C2 เท่ากับ Q ฉะนั้นแรงดันจะตกไปใน C3 คือ

$$\delta U_3=\frac{3I_d}{2fC_3} \tag{2.39}$$

แรงดันตกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเหล่านี้ทำให้แรงดันระลอกทั้งหมดรวมเป็น

$$\delta U=\delta U_1+\delta U_2+\delta U_3$$

$$=\frac{I_d}{2f}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_3}\right) \tag{2.40}$$

ถ้าตัวเก็บประจุทุกตัวมีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้น

$$\delta U = \frac{I_d}{2fC}(1+2+3) \qquad (2.41)$$

ถ้าวงจรขั้นบันไดมี n ขั้น จะได้แรงดันระลอกรวม

$$\delta U = \frac{I_d}{2fC}(1+2+3+...+n)$$

$$= \frac{I_d}{2fC} n\left(\frac{n+1}{2}\right)$$

$$\delta U = \frac{n(n+1)}{4}\frac{I_d}{fC} \qquad (2.42)$$

จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุล่างสุดเป็นตัวที่ถ่ายทอดออกหรือจ่ายประจุออกไปมากที่สุด จึงนับว่าเป็นตัวที่มีผลต่อแรงดันระลอกอย่างยิ่ง ฉะนั้นความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุกรองกระแสตัวล่างสุดควรมีค่าสูงกว่าตัวถัดไป

<u>การคำนวณแรงดัน</u> ΔU

ในขณะที่วงจรจ่ายโหลดกระแส Id (หรือประจุ $Q = \frac{I_d}{f}$) ทุกๆ ไซเคิลจะมีการถ่ายทอดประจุจากตัวเก็บประจุ (C_1', C_2', C_3') ไปให้ตัวเก็บประจุกรองกระแส (C_1', C_2', C_3') จึงทำให้เกิดแรงดันตกในตัวเก็บประจุพัก (C_1', C_2', C_3') ในทำนองเดียวกันการถ่ายทอดประจุจากตัวเก็บประจุกรองกระแสไปยังตัวเก็บประจุพัก (C_1', C_2', C_3') ก็ย่อมทำให้เกิดแรงดันตกเช่นกัน สรุปแล้วตัวเก็บประจุทุกตัวจะได้รับแรงดันอัดประจุน้อยกว่าค่าอุดมการ ยกเว้นตัวเก็บประจุพักตัวล่างสุดที่มีโอกาสได้รับแรงดันอัดประจุเท่ากับค่ายอดของแรงดันจ่ายออกของหม้อแปลงตัวจ่าย

จากวงจรขั้นบันไดในภาพ 2.27 ถ้าจ่ายโหลดกระแส ID ออกไปที่จุด d หรือประจุ Q ทุกๆ ไซเคิล ในช่วงครึ่งไซเคิลบวกไดโอด D_1', D_2' และ D_3' นำกระแส ตัวเก็บประจุ C_3' จะถ่ายทอดประจุออกไปทั้งหมด $\frac{3I_d}{f}$ จึงทำให้เกิดแรงดันตกใน C_3 ดังนั้น C_3 จะได้รับแรงดันอัดประจุสูงสุดเพียง

$$2U_T - \frac{3I_d}{fC} \qquad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันนี้ที่ C_2' จะได้รับประจุจาก C_3 แต่เมื่อ C_3 ถ่ายทอดประจุให้ C_2' เท่ากับ $\frac{2I_d}{f}$ และให้โหลด $\frac{I_d}{f}$ จึงทำให้เกิดแรงดันตกใน C_3 เอง ฉะนั้น C_2' จะได้รับประจุจาก C_3 ด้วยแรงดันอัดประจุเพียง

$$\left(U_{C_2'}\right)_{max} = 2U_T - \frac{3I_d}{fC} - \frac{3I_d}{fC} \qquad (2.44)$$

ในครึ่งไซเคิลต่อมา C_2' จะต้องถ่ายทอดประจุออกไปให้ C_2 จึงทำให้แรงดันตกไปอีก $\frac{2I_d}{fC}$ แรงดันของ C_2' จะเหลือเพียง

$$\left(U_{C_2'}\right)_{min} = 2U_T - \frac{6I_d}{fC} - \frac{2I_d}{fC} \qquad (2.45)$$

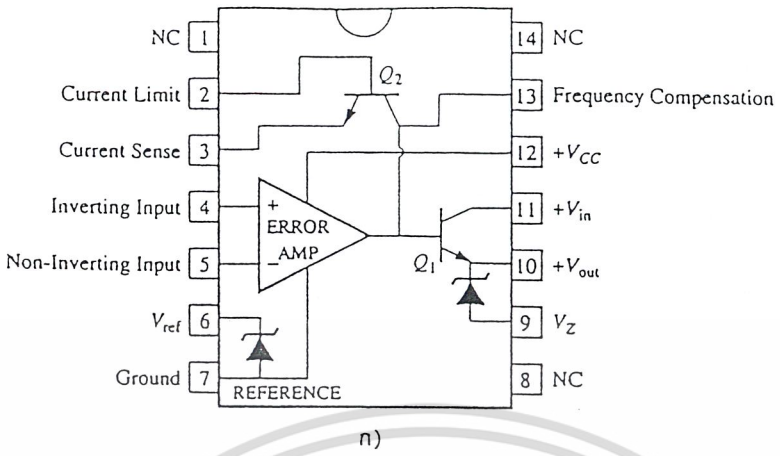
2.6 <u>วงจรเรกกูเลเตอร์โดยใช้ IC หลายขา</u>

วงจรเรกกูเลเตอร์ที่ใช้ IC หลายขามาสร้างนี้ ตัวที่นิยมมาสร้างมากก็คือ LM723 เพราะว่าสามารถใช้งานครอบคุมได้อย่างครบถ้วน ฉะนั้นในหัวข้อนี้จะเสนอการออกแบบวงจรเรกกูเลเตอร์โดยใช้ LM723 เท่านั้น

จาก Data IC LM723 ในภาคผนวก ค) จะเห็นว่า LM7232 จะมีลักษณะ 2 แบบ คือ แบบตัวถัง TO-100 มี 10 ขา และแบบตัวถัง DIP ซึ่งมี 14 ขา สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 150mA และสามารถขยายกระแสได้มากกว่า 10 A โดยใช้ทรานซิสเตอร์มาต่อภายนอก ที่สำคัญสามารถปรับแรงดันเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 2 V ถึง 37 V และยังสามารถใช้ทำเป็นวงจรเรกกูเลเตอร์แบบเชิงเส้นและแบบสวิทชิ่งได้ด้วย

ลักษณะวงจรเหมือนภายในของ LM723C จะประกอบออปแอมป์ที่ใช้ทำวงจรเรกกูเลเตอร์หลายตัว ซึ่งสามารถแยกออกได้ 4 ส่วน คือแรงดันอ้างอิง วงจรขยายค่าผิดพลาด ทรานซิสเตอร์ขยายกระแส และการจำกัดค่ากระแสดังภาพที่ 2.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



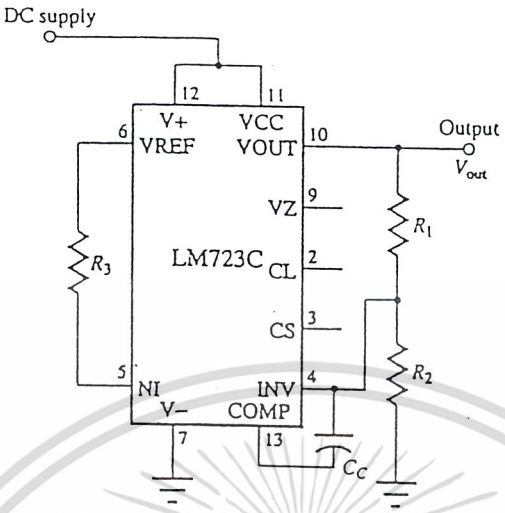
ภาพที่ 2.30 LM723C ก) วงจรเสมือนภายในและขาต่าง ๆ

ข) สัญลักษณ์ที่ใช้ตามขาต่าง ๆ

<u>วงจรเรกกูเลเตอร์แรงดันสูงโดยใช้ LM723C</u>

ในภาพที่ 2.31 แสดงลักษณะวงจรเรกกูเลเตอร์แรงดันสูงโดยใช้ LM723C ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.31 วงจรเรกกูเลเตอร์แรงดันสูงโดยใช้ LM723C

แรงดันป้อนกลับ โดยป้อนกลับมาทาง R_1 ซึ่งต่อระหว่างเอาท์พุท (V_{out}, ขา 10) กับขาเข้ากลับเฟสสัญญาณ (I_{NV}, ขา 4) ส่วน R_2 ทำหน้าที่แบ่งแรงดันป้อนกลับ

แรงดันอ้างอิงได้จากซีเนอร์ไดโอดภายใน ซึ่งเกิดจากการต่อ R_3 ระหว่างแรงดันอ้างอิง (V_{REF}, ขา 6) กับขาเข้าไม่กลับเฟสสัญญาณ (NI, ขา 5)

การออกแบบค่าต่าง ๆ เป็นวงจรทำได้ดังนี้

$$V_{out} = V_{ref}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) \qquad (2.46)$$

โดยที่ $R_1 + R_2 = 10\,k\Omega$

หาค่า R_2 จากสมการที่ 2.46 จะได้

$$R_2 = \left(R_1 + R_2\right)\frac{V_{ref}}{V_{out}} \qquad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมตัวเก็บประจุอะลูมิเนียมอิเล็กโทรลิติกสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์

ขอบข่าย

มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้กำหนด ประเภท ชนิด และแบบพิกัด คุณลักษณะที่ต้องการ เครื่องหมายและฉลาก การชักตัวอย่างและเกณฑ์ตัดสิน และการทดสอบตัวเก็บประจุอิเล็กโทรลิติกที่มีอิเล็กโทรไลต์เป็นของแข็งหรือของเหลว มีอะลูมิเนียมเป็นอิเล็กโทรด และมีค่าความจุตายตัว สำหรับใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ในส่วนที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งต่อไปในมาตรฐานนี้จะเรียกว่า "ตัวเก็บประจุ"

มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้ไม่ครอบคลุมถึงตัวเก็บประจุที่มีจุดประสงค์สำหรับใช้งานพิเศษ เช่น แบบพัลส์ (Pluse) หรือปล่อยประจุช้า (Islow Discharge) หรือจุดประสงค์อื่นที่คล้ายคลึงกัน

บทนิยาม

ความหมายของคำที่ใช้ในมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้ มีดังต่อไปนี้

1. ตัวเก็บประจุประเภท 1 หมายถึง ตัวเก็บประจุประเภทอายุยืน (long-life grade capacitor) ที่มีจุดประสงค์เพื่อใช้งานซึ่งมีเสถียรภาพของคุณลักษณะที่ต้องการสูง เพื่อใช้งานในระยะยาว โดยคัดเลือกวัสดุที่ใช้และกรรมวิธีการผลิตที่จะยืดอายุการใช้งานให้ยาวขึ้น

2. ตัวเก็บประจุประเภท 2 หมายถึง ตัวเก็บประจุประเภทใช้งานทั่วไป (General-Purpose Grade Capacitor) ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีเสถียรภาพของคุณลักษณะที่ต้องการ สูงเหมือนตัวเก็บประจุประเภท 1

3. ตัวเก็บประจุที่ระบุขั้ว (Polar Capacitor) หมายถึง ตัวเก็บประจุซึ่งออกแบบไว้เพื่อใช้งานกับแรงดันไฟฟ้าทิศทางเดียว โดยต่อขั้วของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ให้ตรงกับขั้วที่ระบุบนตัวเก็บประจุ

4. ความจุ หมายถึง ค่าความจุของวงจรสมมูลย์ที่มีตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่ออนุกรมกัน เมื่อวัดด้วยไฟฟ้ากระแสสลับภาพคลื่นใกล้ไซน์ซอยด์ที่ความถี่กำหนดไว้

5. ความจุที่กำหนด หมายถึง ค่าความจุที่แสดงไว้บนตัวเก็บประจุ

6. ช่วงของชั้นอุณหภูมิ (Category Temperature Range) หมายถึง ช่วงของอุณหภูมิโดยรอบที่ตัวเก็บประจุทำงานได้อย่างต่อเนื่อง

7. ขีดจำกัดบนของชั้นอุณหภูมิ (Upper Category Temperature) หมายถึง อุณหภูมิโดยรอบสูงสุดที่ตัวเก็บประจุทำงานได้อย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. ขีดจำกัดล่างของชั้นอุณหภูมิ (Lower Category Temperature) หมายถึง อุณหภูมิโดยรอบต่ำสุดที่ตัวเก็บประจุทำงานได้อย่างต่อเนื่อง

9. ขั้นของตัวเก็บประจุ หมายถึง ตัวเลขที่แสดงถึงระดับความเข้มงวดของอุณหภูมิที่ใช้ในการทดสอบตัวเก็บประจุในภาวะเย็นและในภาวะร้อนแห้ง และระยะเวลาที่ใช้ในการทดสอบภาวะร้อนชื้นระยะยาวตัวอย่าง ชั้น 55/125/56 คือ ตัวเก็บประจุที่ต้องทดสอบในภาวะเย็นที่อุณหภูมิ -55 องศาเซลเซียส ทดสอบในภาวะร้อนแห้งที่อุณหภูมิ 125 องศาเซลเซียส และใช้เวลา 56 วัน สำหรับการทดสอบในภาวะร้อนชื้นระยะยาว

10. แรงดันไฟฟ้าที่กำหนด หมายถึง ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสูงสุดหรือค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสูงสุดที่ตัวเก็บประจุทำงานได้อย่างต่อเนื่องที่อุณหภูมิใดๆ ในช่วงที่ ขีดจำกัดล่างของชั้นอุณหภูมิกับอุณหภูมิที่กำหนด

11. อุณหภูมิที่กำหนด หมายถึง ค่าอุณหภูมิโดยรอบสูงสุดที่ตัวเก็บประจุทำงานได้อย่างต่อเนื่องเมื่อป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้าที่กำหนด

12. กระแสไฟฟ้ารั่ว หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ในขณะที่ป้อนตัวด้วยไฟฟ้ากระแสตรง

13. กระแสริปเปิลที่กำหนด หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับสูงสุด ที่ตัวเก็บประจุยอมให้ไหลผ่านได้อย่างต่อเนื่องที่อุณหภูมิและความถี่ที่ระบุ

14. แทนเจนต์ของการสูญเสีย (tan δ) หมายถึง อัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสีย (Power Loss) กับกำลังจินตภาพ (Reactive Power) ของตัวเก็บประจุ เมื่อป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้าภาพคลื่นไซน์ซอยด์ ที่ความถี่ 100 เฮิรตซ์ หรือ 120 เฮิรตซ์

15. อุณหภูมิสูงสุดของตัวเก็บประจุ หมายถึง อุณหภูมิที่สูงที่สุดที่วัดบนผิวภายนอกของตัวเก็บประจุ

<u>หมายเหตุ</u> ขั้วต่อของตัวเก็บประจุ ถือว่าเป็นส่วนหนึ่งของผิวภายนอก

16. อุณหภูมิต่ำสุดของตัวเก็บประจุ หมายถึง อุณหภูมิที่ต่ำที่สุดที่วัดบนผิวภายนอกของตัวเก็บประจุ

17. แรงดันไฟฟ้าผันกลับ (Reverse Voltage) หมายถึง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่อเข้ากับขั้วของตัวเก็บประจุ ในทิศทางตรงกันข้ามกับขั้วที่ระบุ

