



ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อหัวข้อ ชุมทลดองแปลงไฟกระแสตรง เป็นไฟกระแสตรงหลายระดับ
 DC To DC Converter Demonstrator

ชื่อนักศึกษา 1. นายพุดตินัย ไชยวงศ์ รหัสประจำตัว 42035265
 2. นายวรรณะ น้อยพิทักษ์ รหัสประจำตัว 42035271
 3. นายวิทยา เกตรา รหัสประจำตัว 42035272
 4. นางสาวอุสาห์ แดงสกล รหัสประจำตัว 42035286

หลักสูตร ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์กิติพงศ์ มะโน

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี

คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์กิติพงศ์ มะโน
2. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี
3. ผศ. วิสุทธิ อธิพรธรรม
4. อาจารย์พงษ์เกียรติ เขษฐพิทักษ์สกุล
5. อาจารย์อมรชัย ชัยชนะ

วัน/เดือน/ปีที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 19 เมษายน พ.ศ. 2544 เวลา 13.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.311 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

ภาควิชารับรองแล้ว
 ลงนาม..... อภิสิทธิ์ อธิพรธรรม
 (ผศ. วิสุทธิ อธิพรธรรม)

หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

วันที่.....เดือน.....พ.ศ.....



ปริญญานิพนธ์

ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ

DC TO DC CONVERTER DEMONSTRATOR



นายพุดินัย ไชยวงศ์
นายวิทยา เกตรา
นายวรรณะ น้อยพิทักษ์
นางสาวอุสาห์ แดงสกล

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต

พ.ศ.

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ. ๒๕๕๓

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

๒๕๕๓

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๕๓

40195

11092154

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง ชุดทดลองแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสตรงหลายระดับ
DC To DC Converter Demonstrator

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาหลักการทำงานของ Dc To Dc Converter
2. เพื่อออกแบบและสร้างชุดทดลองหลักการทำงานของ DC To DC Converter
3. เพื่อสร้างชุดทดลอง DC To DC Converter เพื่อใช้ในห้องปฏิบัติการในวิชาอิเล็กทรอนิกส์
อุตสาหกรรม สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ในระดับปริญญาตรี
4. เพื่อนำ DC To DC Converter เพื่อใช้ในห้องปฏิบัติการ

ประโยชน์ที่ได้รับ

1. มีความรู้ ความเข้าใจเกี่ยวกับ DC To DC Converter
2. มีความสามารถในการออกแบบ และสร้างวงจรของชุดทดลองนี้ได้
3. มีความเข้าใจการทำงานของแต่ละภาคของ DC To DC Converter
4. ได้ชุดปฏิบัติการทดลองแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสตรงหลายระดับพร้อมใบงาน
ประกอบการทดลอง

ชื่อหัวข้อ	ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ	
นักศึกษา	นายพุดตินัย ไชยวงศ์	นายวิทยา เกตรา
	นายวรรณะ น้อยพิทักษ์	นางสาวอุสาห์ แดงสกล
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์กิติพงศ์ มะโน	
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี	
หลักสูตร	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต	
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม	
ปีการศึกษา	2543	

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอชุดทดลองแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสตรงหลายระดับ ประกอบด้วยวงจรควบคุม วงจรขับมอสเฟตกำลัง วงจรควบคุมกระแสและแรงดัน วงจรฟิลเตอร์ วงจรเรกติฟายเออร์ และชุดทดลองชุดนี้สามารถรับแรงดันทางอินพุตตั้งแต่ 12 ถึง 60 VDC และยังสามารถแยกกราวด์ทางด้านอินพุต และเอาต์พุตออกจากกันโดยสิ้นเชิง และยังสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และยังวัดจุดทดสอบสัญญาณของแต่ละภาคได้ ชุดทดลองนี้ใช้เป็นสื่อการเรียนการสอนในรายวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยได้จัดทำใบงานการทดลองเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการเรียนการสอนให้ดียิ่งขึ้น จากการทดลอง ผลการทดลองที่ได้อยู่ในระดับที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง

II

Thesis Title	DC To DC Converter Demonstrator	
Students	Mr.Puttinai	Chaiwong
	Mr.Wittaya	Petra
	Mr.Wanna	Noipitak
	Miss Usa	Dangsakol
Advisor	Mr.Kittipong	Mano
Co - Advisor	Mr.Surapong	Siripongdee
Education Level	Bachelor of Science in Industrial Education	
Program in	Telecommunication Engineering	
Academic Year	2000	

ABSTRACT

This thesis presents the DC To DC Converter Demonstrator Set Which includes of a control circuit, powerMOSFET driver circuit, current and voltage control circuit, Filter circuit, rectifier circuit. And The demonstrator can get the voltage of input from 12 to 60 Vdc, and Seterate Both the ground of input and output of it absolutely. Beside, it can keep the voltage of output to certain so strongly, and can measure the testpoint the signal eacs of the part. This laboratory set can be used as an instructional media in Power Electronics subject. It has laboratories to increase the efficiency of learning. The results of these laboratories have a good range for application.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี จากความร่วมมือของสมาชิกในกลุ่มทุกท่าน นอกจากนี้ยังได้รับความอนุเคราะห์จากอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ และอาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรมทุกท่าน ในการให้คำปรึกษา แนะนำและช่วยเหลือต่างๆ ตลอดจนให้โอกาสในการทำปริญญานิพนธ์อย่างเต็มที่ ทั้งทางด้านเวลา สถานที่ เครื่องมือ และอุปกรณ์ต่างๆ และขอขอบคุณบุพการีผู้ให้กำเนิด ที่ให้โอกาสในการศึกษา รวมทั้งเพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดี ตลอดจนผู้เกี่ยวข้องทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำต่างๆ รวมทั้งเป็นกำลังใจในการทำปริญญานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอขอบคุณทุกท่านไว้ ณ ที่นี้ด้วย



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ชี้ความสามารถของโครงการ	1
1.3 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ	3
2.1 กล่าวนำ	3
2.2 คอนเวอเตอร์	4
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอเตอร์	4
2.2.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอเตอร์	6
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอเตอร์	8
2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอเตอร์	10
2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอเตอร์	12
2.3 หม้อแปลงสวิตชิง	14
2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	14
2.3.2 หม้อแปลงในคอนเวอเตอร์	16
2.3.3 แกนเฟอร์ไรต์	20
2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง	28
2.5 มอสเฟตกำลัง	31
2.5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง	31

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5.2 เงื่อนไขวงจรขั้วมอสเฟตกำลัง	33
2.5.3 วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วย TTL	36
2.5.4 วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วย CMOS	36
2.6 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง	37
2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	37
2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	42
2.7 เสถียรภาพของวงจรควบคุม	45
2.7.1 การชดเชยขั้วเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรควบคุม	46
2.7.2 ออฟดีคัปปเลเตอร์ในวงจรควบคุม	50
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน	52
3.1 กล่าวนำ	52
3.2 วงจรขั้วมอสเฟตกำลัง	52
3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุก	53
3.4 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุต	60
3.5 วงจรป้องกันแรงดันและกระแส	63
3.6 วงจรเร็กกูเลเตอร์	64
3.7 ภาคควบคุม	66
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	70
4.1 การทดลอง และผลการทดลองของวงจรควบคุม DC To DC Converter	70
4.1.1 ลำดับขั้นการทดลอง	70
4.1.2 ผลการทดลอง	71
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางการแก้ไข และพัฒนา	76
5.1 บทสรุป	76
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	76
5.3 แนวทางการพัฒนา	77
ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ	78

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
ภาคผนวก ข วงจร และแผ่นวงจรพิมพ์	84
ภาคผนวก ค ใบงานการทดลอง	94
ภาคผนวก ง รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ใน โครงการงาน	129
ภาคผนวก จ คู่มือการใช้งาน	180
บรรณานุกรม	187
ประวัติผู้แต่ง	189



สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 แผนผังการทำงานพื้นฐานของแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าแบบสวิตชิง	3
รูปที่ 2.2 วงจรของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	5
รูปที่ 2.3 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.4 วงจรของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.5 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.6 วงจรพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.7 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.8 วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
รูปที่ 2.9 ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$	12
รูปที่ 2.10 ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$	12
รูปที่ 2.11 วงจรพุลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2.12 การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจากบอบบิ้น	14
รูปที่ 2.13 EE บอบบิ้น	15
รูปที่ 2.14 EC บอบบิ้น	15
รูปที่ 2.15 ETD บอบบิ้น	16
รูปที่ 2.16 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม	17
รูปที่ 2.17 การไหลของกระแสในช่วงการทำงานต่างๆ ของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์	18
รูปที่ 2.18 การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพุก – พุลในลักษณะการพันควบ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่างๆ	18
รูปที่ 2.19 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุก – พุลในลักษณะแยกส่วน และแทรกแบบพันควบ	19
รูปที่ 2.20 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุก - พุลในลักษณะแยกส่วน ขดลวดแต่ละชุดและจัดแบบแทรกกลาง	19

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 2.21 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอกและชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	20
รูปที่ 2.22 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE	21
รูปที่ 2.23 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI	21
รูปที่ 2.24 แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	21
รูปที่ 2.25 การกำหนดช่องอากาศคั่น l_g	25
รูปที่ 2.26 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	27
รูปที่ 2.27 กระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังแบบ ไบโพลาร์ เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำ	29
รูปที่ 2.28 กระแส และแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	32
รูปที่ 2.29 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวมอสเฟตกำลัง	33
รูปที่ 2.30 แรงดัน และกระแสที่ขาเกตขณะมอสเฟตกำลังถูกไบแอสให้นำกระแส	34
รูปที่ 2.31 กราฟของ Gate Charge Chart	34
รูปที่ 2.32 การชาร์จบรรจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแสและผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง	35
รูปที่ 2.33 การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง	37
รูปที่ 2.34 วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	38
รูปที่ 2.35 ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพินเลื้อย	39
รูปที่ 2.36 โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL494	39
รูปที่ 2.37 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494	40
รูปที่ 2.38 การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494	42
รูปที่ 2.39 วงจรการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส	42
รูปที่ 2.40 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง Ver ที่ขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบแทน	43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 2.41 การทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	44
รูปที่ 2.42 การเปลี่ยนระดับของกระแสไหลต่ออย่างทันทีทันใด	45
รูปที่ 2.43 วงจรควบคุมแบบป้อนกลับในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง	46
รูปที่ 2.44 อัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ผ่าน f_c	47
รูปที่ 2.45 ผลตอบสนองตามความถี่ของอัตราขยาย และมุมเฟสของวงจรรองความถี่แบบ LC	47
รูปที่ 2.46 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรรองความถี่แบบ LC	48
รูปที่ 2.47 การจัดเน็ตเวิร์ค A และ B ของวงจรขยายความแตกต่าง E/A	49
รูปที่ 2.48 โครงสร้างภาพในของออปโตคัปเปลอร์	50
รูปที่ 2.49 วงจรเพื่อป้องกันแรงดันเอาต์พุตมายังวงจรขยายความแตกต่าง ออปโตคัปเปลอร์	51
รูปที่ 3.1 วงจรขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง	53
รูปที่ 3.2 วงจรพืซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์	53
รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุต	60
รูปที่ 3.4 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส	63
รูปที่ 3.5 วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดัน ไฟคงที่บวก 12 โวลต์	64
รูปที่ 3.6 วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดัน ไฟบวกคงที่ 12 โวลต์ และแรงดันไฟลบคงที่ 12 โวลต์	65
รูปที่ 3.7 วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดัน ไฟบวกคงที่ 5 โวลต์ และแรงดันไฟลบคงที่ 5 โวลต์	66
รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมเวลาเพื่อ td	68
รูปที่ 3.9 วงจรขยายความแตกต่างของ TL 494	68
รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมกระแส และแรงดัน	69
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	71
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	72
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	73
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	73
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	74
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ ก.1 ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ	79
รูปที่ ก.2 วงจรภายในชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ	79
รูปที่ ก.3 ชุดของแหล่งจ่ายไฟ	80
รูปที่ ก.4 ชุดโหลด	80
รูปที่ ก.5 วงจรภาคควบคุม	81
รูปที่ ก.6 วงจรภาคเร็กทูลิเตอร์ +12 โวลต์	81
รูปที่ ก.7 วงจรภาคควบคุมกระแส และแรงดัน	82
รูปที่ ก.8 วงจรภาคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรขับมอสเฟตกำลัง	82
รูปที่ ก.9 วงจรภาคเร็กทูลิเตอร์ ± 12 โวลต์	83
รูปที่ ก.10 วงจรภาคเร็กทูลิเตอร์ ± 5 โวลต์	83
รูปที่ ข.1 ลายทองแดงของภาคจ่ายไฟ 12V	85
รูปที่ ข.2 การวางอุปกรณ์ของภาคจ่ายไฟ 12V	85
รูปที่ ข.3 ลายทองแดงของภาคควบคุม	86
รูปที่ ข.4 แสดงการวางอุปกรณ์ของภาคควบคุม	86
รูปที่ ข.5 ลายทองแดงของภาค Converter	87
รูปที่ ข.6 แสดงการวางอุปกรณ์ในส่วนของ Converter	88
รูปที่ ข.7 ลายทองแดงของเร็กทูลิเตอร์ $\pm 12V$	89
รูปที่ ข.8 การวางอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายไฟ $\pm 12V$	90
รูปที่ ข.9 ลายทองแดงของเร็กทูลิเตอร์ $\pm 5V$	91
รูปที่ ข.10 การวางอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายไฟ $\pm 5V$	92
รูปที่ ข.11 ลายทองแดงของของภาคตรวจเช็คแรงดัน และกระแส	93
รูปที่ ข.12 การวางอุปกรณ์ของภาคตรวจเช็คแรงดัน และกระแส	93
รูปที่ จ.1 การต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดทดลอง	182
รูปที่ จ.2 การปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 12 โวลต์	182
รูปที่ จ.3 การปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 35 โวลต์	183
รูปที่ จ.4 การต่อแรงดันไฟให้กับพัดลม	183
รูปที่ จ.5 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Manual	184