18. แรงดันขั้ว (Category Voltage) หมายถึง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสูงสุดที่ตัวเก็บประจุสามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง ที่อุณหภูมิเท่ากับขีดจำกัดบนของชั้นอุณหภูมิ

<u>กระแสไฟฟ้ารั่ว</u>

ต้องไม่เกินค่าที่กำหนดไว้ในตารางที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบให้ปฏิบัติตามข้างล่าง

ตารางที่ 2.3 กระแสไฟฟ้ารั่ว

ชนิดอิเล็กโทร-ไลต์	ค่าผลคูณ ของ CU* ไมโครคูลอมบ์	กระแสไฟฟ้ารั่ว ไมโครแอมแปร์	
		ตัวเก็บประจุ ประเภท 1	ตัวเก็บประจุ ประเภท 2
แข็ง	-	0.1 CU	0.15 CU
เหลว	ไม่เกิน 1,000	0.01 CU หรือ 1 ไมโคร-แอมแปร์ โดยให้เลือกค่าที่มากกว่า	0.05 CU หรือ 5 ไมโคร-แอมแปร์ โดยให้เลือกค่าที่มากกว่า
	เกิน 1, 000	0.006 CU + 4 ไมโคร-แอมแปร์	0.03 CU + 20 ไมโคร-แอมแปร์

หมายเหตุ * C คือ ความจุที่กำหนด เป็นไมโครฟารัด
U คือ แรงดันไฟฟ้าที่กำหนด เป็นโวลท์

<u>กระแสไฟฟ้ารั่ว</u>

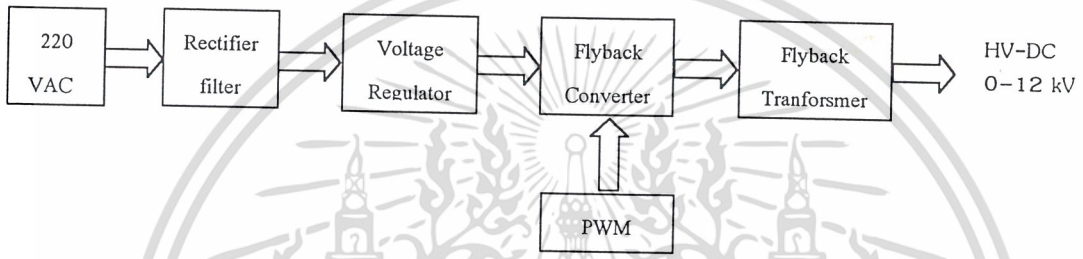
1. ก่อนการทดสอบต้องปล่อยประจุออกให้หมด
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้ทดสอบต้องปรับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่
3. ความผิดพลาดของการวัด ต้องไม่เกิน ± ร้อยละ 5 หรือ 0.1 ไมโครแอมแปร์ โดยให้เลือกค่าที่มากกว่า
4. ป้อนแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดที่ขั้วของตัวเก็บประจุโดยผ่านตัวต้านทานป้องกัน หากไม่ได้ระบุไว้เป็นตัวอย่างอื่น ให้ใช้ตัวต้านทานซึ่งมีค่าประมาณ 100 โอห์มสำหรับแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดไม่เกิน 100 โวลท์ หรือ 1,000 โอห์ม สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดเกิน 100 โวลท์ หลังจาก 5 นาทีแล้ว ให้อ่านค่ากระแสไฟฟ้ารั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การศึกษาและการออกแบบ

3.1 การทำงานของวงจร

วงจรโดยรวมของโครงงาน แสดงได้ดังภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 แผนผังแสดงการทำโครงงานทั้งหมด

ภาพที่ 3.1 จะแสดงการทำงานของโครงงาน ทั้งหมด ซึ่งจะประกอบไปด้วย

1. วงจร Rectifier และ Filter จะทำการแปลงแรงดัน 220 Volts 50 Hz ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

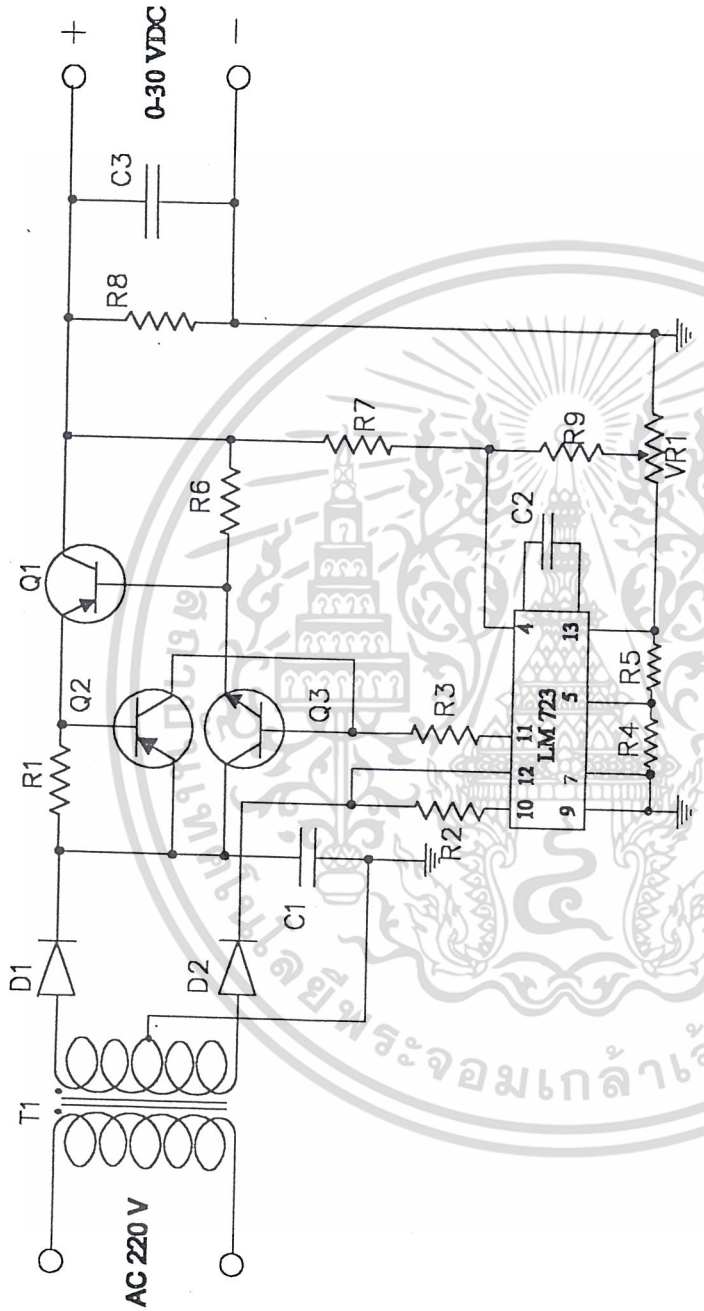
2. วงจร Voltage Regulators 0 - 30 Volts เพื่อใช้ปรับแรงดันกระแสตรง เพื่อให้แรงดันเอาท์พุตแรงสูงกระแสตรง แปรค่าได้ตั้งแต่ 0 - 12 kV

3. วงจร Flyback Convertor เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นกระแสสลับเพื่อป้อนเข้าสู่หม้อแปลงฟลายแบค

4. หม้อแปลงฟลายแบค เป็นส่วนที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ให้เป็นไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรงขนาด 0-12 kV

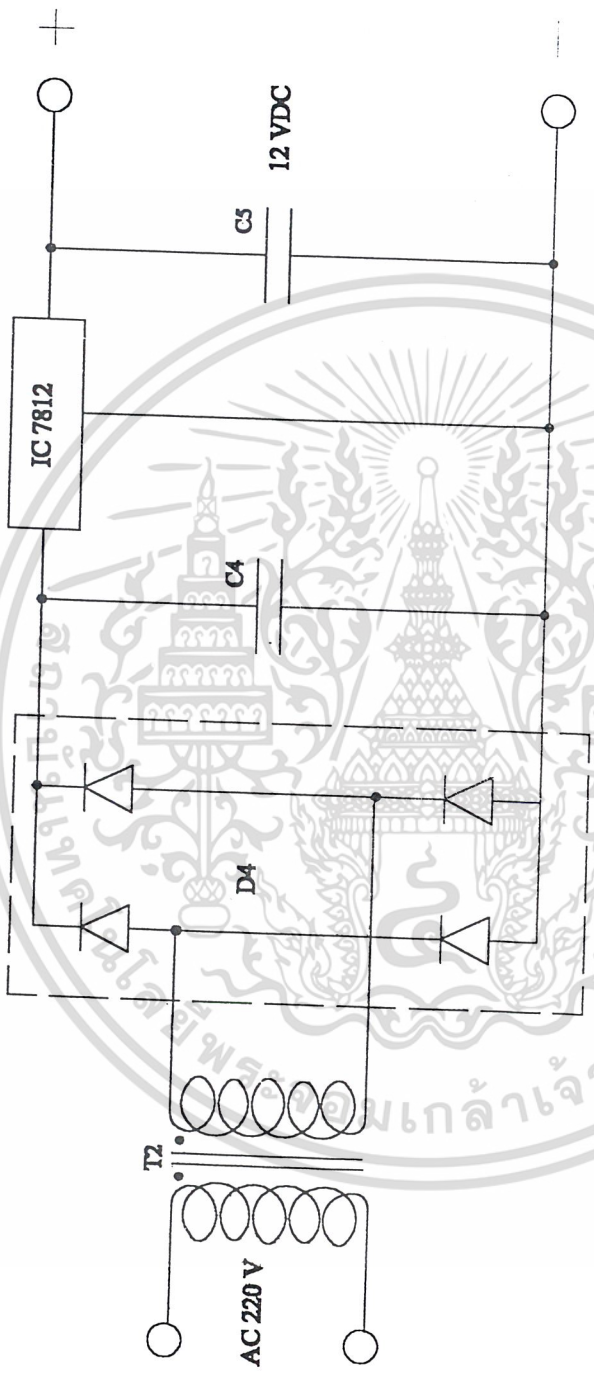
5. วงจร PWM เป็นวงจรที่กำเนิดสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปควบคุม Flyback Converter เพื่อให้แปลงแรงดันไฟฟ้า กระแสงตรง ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



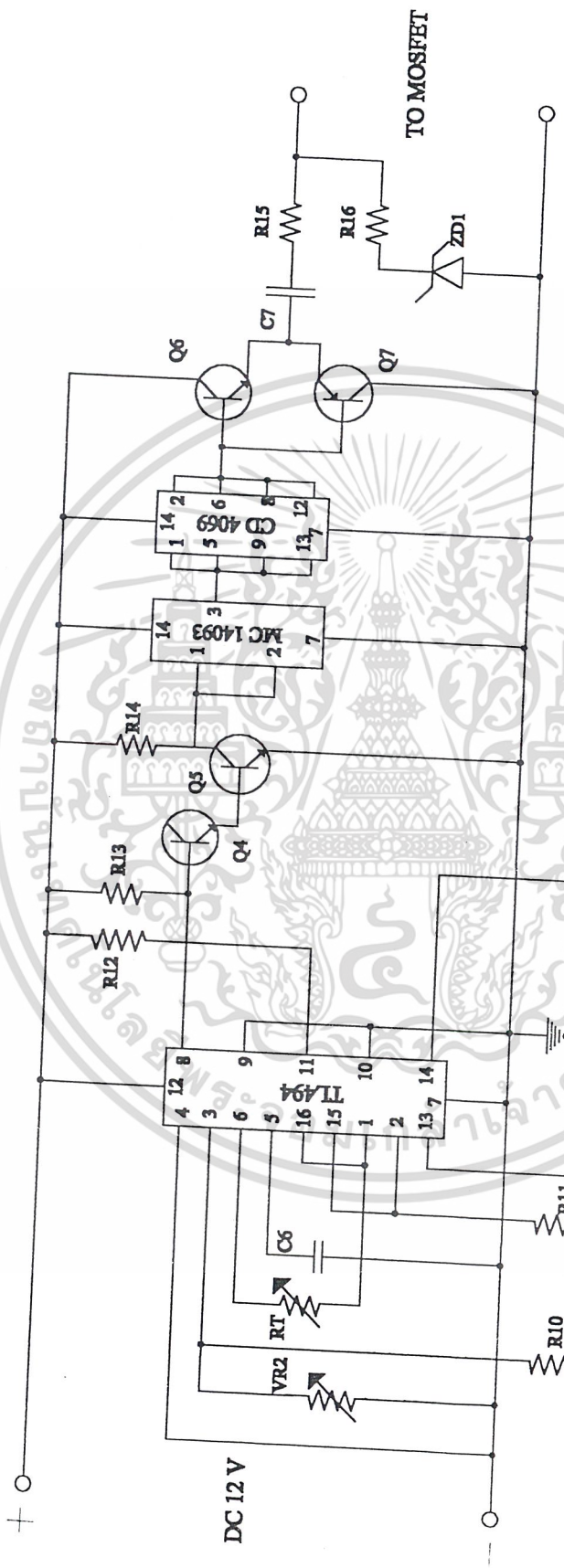
ภาพที่ 3.2 วงจรกฎูดชั้น 0-30 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



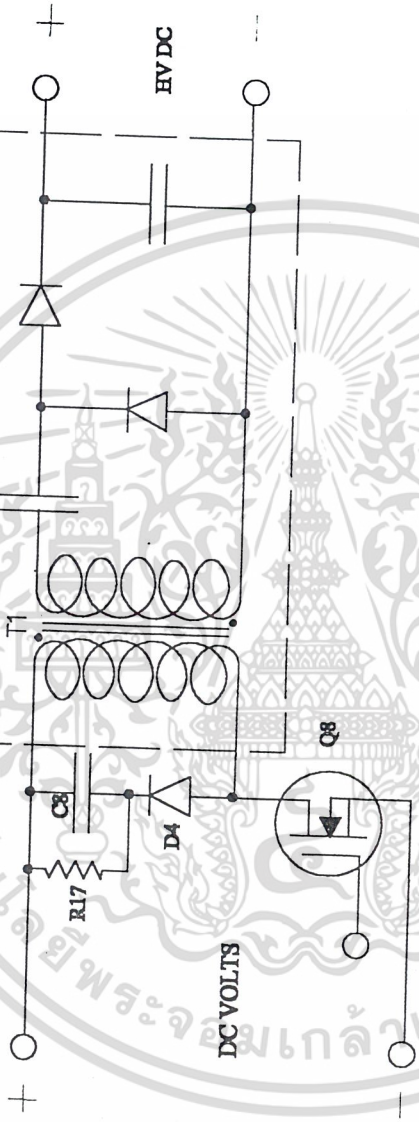
ภาพที่ 3.3 วงจรเรกูเลชั่น 12 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.4 วงจรชุดขับกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรภาคจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการวัสดุที่ใช้

วงจรเรกกูเลชั่น 0-30 V

R1	= 0.3 Ω	5W 5%	1ตัว
R2	= 100 kΩ	1/4 W 5%	1ตัว
R3	= 3.3 kΩ	1/4 W 5%	1ตัว
R4	= 100 kΩ	1/4 W5%	1ตัว
R5	= 10 kΩ	1/4 W5%	1ตัว
R6	= 47 Ω	1/4 W5%	1ตัว
R7	= 100 kΩ	1/4 W5%	1ตัว
R8	= 18 kΩ	1/4 W5%	1ตัว
R9	= 10 kΩ	1/4 W5%	1ตัว
D1, D2	= 1N5402		2ตัว
C1	= 1000 µF 50V อิเล็กโตรไลต์		1ตัว
C2	= 470 ρF	โพลีเอสเตอร์	1ตัว
C3	= 100 µF 50V อิเล็กโตรไลต์		1ตัว
IC1	= LM723		1ตัว
Q1	= 2N3055		1ตัว
Q2, Q3	= BD140		2ตัว
VR1	= ความต้านทานปรับค่าได้ 5 kΩ		1ตัว
T1	= หม้อแปลง 220/24-0-24 V		1ตัว

วงจรเรกกูเลชั่น 12V

D3	= Bridge Module 5A	1ตัว
C4	= 1000 µF 50V อิเล็กโตรไลต์	1ตัว
C5	= 10 µF 16Vอิเล็กโตรไลต์	1ตัว
IC2	= LM340T12	1ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T2 = หม้อแปลง 220/12V 1ตัว

วงจรชุดขับกำลัง

R10	= 270 Ω	1/2W 5%	1ตัว
R11	= 47 kΩ	1/2W 5%	1ตัว
R12, R13, R14	= 150 Ω	1/2W 5%	3ตัว
R15	= 68 Ω	1/2W 5%	1ตัว
R16	= 18 Ω	1/2w 5%	1ตัว
C6	= 0.01 μF	โพลีเอสเตอร์	1ตัว
C7	= 2.2 μF50V	อิเล็กโตรไลต์	1ตัว
IC3	= TL 494		1ตัว
IC4	= MC14093BCP		1ตัว
IC5	= CD4069AN		1ตัว
Q4 Q5	= BC547		2ตัว
Q6	= C4161		1ตัว
Q7	= BD646		1ตัว
VR3	= ความต้านทานปรับค่าได้ 5kΩ		1ตัว
VR4	= ความต้านทานปรับค่าได้ 2kΩ		1ตัว
ZD1	= ซีเนอร์ไดโอด 12V		1ตัว

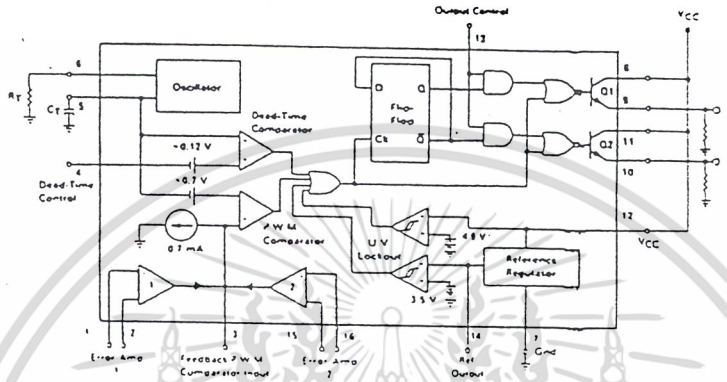
วงจรชุดเพาเวอร์

R17	= 3.9 kΩ	5W 5%	1ตัว
C8	= 0.1 μF 250V	โพลีเอสเตอร์	1ตัว
D4	= U1660		1ตัว
D5	= MUR 3040PT		1ตัว
Q8	= IRF450		1ตัว
T3	= หม้อแปลงฟลายแบค		1ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ออกแบบชุดขับเพาเวอร์มอสเฟต

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นมอสเฟตที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์-เตอร์โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีการควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 ดังแสดงในภาพที่ 3.6

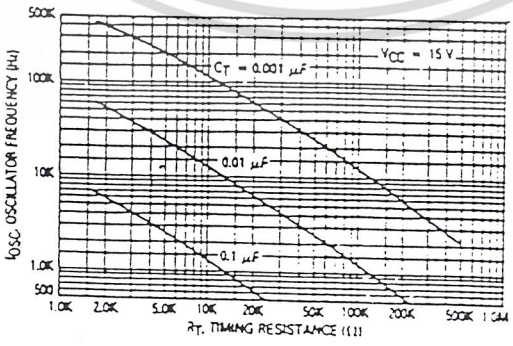


ภาพที่ 3.6 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาไอซี TL494

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ ควบคุมเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี คาบเวลาการทำงานกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T \cdot C_T}{1.1} \qquad (3.1)$$



ภาพที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T และ C_T ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>การออกแบบ</u>

TL 494 เลือกใช้ค่าที่ความถี่ 55 kHz

$$f = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T} \qquad (3.2)$$

เลือกใช้ค่า C_T ที่ 0.01μF

$$R_T = \frac{1.1}{0.01\times10^{-6} \times 55\times10^{3}} = 2\ k\Omega$$

R3 , R4 เลือกใช้ค่า 150 Ω เนื่องจาก IC ของ Transistor Output TL 494 มีค่าเท่ากับ 250 มิลลิแอมป์

Q4,Q5 ใช้แทนไดโอดเพื่อความไวในการสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองวัดหาโวลต์เตจเอาท์พุต ของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงกระแสตรง จะแบ่งการวัดเป็น 2 ช่วง โดยช่วงแรกเป็นการวัดสัญญาณ ควบคุมโดยเป็นลักษณะวงจรพัลส์วิทมอดดูเลชั่น (Pluse Width Modulation) และในส่วนที่ 2 เป็นการวัด แรงดันเอาต์พุต แรงสูงกระแสตรง

4.1 การวัดสัญญาณต่าง ๆ จากวงจรควบคุม

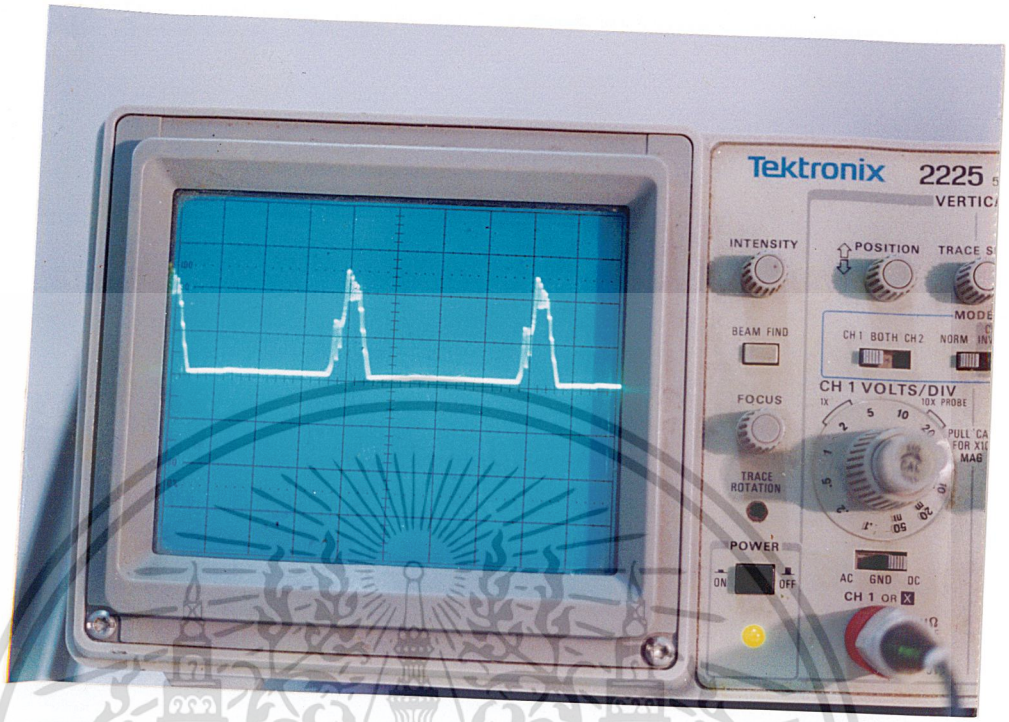
โดยเราจะทำการวัดสัญญาณต่าง ๆ ของวงจรควบคุมดังนี้

1. วัดสัญญาณควบคุมมอสเฟตที่ส่งมาจาก IC TL 494 โดยส่งมาเป็นแรงดัน เกท – ซอร์ส (VGS)
2. วัดผลการทำงานของมอสเฟตในสภาวะนำกระแส เมื่อมีสัญญาณ เกท – ซอร์ส เข้ามา โดยวัดในรูปของสัญญาณแรงดันที่ขาเดรนและขาซอร์ส (VDS)

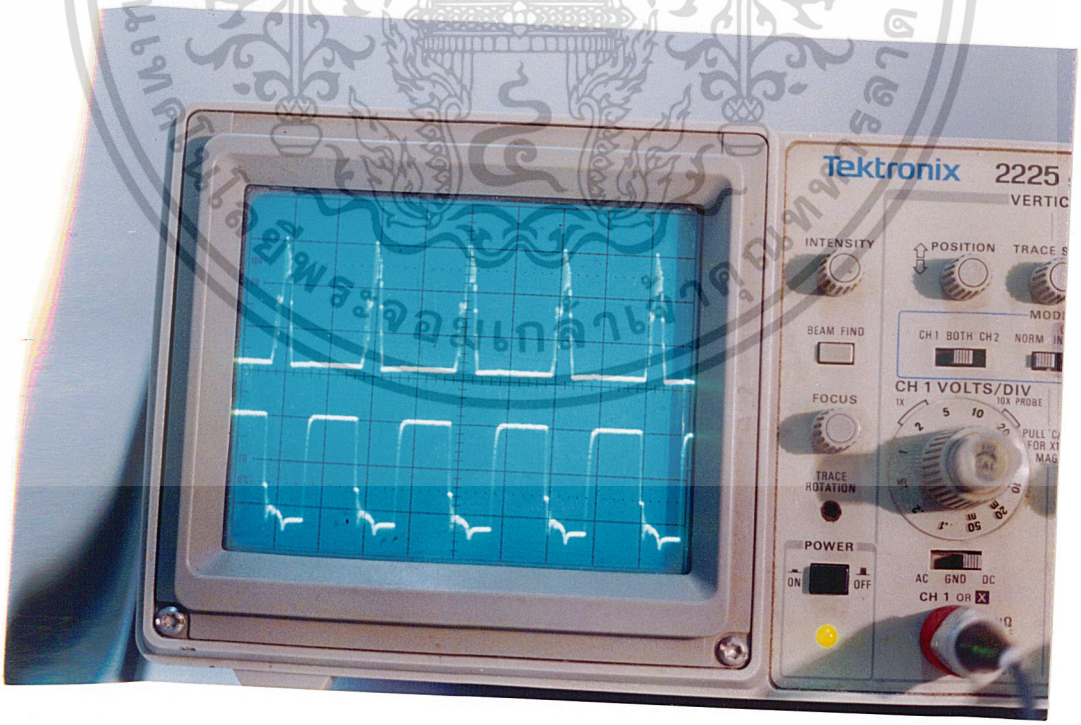


รูปที่ 4.1 รูปคลื่นแรงดันที่ขา เกท – ซอร์ส (VGS) V=5V/DIV T=20μS/DIV Probe ×1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.2 รูปคลื่นแรงดันที่ขา เดรน – ซอร์ส (VDS) V=2V/DIV T=10µS/DIV Probe × 10

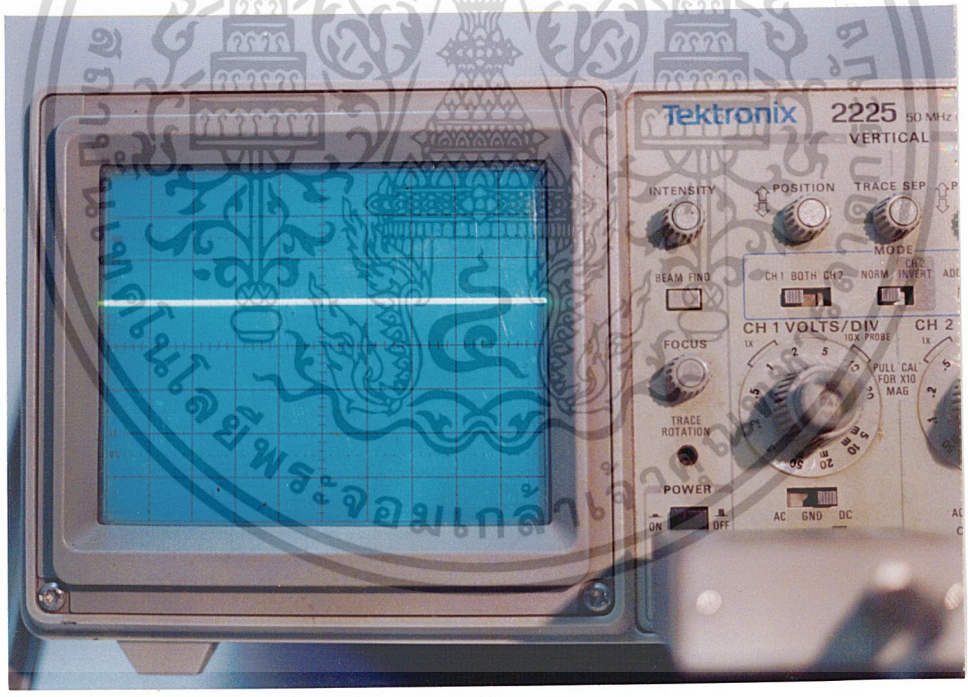


ภาพที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดัน VGS และ VDS) V=2V/DIV T=10µS/DIV Probe × 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

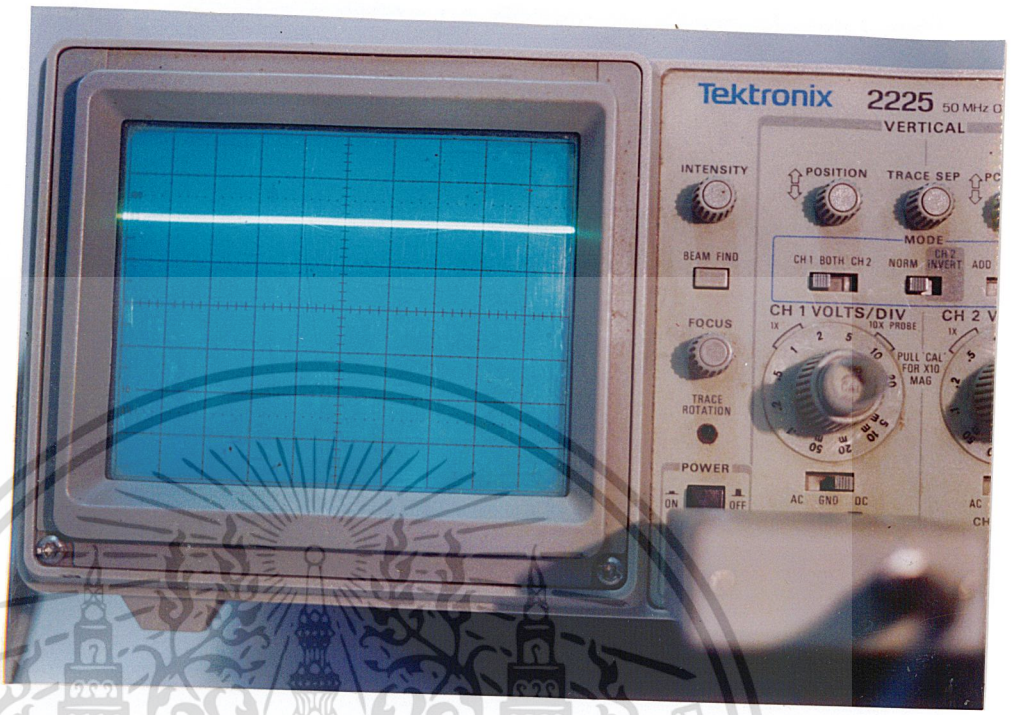
4.2 เป็นการวัดรูปคลื่น แรงดันเอาท์พุตกระแสตรง

1. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 1 kV
2. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 2 kV
3. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 4 kV
4. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 6 kV
5. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 10 kV
6. รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ขนาด 12 kV

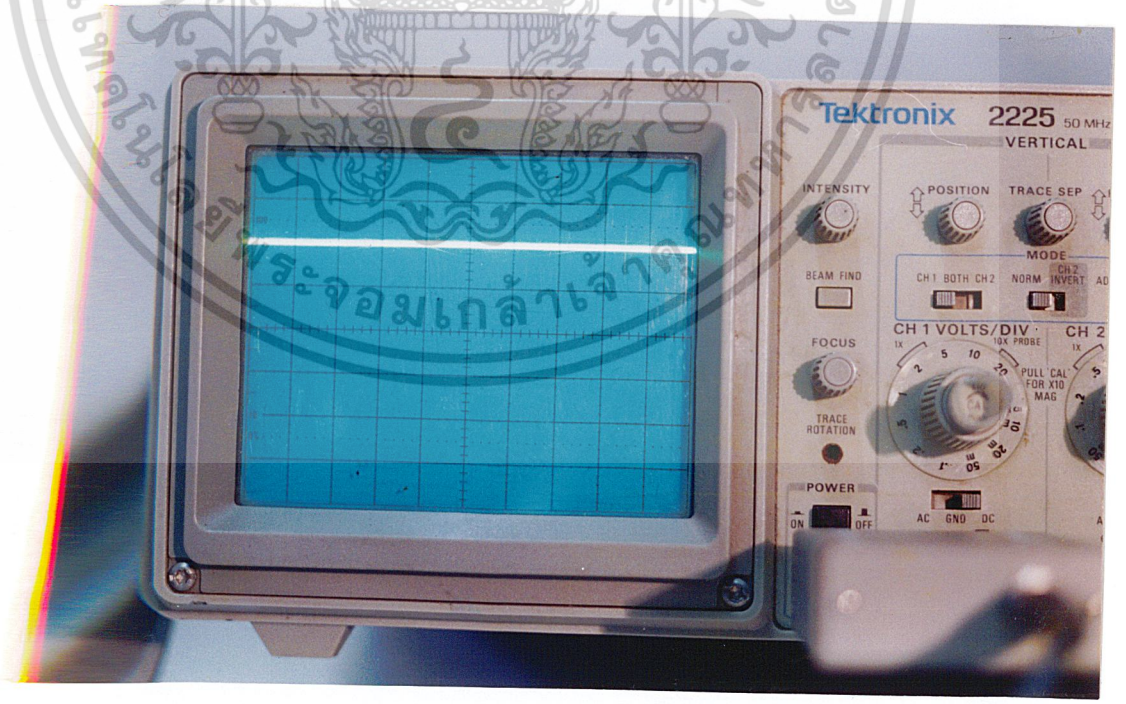


ภาพที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 1 kV V=1V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

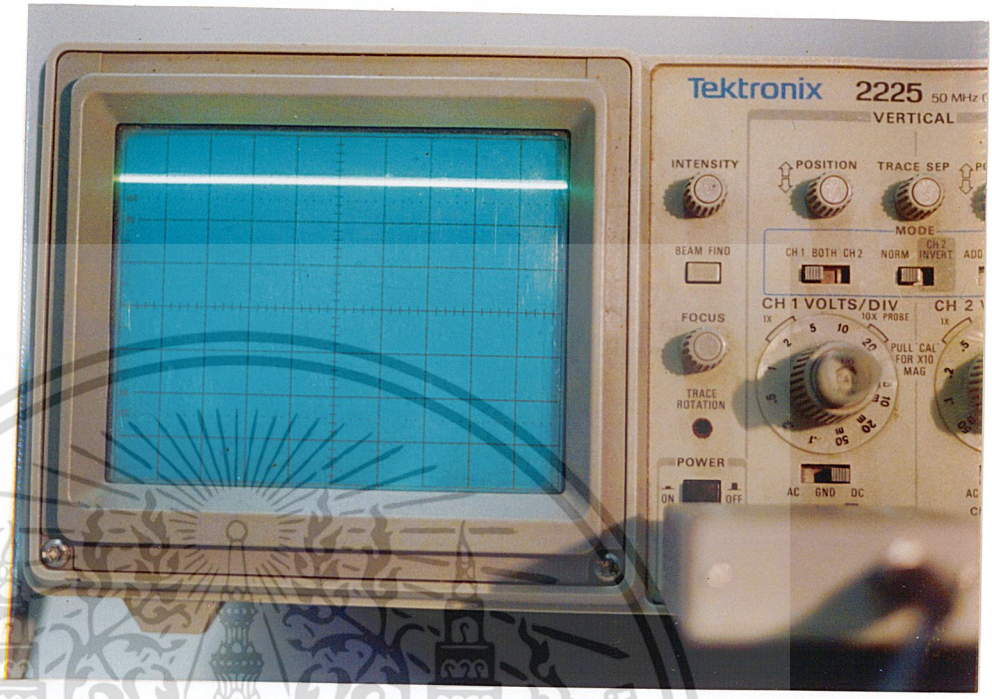


ภาพที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 2 kV V=1V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

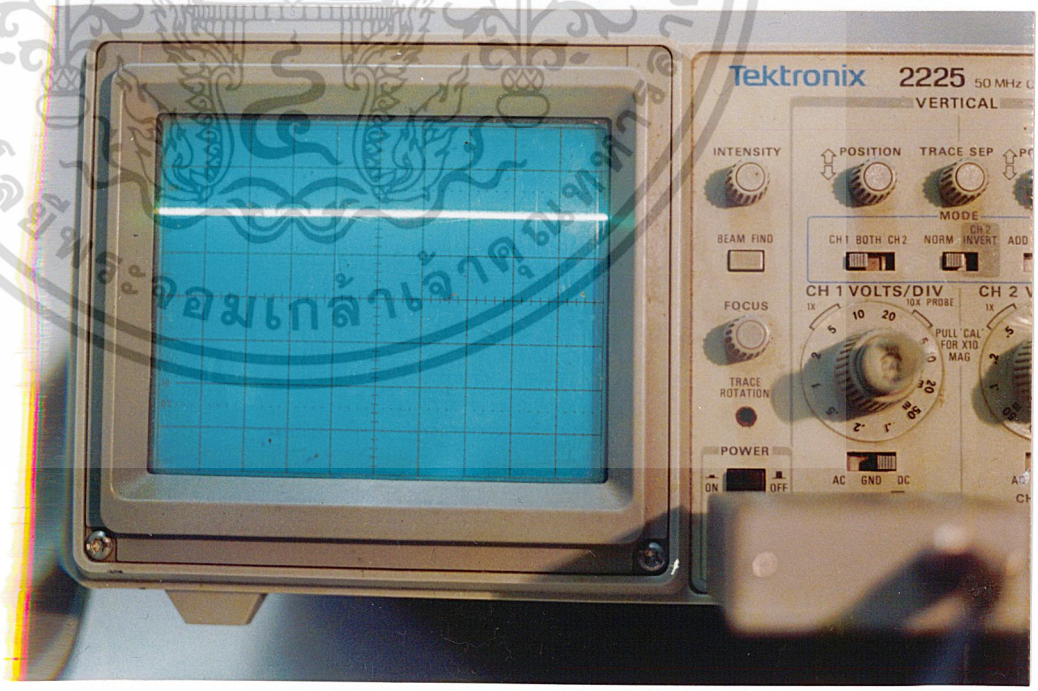


ภาพที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 4 kV V=2V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

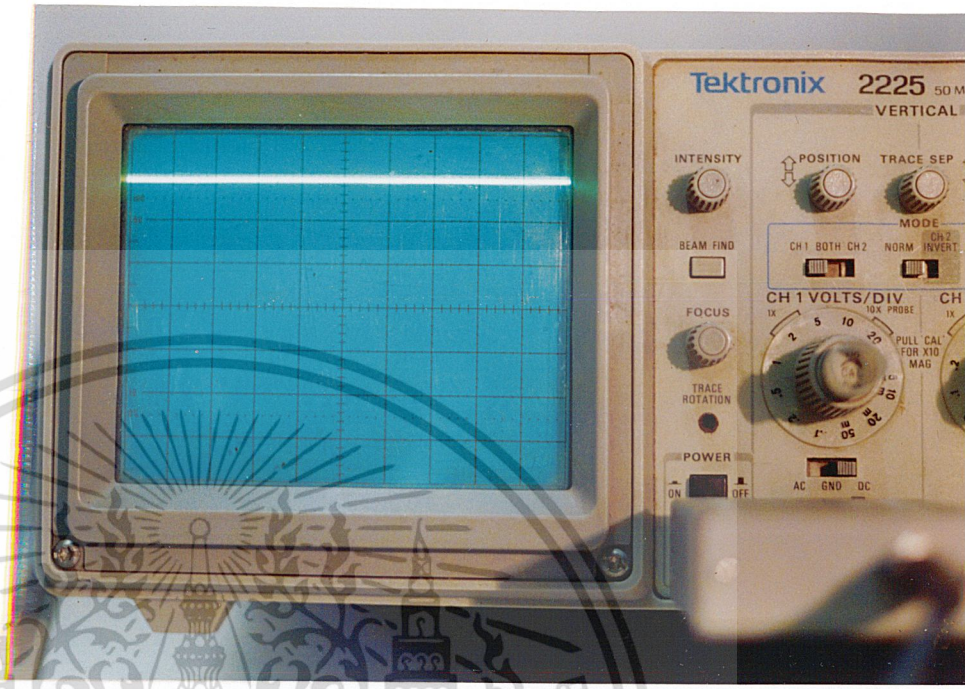


ภาพที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 6 kV V=2V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

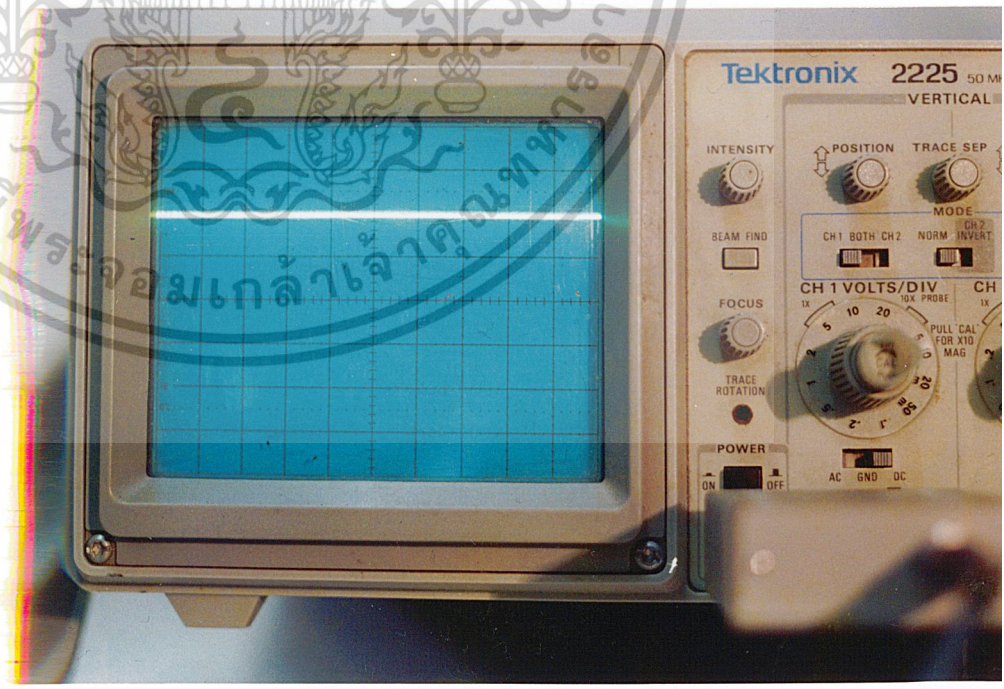


ภาพที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 10 kV V=5V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

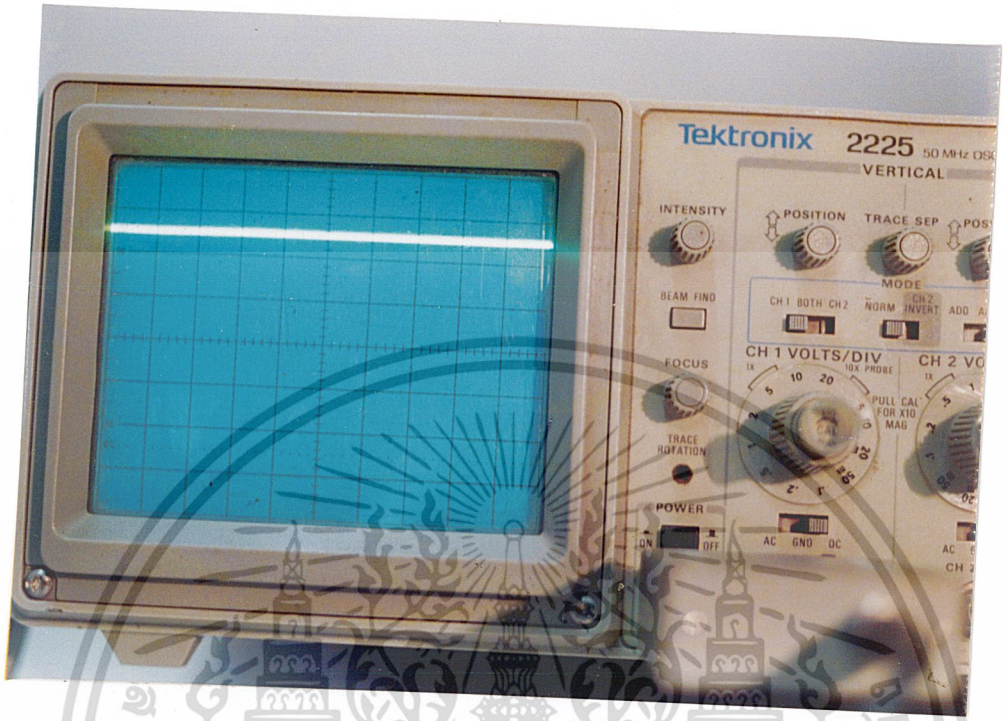


พที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 6 kV V=2V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,



พที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 10 kV V=5V/DIV T=10μS/DIV Probe ×

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



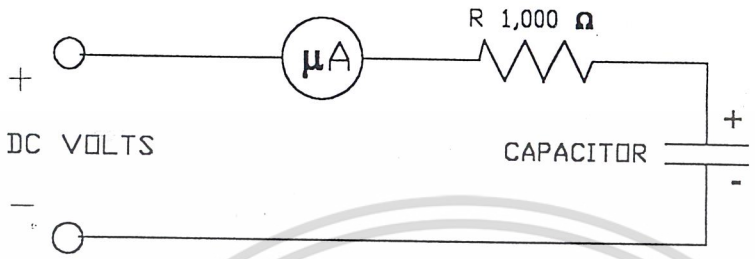
ภาพที่ 4.9 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 12 kV V=5V/DIV T=10μS/DIV Probe × 1,000

4.3 การทดลองหาค่ากระแสรั่ว ของตัวเก็บประจุอลูมิเนียมอิเล็กโทรลิติก ชนิดเหลว สำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์ ตามมาตรฐาน มอก. 767 – 2531

ขั้นตอนการทดสอบ

1. ก่อนการทดสอบต้องปล่อยประจุออกให้หมด
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบ ต้องปรับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่
3. ความผิดพลาดในการวัด ต้องไม่เกินร้อยละ 5 หรือ 0.1 ไมโครแอมป์ โดยให้เลือกค่าที่มากกว่า
4. ป้อนแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแรงดันที่กำหนดที่ขั้วของตัวเก็บประจุ โดยผ่านตัวต้านทานป้องกัน หากไม่ได้ระบุไว้เป็นอย่างอื่น ให้ใช้ตัวต้านทานที่มีค่าประมาณ 100 โอห์ม สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่ไม่เกิน 100 โวลท์ หรือ 1,000 โอห์ม สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดเกิน 100 โวลต์ หลังจาก 5 นาทีแล้วให้อ่าน ค่ากระแสไฟฟ้ารั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.10 วงจรทดสอบกระแสรั่ว

5. ค่ากระแสรั่วที่วัดได้ต้องมีค่าไม่เกินที่กำหนด ในตารางที่ 4..1

ตารางที่ 4. 1 กระแสไฟฟ้ารั่ว

ชนิดอิเล็กโทรไลต์	ผลคูณของ CU ไมโครคูลอมบ์	กระแสไฟฟ้ารั่ว ไมโครแอมแปร์	
		ตัวเก็บประจุ ประเภท 1	ตัวเก็บประจุ ประเภท 2
แข็ง	-	0.1 CU	0.15 CU
เหลว	ไม่เกิน 1,000	0.01 CU หรือ1 ไมโครแอมแปร์โดย ให้เลือกค่าที่มากกว่า	0.05 CU หรือ 5 ไมโครแอมแปร์ โดย ให้เลือกค่าที่มากว่า
	เกิน 1,000	0.006 CU + 4 ไมโครแอมแปร์	0.03CU+20 ไมโครแอมแปร์

หมายเหตุ C หมายถึง ค่าความจุที่กำหนดเป็น ไมโครฟารัด

U หมายถึง แรงดันไฟฟ้าที่กำหนดเป็น โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 การทดสอบกระแสรั่วของตัวเก็บประจุ ชนิดอิเล็กโทรลิติกเหลว สำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์

ลำดับที่	ตัวเก็บประจุที่นำมาทดสอบ	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการวัด
1	ขนาด 10 μF 450 Volts ยี่ห้อ RUBYCON	155 μA	90 μA
2	ขนาด 4.7 μF 450 Volts ยี่ห้อ MARCON	83.5 μA	64 μA
3	ขนาด 4.7 μF 450 Volts ยี่ห้อ MARCON ตัวที่ 2	83.5 μA	72 μA
4	ขนาด 2.2 μF 400 Volts ยี่ห้อ SM	44 μA	12 μA
5	ขนาด 10 μF 450 Volts ยี่ห้อ MARCON	155 μA	52 μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1. โครงงานเป็นการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงที่สามารถปรับแรงดันขนาด 0 -12 kV โดยรับแรงดันไฟฟ้าขนาด 220 V 50 Hz ที่ใช้ตามบ้านทั่วไป

2. โครงงานเราสามารถนำไปใช้ในการทดสอบกระแสรั่ว ของตัวเก็บประจุอลูมิเนียมอิเล็กโทรลิติกสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์ตามมาตรฐาน มอก. 761-2531

3. วงจรนี้จะได้รับแรงดันไฟฟ้า 220 V จากบ้านเข้ามาแล้วแปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 0-30V แล้วผ่านเข้าวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้เป็นแรงดันกระแสสลับที่ความถี่สูงประมาณ 35 kHz แล้วผ่านเข้าไปใน Flyback Transformer เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 0 -12 kV

4. แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงมันอาศัยหลักการพื้นฐานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และใช้เพาเวอร์มอสเฟตในการนำกระแส

5. แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรงจะจ่ายกระแสได้ต่ำประมาณ 500 μA เพราะฉะนั้นในการนำไปทดสอบกระแสรั่วของตัวเก็บประจุอลูมิเนียมแบบอิเล็กโทรลิติก จะไม่สามารถทดสอบ ตัวเก็บประจุได้ทุกขนาด ความจุและแรงดัน

6. ไม่ควรจะทำการปรับแรงดันให้มีค่าเกิน 12 kV เพราะจะเกิดเสียงดัง อันเนื่องจากการแตกตัวของอากาศ

7. การวัดแรงดันด้านแรงดันสูงจะต้องมีอุปกรณ์ช่วยที่จะใช้ในการวัด คือ โพรบแรงดันสูง (Probe High Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

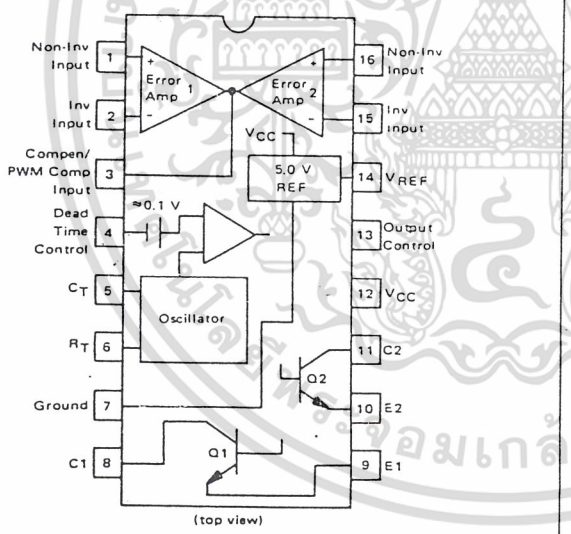
MOTOROLA

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

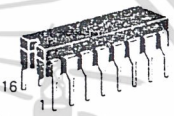
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation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



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

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-10



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08

ORDERING INFORMATION

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

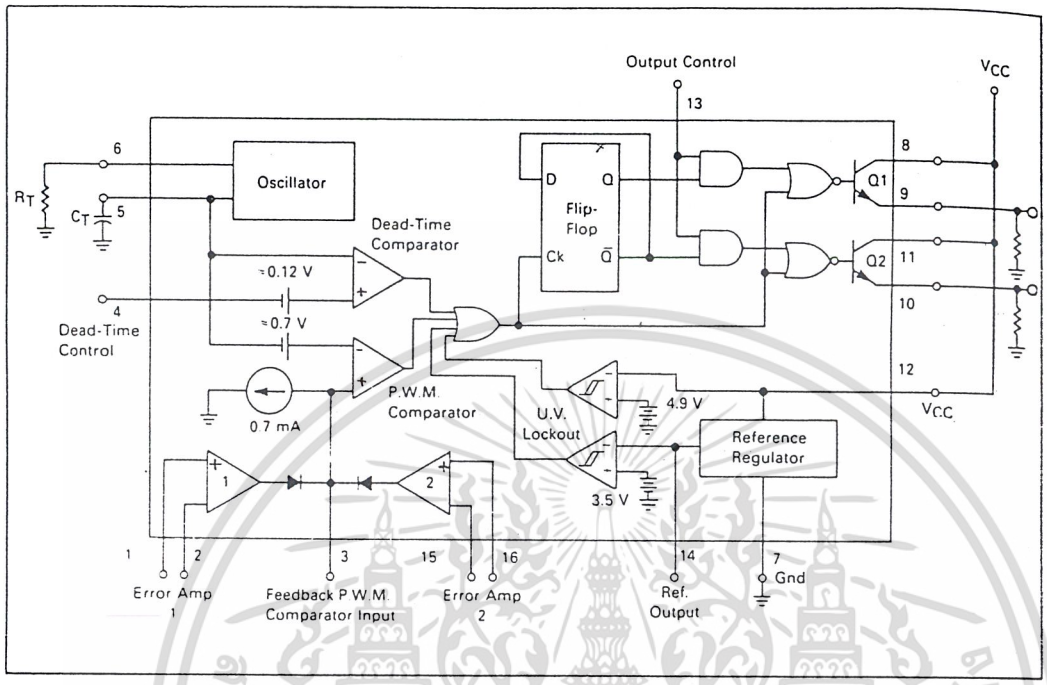
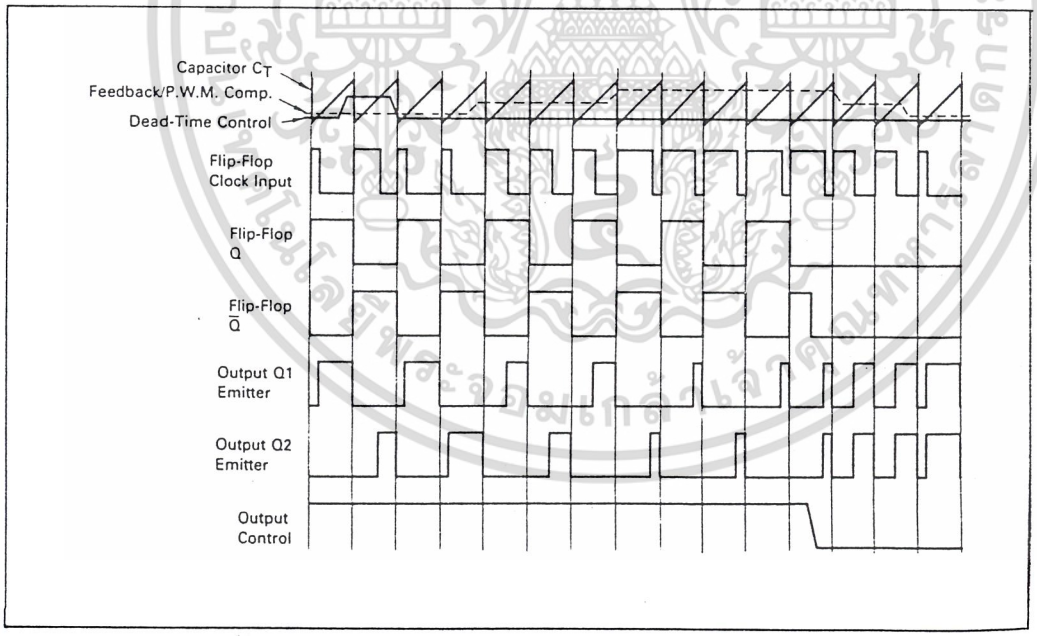


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I_{C1}, I_{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	−0.3 to 42	−0.3 to 42	−0.3 to 42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature Plastic Package Ceramic Package	T_J	 125 150	 125 150	 — 150	 °C, °C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to 70	−25 to 85	−55 to 125	°C
Storage Temperature Range Plastic Package Ceramic Package	T_{stg}	 −55 to 125 −65 to 150	 −55 to 125 −65 to 150	 — −65 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	$R_{\theta JA}$	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T_A	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	−0.3	—	V_{CC} − 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	µF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 µF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

*Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I_O = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I_O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V_{ref} = 0 V)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 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 to 5.25 V)	$I_{IB\ (DT)}$	—	−2.0	−10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	DC_{max}	 45 —	 48 45	 50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	 — 0	 2.8 —	 3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V_{CC} = 7.0 V to 40 V, T_A = 25°C)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, I_{ref} = 1.0 mA)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}, All Other Inputs and Outputs Open) (V_{CC} = 15 V) (V_{CC} = 40 V)	I_{CC}	 — —	 5.5 7.0	 10 15	mA
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (See Figure 12) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, V_{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

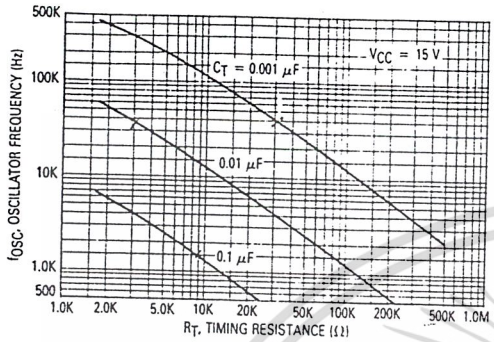


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

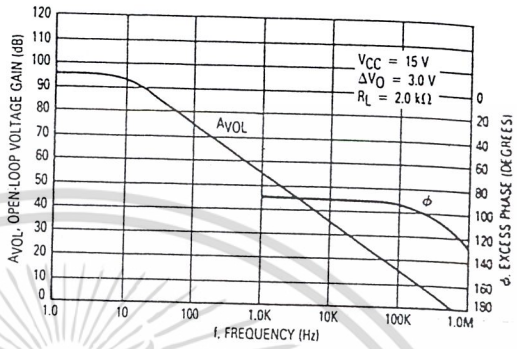


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

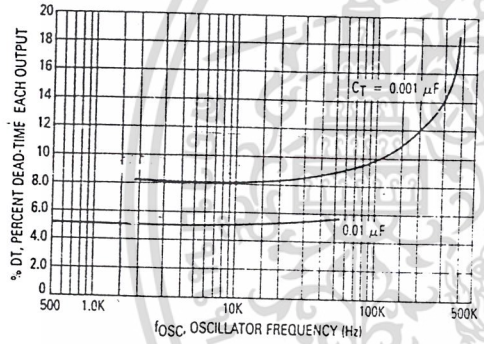


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

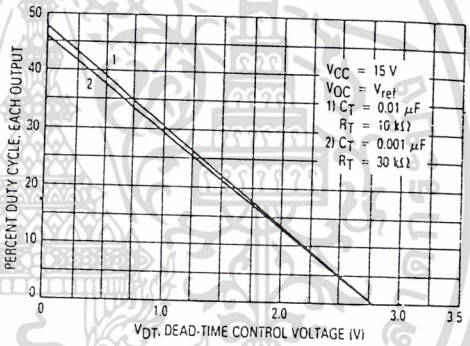


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

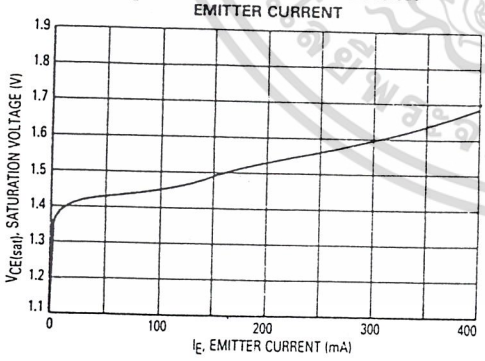
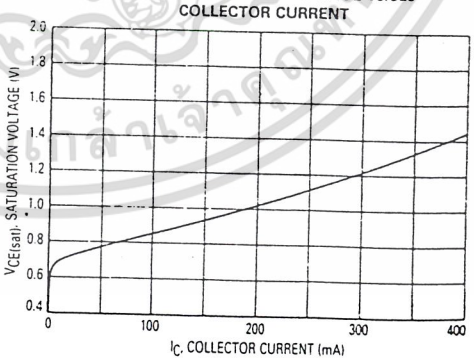


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT
versus SUPPLY VOLTAGE

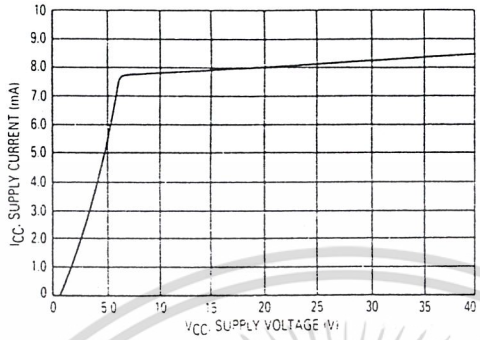


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

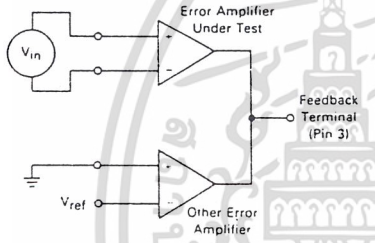


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL
TEST CIRCUIT

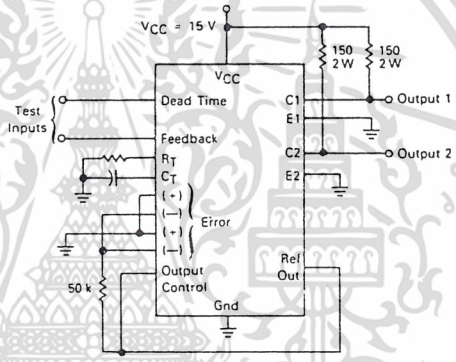


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

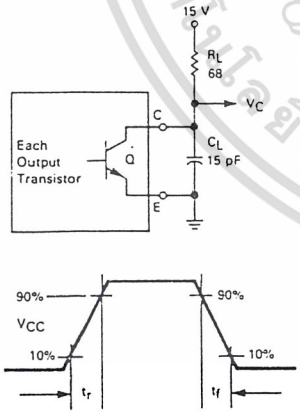
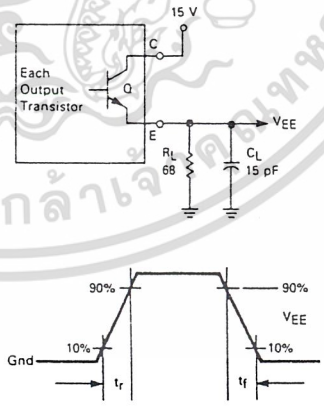


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	—	—	−100	—	—	−150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower (V_C = 15 V, I_E = −200 mA)	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq$ 0.4 V)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	−0.1	−1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range (V_{CC} = 40 V, T_A = 25°C)	V_{ICR}	−0.3 to V_{CC} − 2.0	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	0m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V)	CMRR	65	90		dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC} = 33 V, V_O = 2.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O^-	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_O^+	−2.0	−4.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

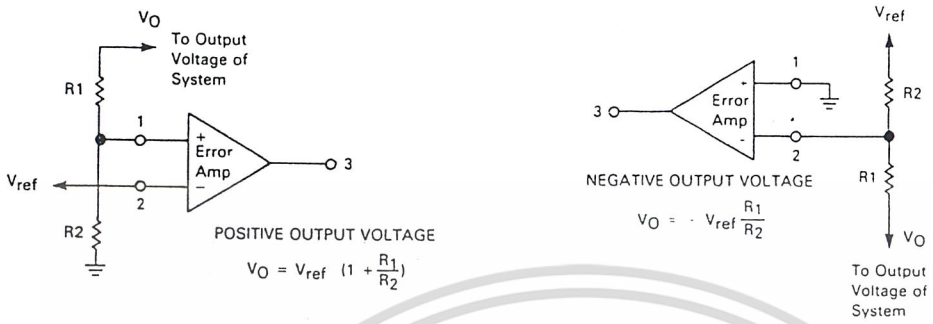


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

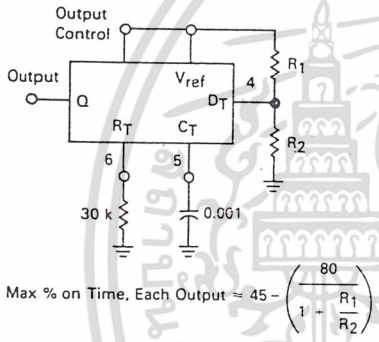


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

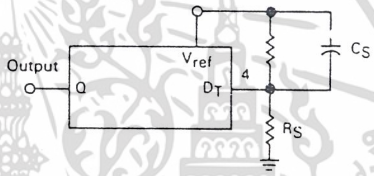
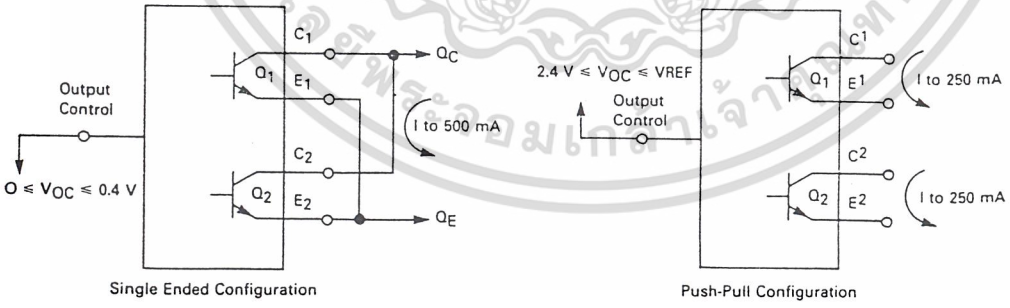


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

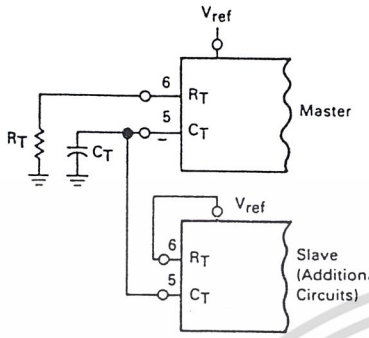


FIGURE 20 — OPERATION WITH V_{IN} > 40 V USING EXTERNAL ZENER

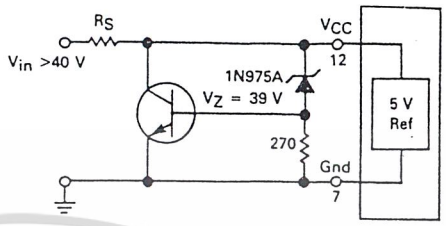
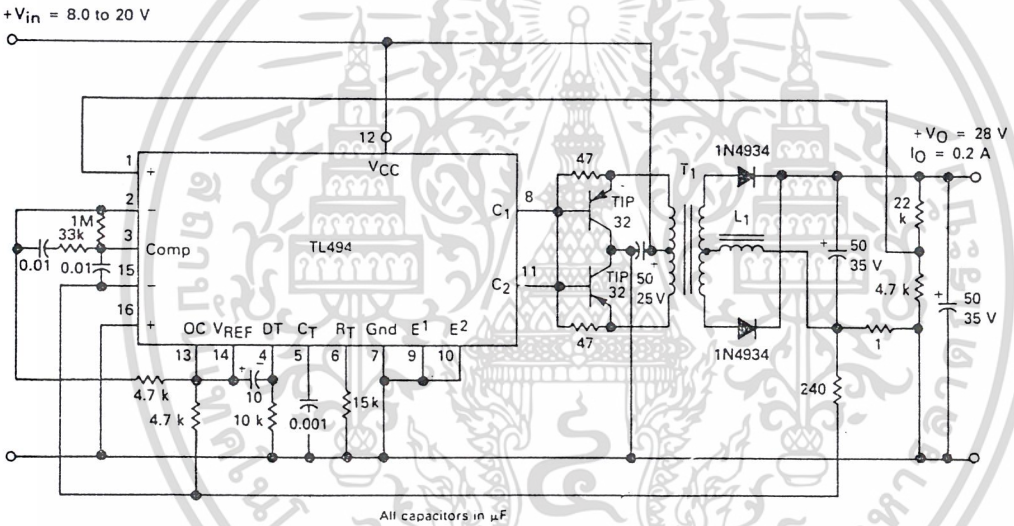


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

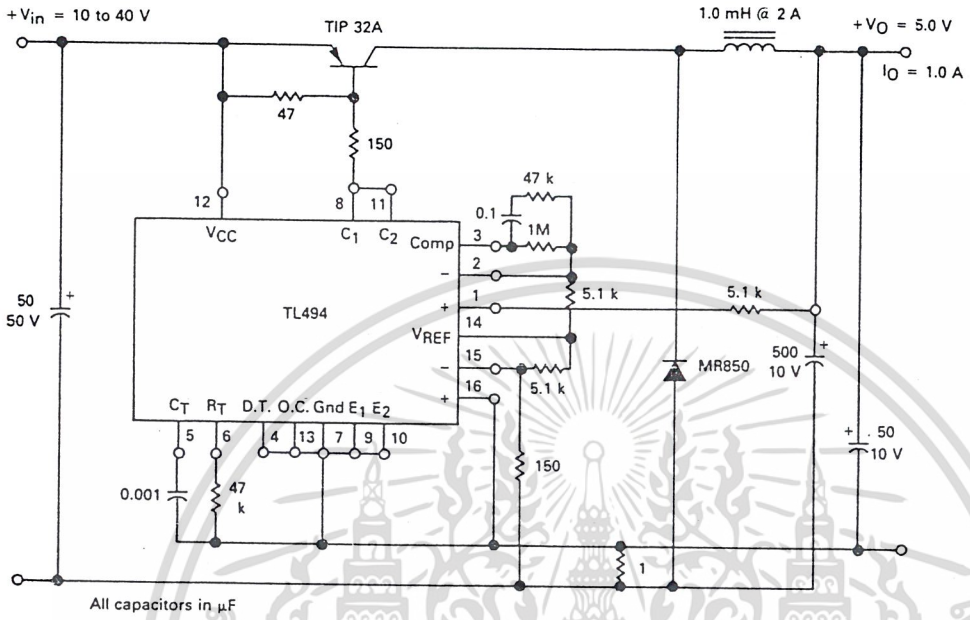


L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 120T C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	V_{in} = 10 V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	V_{in} = 28 V, I_O = 1 mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
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 Ω	1.6 amps
Efficiency	V_{in} = 28 V, I_O = 1 A	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 22 — 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} = 12.6 V, I_O = 0.2 to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200 mA	40 mV p-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 12.6 V, R_L = 0.1 Ω	250 mA
Efficiency	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200 mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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:

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

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 signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from −0.3 V to (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 ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor 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 bias circuits. The reference has an internal accuracy of ±1.5% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

Voltage Regulators

LM723/LM723C Voltage Regulator

General Description

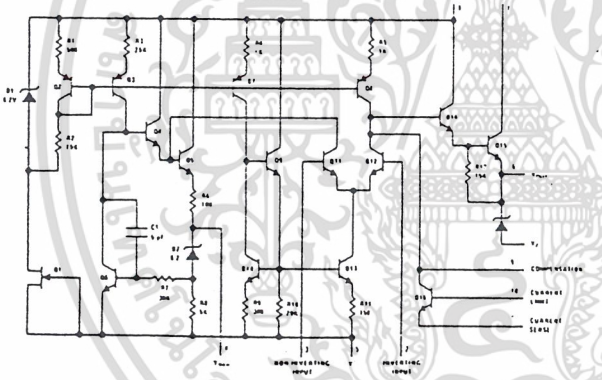
The LM723/LM723C is a voltage regulator designed primarily for series regulator applications. By itself, it will supply output currents up to 150 mA; but external transistors can be added to provide any desired load current. The circuit features extremely low standby current drain, and provision is made for either linear or foldback current limiting. Important characteristics are:

- 150 mA output current without external pass transistor
- Output currents in excess of 10A possible by adding external transistors
- Input voltage 40V max
- Output voltage adjustable from 2V to 37V
- Can be used as either a linear or a switching regulator.

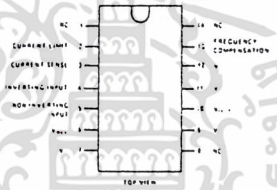
The LM723/LM723C is also useful in a wide range of other applications such as a shunt regulator, a current regulator or a temperature controller.

The LM723C is identical to the LM723 except that the LM723C has its performance guaranteed over a 0°C to 70°C temperature range, instead of −55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams*

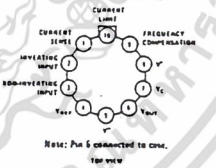


Dual-In-Line Package



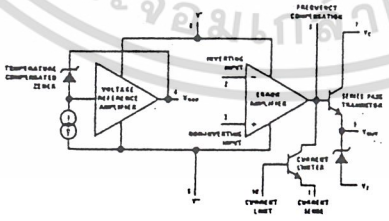
Order Number LM723CN
See NS Package N14A
Order Number LM723J or LM723CJ
See NS Package J14A

Metal Can Package



Order Number LM723H or LM723CH
See NS Package H10C

Equivalent Circuit



*Pin numbers refer to metal can package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Pulse Voltage from V^+ to V^- (50 ms)	50V
Continuous Voltage from V^+ to V^-	40V
Input-Output Voltage Differential	40V
Maximum Amplifier Input Voltage (Either Input)	7.5V
Maximum Amplifier Input Voltage (Differential)	5V
Current from V_Z	25 mA
Current from V_{REF}	15 mA
Internal Power Dissipation Metal Can (Note 1)	800 mW
Cavity DIP (Note 1)	900 mW
Molded DIP (Note 1)	660 mW
Operating Temperature Range LM723	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
LM723C	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Storage Temperature Range Metal Can	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
DIP	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$300^\circ C$

Electrical Characteristics (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	LM723			LM723C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Line Regulation	V_{IN} = 12V to V_{IN} = 15V		.01	0.1		.01	0.1	% V_{OUT}
	$-55^\circ C \le T_A \le +125^\circ C$			0.3				% V_{OUT}
	$0^\circ C \le T_A \le +70^\circ C$						0.3	% V_{OUT}
	V_{IN} = 12V to V_{IN} = 40V		.02	0.2		0.1	0.5	% V_{OUT}
Load Regulation	I_L = 1 mA to I_L = 50 mA		.03	0.15		.03	0.2	% V_{OUT}
	$-55^\circ C \le T_A \le +125^\circ C$			0.6				%V_{OUT}
	$0^\circ C \le T_A \le +70^\circ C$						0.6	%V_{OUT}
Ripple Rejection	f = 50 Hz to 10 kHz, C_{REF} = 0		74			74		dB
	f = 50 Hz to 10 kHz, C_{REF} = 5 μF		86			86		dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$-55^\circ C \le T_A \le +125^\circ C$		.002	.015				%/°C
	$0^\circ C \le T_A \le +70^\circ C$					.003	.015	%/°C
Short Circuit Current Limit	R_{SC} = 10Ω, V_{OUT} = 0		65			65		mA
Reference Voltage		6.95	7.15	7.35	6.80	7.15	7.50	V
Output Noise Voltage	BW = 100 Hz to 10 kHz, C_{REF} = 0		20			20		μVrms
	BW = 100 Hz to 10 kHz, C_{REF} = 5 μF		2.5			2.5		μVrms
Long Term Stability			0.1			0.1		%/1000 hrs
Standby Current Drain	I_L = 0, V_{IN} = 30V		1.3	3.5		1.3	4.0	mA
Input Voltage Range		9.5		40	9.5		40	V
Output Voltage Range		2.0		37	2.0		37	V
Input-Output Voltage Differential		3.0		38	3.0		38	V

Note 1: See derating curves for maximum power rating above 25°C.

Note 2: Unless otherwise specified, T_A = 25°C, V_{IN} = V^+ = V_C = 12V, V^- = 0, V_{OUT} = 5V, I_L = 1 mA, R_{SC} = 0, C_1 = 100 pF, C_{REF} = 0 and divider impedance as seen by error amplifier ≤ 10 kΩ connected as shown in Figure 1. Line and load regulation specifications are given for the condition of constant chip temperature. Temperature drifts must be taken into account separately for high dissipation conditions.

Note 3: L_1 is 40 turns of No. 20 enameled copper wire wound on Ferroxcube P36/22-3B7 pot core or equivalent with 0.009 in. air gap.

Note 4: Figures in parentheses may be used if R1/R2 divider is placed on opposite input of error amp.

Note 5: Replace R1/R2 in figures with divider shown in Figure 13.

Note 6: V^- must be connected to a +3V or greater supply.

Note 7: For metal can applications where V_Z is required, an external 6.2 volt zener diode should be connected in series with V_{OUT}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

NPN
2N3055
PNP
MJ2955

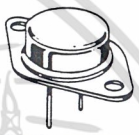
COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

. . . designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain – h_{FE} = 20–70 @ I_C = 4 Adc
- Collector-Emitter Saturation Voltage – $V_{CE(sat)}$ = 1.1 Vdc (Max) @ I_C = 4 Adc
- Excellent Safe Operating Area

15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON

60 VOLTS
115 WATTS



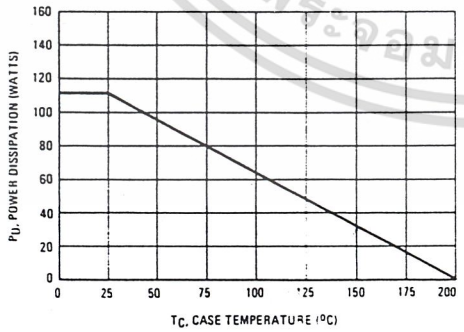
MAXIMUM RATINGS

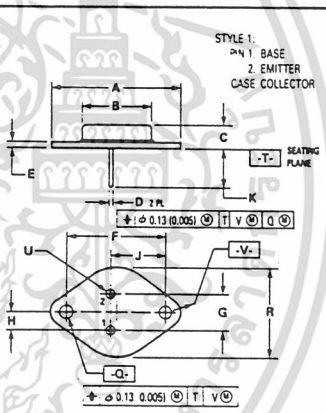
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7	Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	115 0.657	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	°C/W

FIGURE 1 — POWER DERATING





DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	—	39.37	—	1.550
B	—	21.08	—	0.830
C	5.35	8.25	0.250	0.325
D	2.97	1.09	0.038	0.043
E	1.40	1.77	0.055	0.070
F	30.15 BSC		1.187 BSC	
G	10.92 BSC		0.430 BSC	
H	5.46 BSC		0.215 BSC	
J	16.89 BSC		0.665 BSC	
K	11.18	12.19	0.440	0.480
Q	3.84	4.19	0.151	0.165
R	—	26.67	—	1.050
U	4.83	5.33	0.190	0.210
V	3.84	4.19	0.151	0.165

NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-204AA OUTLINE SHALL APPLY.

CASE 1-06
TO-204AA
(TO-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

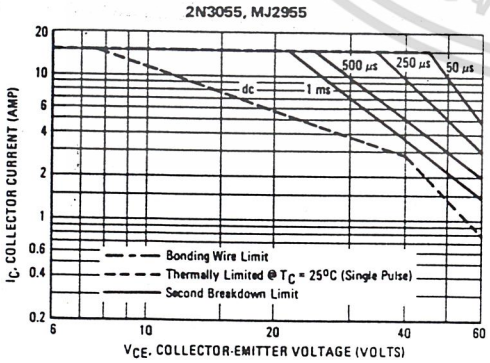
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
***OFF CHARACTERISTICS**				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I_C = 200 mAdc, I_B = 0)	$V_{CEO(sus)}$	60	–	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I_C = 200 mAdc, R_{BE} = 100 Ohms)	$V_{CER(sus)}$	70	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, I_B = 0)	I_{CEO}	–	0.7	mAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 100 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 1.5 Vdc) (V_{CE} = 100 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 1.5 Vdc, T_C = 150°C)	I_{CEX}	– –	1.0 5.0	mAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 7.0 Vdc, I_C = 0)	I_{EBO}	–	5.0	mAdc
***ON CHARACTERISTICS (1)**				
DC Current Gain (I_C = 4.0 Adc, V_{CE} = 4.0 Vdc) (I_C = 10 Adc, V_{CE} = 4.0 Vdc)	h_{FE}	20 5.0	70 –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage (I_C = 4.0 Adc, I_B = 400 mAdc) (I_C = 10 Adc, I_B = 3.3 Adc)	$V_{CE(sat)}$	–	1.1 3.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage (I_C = 4.0 Adc, V_{CE} = 4.0 Vdc)	$V_{BE(on)}$	–	1.5	Vdc
SECOND BREAKDOWN				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased (V_{CE} = 40 Vdc, t = 1.0 s; Nonrepetitive)	$I_{s/b}$	2.87	–	Adc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain – Bandwidth Product (I_C = 0.5 Adc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 MHz)	f_T	2.5	–	MHz
*Small-Signal Current Gain (I_C = 1.0 Adc, V_{CE} = 4.0 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	15	120	–
*Small-Signal Current Gain Cutoff Frequency (V_{CE} = 4.0 Vdc, I_C = 1.0 Adc, f = 1.0 kHz)	f_{hfe}	10	–	kHz

* Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

FIGURE 2 – ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C-V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 2 is based on T_C = 25°C; $T_{J(pk)}$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN
2N3055

PNP
MJ2955

FIGURE 3 – DC CURRENT GAIN

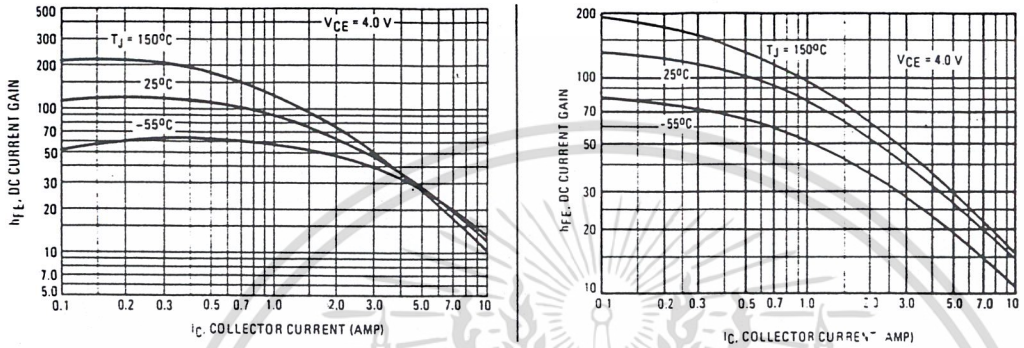


FIGURE 4 – COLLECTOR SATURATION REGION

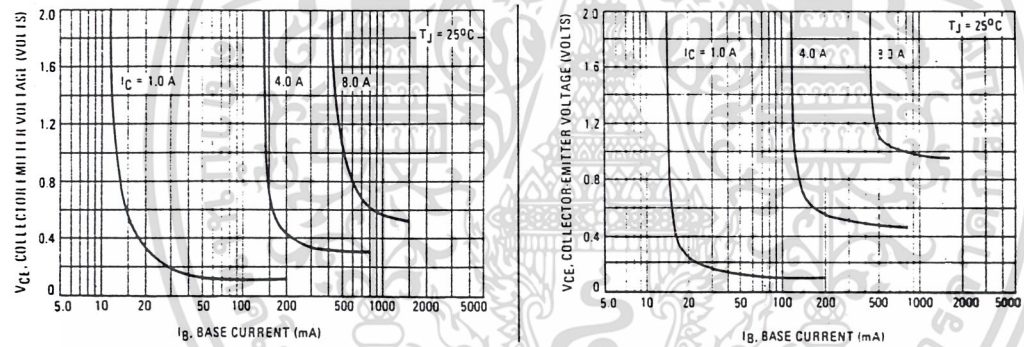
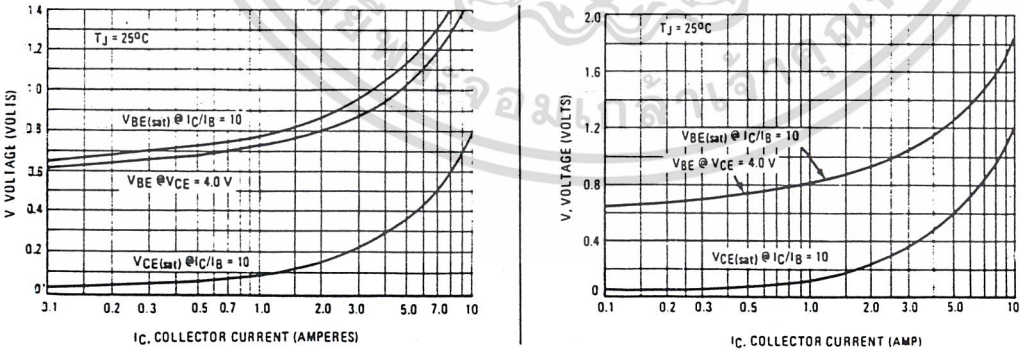


FIGURE 5 – "ON" VOLTAGES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

BD136,-6,-10,-16
BD138,-6,-10,-16
BD140,-6,-10,-16

PLASTIC MEDIUM POWER
SILICON PNP TRANSISTOR

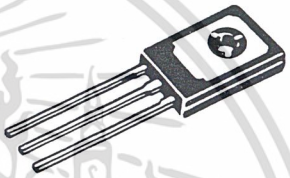
. . . designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- Available in H_{FE} groups -6, -10, -16
- DC Current Gain—h_{FE} = 40 (Min) @ I_C = 0.15 Adc
- BD 136, 138, 140 are complementary with BD 135, 137, 139

1.5 AMPERE
POWER TRANSISTOR

PNP SILICON

45, 60, 80 VOLTS
10 WATTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Type	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	BD 136 BD 138 BD 140	45 60 80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	BD 136 BD 138 BD 140	45 60 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}		5	Vdc
Collector Current	I_C		1.5	Adc
Base Current	I_B		0.5	Adc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D		1.25 10	Watts mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D		12.5 100	Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		−55 to +150	°C

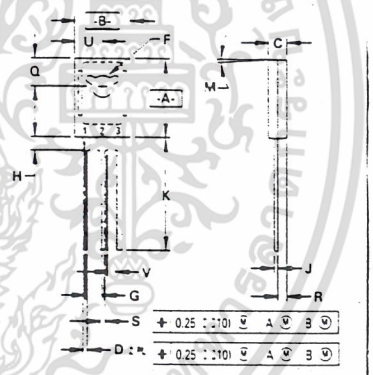
THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	10	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	100	°C/W

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

Characteristic	Symbol	Type	Min	Max	Unit
Collector-Emitter Sustaining Voltage* (I_C = 0.03 Adc, I_B = 0)	BV_{CEO}*	BD 136 BD 138 BD 140	45 60 80	— — —	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 30 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 30 Vdc, I_E = 0, T_C = 125° C)	I_{CBO}		— — —	0.1 10	μAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 5.0 Vdc, I_C = 0)	I_{EBO}		—	10	μAdc
DC Current Gain (I_C = 0.005A, V_{CE} = 2 V) (I_C = 0.15A, V_{CE} = 2 V) (I_C = 0.5A, V_{CE} = 2 V)	h_{FE}*		25 40 25	— 250 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage* (I_C = 0.5 Adc, I_B = 0.05 Adc)	$V_{CE(sat)}$*		—	0.5	Vdc
Base-Emitter On Voltage* (I_C = 0.5 Adc, V_{CE} = 2.0 Vdc)	$V_{BE(on)}$*		—	1	Vdc

* Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

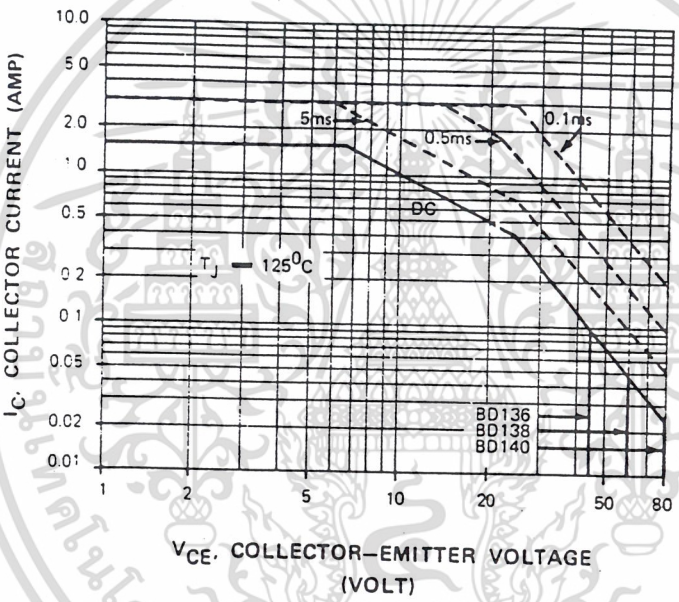
DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	10.80	11.04	0.425	0.435
B	7.50	7.74	0.295	0.305
C	2.42	2.66	0.095	0.105
D	0.51	0.66	0.020	0.026
F	2.93	3.17	0.115	0.125
G	2.29 BSC		0.090 BSC	
H	1.27	1.47	0.050	0.058
J	0.39	0.63	0.015	0.025
K	14.61	15.63	0.575	0.555
M	3° TYP		3° TYP	
Q	3.76	4.01	0.148	0.158
R	1.15	1.39	0.045	0.055
S	0.64	0.88	0.025	0.035
U	3.69	3.93	0.145	0.155
V	1.22	—	0.040	—

STYLE 1:
PIN 1. EMITTER
2. COLLECTOR
3. BASE

CASE 77-06
TO-225AA TYPE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 – ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



Available in H_{FE} groups (at I_C = 0.15 A, V_{CE} 2 V) H_{FE} group:		Min.	Max.
	-6	40	100
	-10	63	160
	-16	100	250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC7800 Series

THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

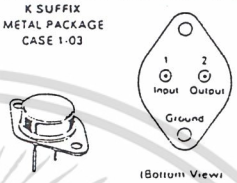
These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 Ampere
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

K SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 1-03



(Bottom View)

Pins 1 and 2 electrically isolated from case. Case is third electrical connection.

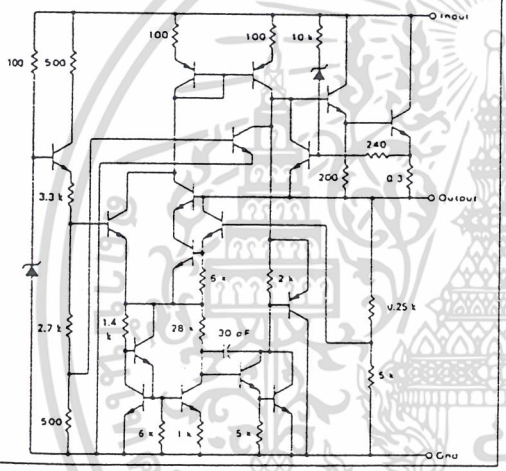
T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A-04



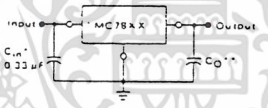
PIN 1. INPUT
2. GROUND
3. OUTPUT

(Heatsink surface connected to Pin 2.)

REPRESENTATIVE SCHEMATIC DIAGRAM



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response.

XX indicates nominal voltage

ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Tested Operating Junction Temp. Range	Package
MC78XXK MC78XXAK*	4% 2%	−55 to +150°C	Metal Power
MC78XXCK MC78XXACK*	4% 2%	0 to +125°C	
MC78XXCT MC78XXACT	4% 2%	0 to +125°C	Plastic Power
MC78XXBT	4%	−40 to +125°C	

*2% regulators in Metal Power packages are available in 5, 12 and 15 volt devices.

TYPE NO./VOLTAGE			
MC7805	5.0 Volts	MC7812	12 Volts
MC7806	6.0 Volts	MC7815	15 Volts
MC7808	8.0 Volts	MC7818	18 Volts
MC7809	9.0 Volts	MC7824	24 Volts

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (5.0 V – 18 V) (24 V)	V_{in}	35 40	Vdc
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
Plastic Package			
T_A = +25°C	P_D	Internally Limited	Watts
Derate above T_A = +25°C	$1/\theta_{JA}$	15.4	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Air	θ_{JA}	65	°C/W
T_C = +25°C	P_D	Internally Limited	Watts
Derate above T_C = +75°C (See Figure 1)	$1/\theta_{JC}$	200	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	5.0	°C/W
Metal Package			
T_A = +25°C	P_D	Internally Limited	Watts
Derate above T_A = +25°C	$1/\theta_{JA}$	22.5	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Air	θ_{JA}	45	°C/W
T_C = +25°C	P_D	Internally Limited	Watts
Derate above T_C = +65°C (See Figure 2)	$1/\theta_{JC}$	182	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	5.5	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	°C
Operating Junction Temperature Range	T_J		°C
MC7800A		–55 to +150	
MC7800C,AC		0 to +150	
MC7800B		–40 to +150	

DEFINITIONS

Line Regulation — The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation — The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation — The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Quiescent Current — That part of the input current that is not delivered to the load.

Output Noise Voltage — The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

Long Term Stability — Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

MC7806, B, C
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{in} = 10 V, I_O = 500 mA, T_J = T_{low} to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806			MC7806B			MC7806C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage (5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A, P_O ≤ 15 W) 7.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 20 Vdc 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 20 Vdc	V_O	— 4.65	— 5.0	— 5.35	— 4.75	— 5.0	— 5.25	4.75 —	5.0 —	5.25 —	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 7.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 12 Vdc	Reg_{line}	— —	2.0 1.0	50 25	— —	7.0 2.0	100 50	— —	7.0 2.0	100 50	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	— —	25 8.0	100 25	— —	40 15	100 50	— —	40 15	100 50	mV
Quiescent Current (T_J = +25°C)	I_B	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change 7.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— — —	— 1.3 0.5	— — —	— — —	1.3 — 0.5	mA
Ripple Rejection 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 18 Vdc, f = 120 Hz	RR	68	75	—	—	68	—	—	68	—	dB
Dropout Voltage (I_O = 1.0 A, T_J = +25°C)	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage (T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	μV/V_O
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	17	—	—	17	—	—	17	—	mΩ
Short-Circuit Current Limit (T_A = +25°C) V_{in} = 35 Vdc	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current (T_J = +25°C)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	±0.6	—	—	1.1	—	—	±1.1	—	mV/°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800 Series

MC7805, B, C
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{in} = 11 V, I_O = 500 mA, T_J = T_{low} to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC7805			MC7805B			MC7805C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	5.75	6.0	6.25	5.75	6.0	6.25	5.75	6.0	6.25	Vdc
Output Voltage (5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A, P_O ≤ 15 W) 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 21 Vdc 9.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 21 Vdc	V_O	— 5.65	— 6.0	— 6.35	— 5.7	— 6.0	— 6.3	5.7 —	6.0 —	6.3 —	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 9.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 13 Vdc	Reg_{line}	— —	3.0 2.0	60 30	— —	9.0 3.0	120 60	— —	9.0 3.0	120 60	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	— —	27 9.0	100 30	— —	43 16	120 60	— —	43 16	120 60	mV
Quiescent Current (T_J = +25°C)	I_B	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change 8.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 9.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— — —	— 1.3 0.5	— — —	— — —	1.3 — 0.5	mA
Ripple Rejection 9.0 Vdc ≤ V_{in} ≤ 19 Vdc, f = 120 Hz	RR	65	73	—	—	65	—	—	65	—	dB
Dropout Voltage (I_O = 1.0 A, T_J = +25°C)	$V_{in}-V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage (T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	μV/V_O
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	17	—	—	17	—	—	17	—	mΩ
Short-Circuit Current Limit (T_A = +25°C) V_{in} = 35 Vdc	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current (T_J = +25°C)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	±0.7	—	—	-0.8	—	—	-0.8	—	mV/°C

MC7800 Series

MC7808, B, C
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{in} = 14 V, I_O = 500 mA, T_J = T_{low} to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC7808			MC7808B			MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	Vdc
Output Voltage (5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A, P_O ≤ 15 W) 10.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 23 Vdc 11.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 23 Vdc	V_O	— 7.6	— 8.0	— 8.4	— 7.6	— 8.0	— 8.4	7.6 —	8.0 —	8.4 —	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 10.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 11 Vdc ≤ V_{in} ≤ 17 Vdc	Reg_{line}	— —	3.0 2.0	80 40	— —	12 5.0	160 80	— —	12 5.0	160 80	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	— —	28 9.0	100 40	— —	45 16	160 80	— —	45 16	160 80	mV
Quiescent Current (T_J = +25°C)	I_B	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change 10.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 11.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— 1.0 0.5	— — —	— — —	— — —	1.0 — 0.5	mA
Ripple Rejection 11.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 21.5 Vdc, f = 120 Hz	RR	62	70	—	—	62	—	—	62	—	dB
Dropout Voltage (I_O = 1.0 A, T_J = +25°C)	$V_{in}-V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage (T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	μV/V_O
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	18	—	—	18	—	—	18	—	mΩ
Short-Circuit Current Limit (T_A = +25°C) V_{in} = 35 Vdc	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current (T_J = +25°C)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	±1.0	—	—	-0.8	—	—	-0.8	—	mV/°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800 Series

MC7812, B, C
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{in} = 19 V, I_O = 500 mA, T_J = T_{low} to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7812			MC7812B			MC7812C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	11.5	12	12.5	11.5	12	12.5	11.5	12	12.5	Vdc
Output Voltage (5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A, P_O ≤ 15 W) 14.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 27 Vdc 15.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 27 Vdc	V_O	— 11.4	— 12	— 12.6	— 11.4	— 12	— 12.6	11.4 —	12 —	12.6 —	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 14.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 16 Vdc ≤ V_{in} ≤ 22 Vdc	Reg_{line}	— —	5.0 3.0	120 60	— —	13 6.0	240 120	— —	13 6.0	240 120	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	— —	30 10	120 60	— —	46 17	240 120	— —	46 17	240 120	mV
Quiescent Current (T_J = +25°C)	I_B	—	3.4	6.0	—	4.4	8.0	—	4.4	8.0	mA
Quiescent Current Change 14.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 15 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— — —	— 1.0 0.5	— — —	— — —	1.0 — 0.5	mA
Ripple Rejection 15 Vdc ≤ V_{in} ≤ 25 Vdc, f = 120 Hz	RR	61	68	—	—	60	—	—	60	—	dB
Dropout Voltage (I_O = 1.0 A, T_J = +25°C)	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage (T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	μV/V_O
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	18	—	—	18	—	—	18	—	mΩ
Short-Circuit Current Limit (T_A = +25°C) V_{in} = 35 Vdc	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current (T_J = +25°C)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	±1.5	—	—	-1.0	—	—	-1.0	—	mV/°C

MC7800 Series

MC7815, B, C
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{in} = 23 V, I_O = 500 mA, T_J = T_{low} to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7815			MC7815B			MC7815C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage (5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A, P_O ≤ 15 W) 17.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 18.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc	V_O	— 14.25	— 15	— 15.75	— 14.25	— 15	— 15.75	14.25 —	15 —	15.75 —	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 17.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 20 Vdc ≤ V_{in} ≤ 26 Vdc	Reg_{line}	— —	6.0 3.0	150 75	— —	13 6.0	300 150	— —	13 6.0	300 150	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, Note 2) 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA	Reg_{load}	— —	32 10	150 75	— —	52 20	300 150	— —	52 20	300 150	mV
Quiescent Current (T_J = +25°C)	I_B	—	3.4	6.0	—	4.4	8.0	—	4.4	8.0	mA
Quiescent Current Change 17.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 18.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 30 Vdc 5.0 mA ≤ I_O ≤ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— 0.3 0.04	— 0.8 0.5	— — —	— — —	— 1.0 0.5	— — —	— — —	1.0 — 0.5	mA
Ripple Rejection 18.5 Vdc ≤ V_{in} ≤ 28.5 Vdc, f = 120 Hz	RR	60	66	—	—	58	—	—	58	—	dB
Dropout Voltage (I_O = 1.0 A, T_J = +25°C)	$V_{in} - V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage (T_A = +25°C) 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	μV/V_O
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	19	—	—	19	—	—	19	—	mΩ
Short-Circuit Current Limit (T_A = +25°C) V_{in} = 35 Vdc	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current (T_J = +25°C)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	±1.8	—	—	-1.0	—	—	-1.0	—	mV/°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4069UB

CMOS HEX INVERTER

FEATURES

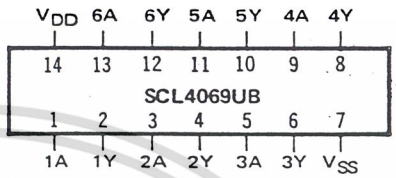
- **Fully "B"-Series Compatible**
- **Diode Protection on all Inputs**
- **Balanced Output Drive Current Specifications**
- **Pin Compatible with 74C04**

DESCRIPTION

The SCL4069UB consists of six CMOS inverter circuits. The device is intended for general-purpose inverter applications where the higher output drive and level-shifting feature of the SCL4009UB and SCL4049UB are not required.* The SCL4069UB is particularly useful for quasi-linear circuits such as oscillators (See Applications Information).

*For pin-to-pin compatibility with the SCL4009UB and SCL4049UB, the SCL4449UB is available.

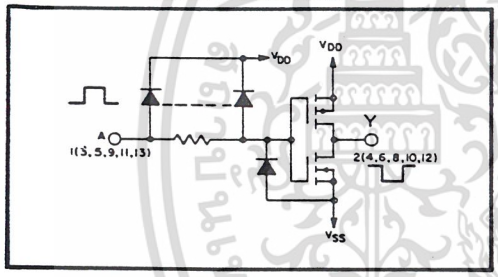
CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

C	14-pin Cerdip
D	14-pin Ceramic
E	14-pin Epoxy
F	14-pin Flat
H	Chip

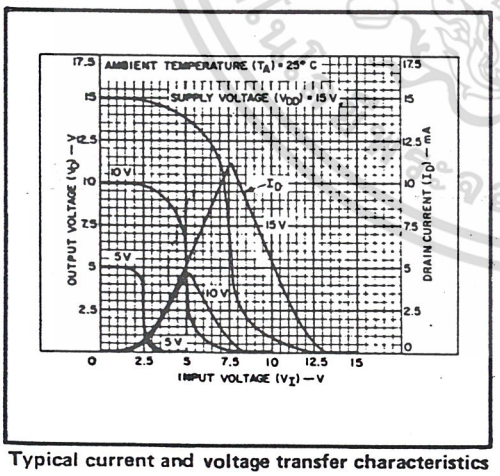
SCHEMATIC DIAGRAM
(one of six inverters)



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

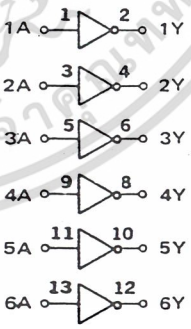
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C



Typical current and voltage transfer characteristics

LOGIC DIAGRAM



V_{SS} = 7
V_{DD} = 14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

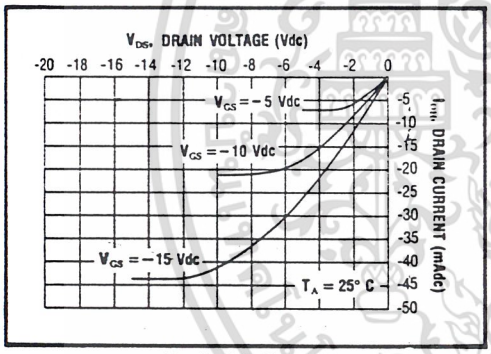
STATIC CHARACTERISTICS [1,3]

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2]		+25°C			T_{HIGH} [2]		Units
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}	–	0.05	–	0.0005	0.05	–	1.5	μAdc
		10	All valid input	–	0.10	–	0.001	0.10	–	3.0	
		15	combinations	–	0.20	–	0.002	0.20	–	6.0	

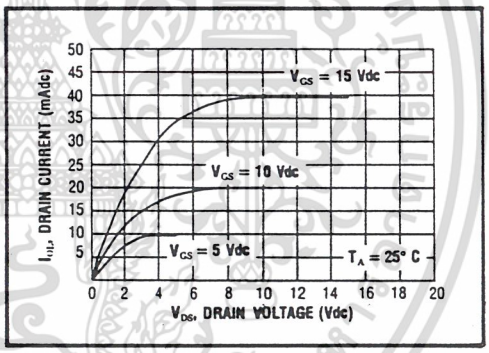
NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = –55°C for C, D, F, H device.
= –40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t_{PLH}, t_{PHL}	5	–	60	120	ns
		10	–	30	60	
		15	–	25	50	
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	40	80	

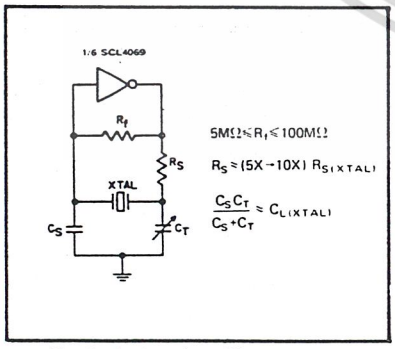


Typical P-Channel
Source Current Characteristics

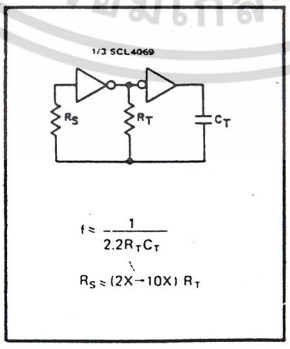


Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

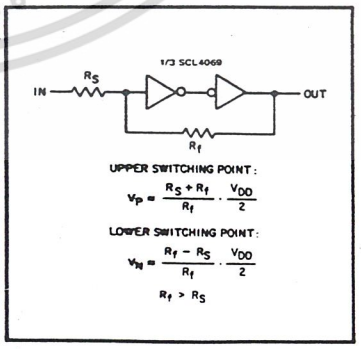
APPLICATIONS INFORMATION



Typical crystal oscillator circuit



Typical RC oscillator circuit



Input pluse shaping circuit (Schmitt Trigger)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

1. ขอขอบคุณ ผศ. ประภาษ ไพรสุวรรณา และ อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้คำปรึกษาด้วยดีตลอดมา

2. ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ ที่ให้กำลังใจด้วยดีตลอดมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย . สมบูรณ์ มาลานนท์ . แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น . PHYSICS CENTER . กรุงเทพ, 2538 .
2. สมบูรณ์ มาลานนท์ . สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย . แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง . PHYSICS CENTER . กรุงเทพ , 2537 .
3. สุวัฒน์ แซ่ดั่น . เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย . บริษัทเอน เทล ไทยจำกัด . พิมพ์ครั้งที่1 . กรุงเทพ, 2521
4. สำรวย สังข์สะอาด . วิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง . ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย . กรุงเทพ , 2528 .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้