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ จ.6 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Auto	184
รูปที่ จ.7 การปรับแรงดัน ที่ VR1 และ VR2 เพื่อทำการ ปรับระดับรูปสัญญาณ ในโหมด Manual	185
รูปที่ จ.8 สัญญาณหากมีการปรับแรงดัน ที่ VR1 และ VR2 ในโหมด Manual	185
รูปที่ จ.9 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Auto	186
รูปที่ จ.10 สัญญาณที่ได้ในโหมดการทำงาน Auto	186



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปริยญาณินพนธ์

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้มีความเจริญก้าวหน้ามากขึ้น โดยเฉพาะการออกแบบ และการใช้งานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์สิ่งที่จะขาดไม่ได้ คือ วงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การใช้งานของวงจรต้องการใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงหลายๆ ระดับภายในวงจรอิเล็กทรอนิกส์เพียงวงจรเดียว ทำให้การออกแบบวงจรจ่ายแรงดันเป็นเรื่องที่ยุ่งยาก จึงมีการนำเอาวงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามาใช้งานเป็นจำนวนมากในปัจจุบัน โดยอาศัยหลักการของ DC To DC Converter โดยอุปกรณ์เหล่านี้มีราคาแพง และต้องนำเข้าจากต่างประเทศ มีการจำกัดขนาดของกระแสและแรงดันการใช้งาน ดังนั้นกลุ่มของข้าพเจ้าจึงมีความสนใจที่จะศึกษาถึงหลักการทำงานของ DC To DC Converter เพื่อที่จะจัดทำเป็นต้นแบบ โดยจะจัดทำเป็นชุดทดลองการทำงานของ DC To DC Converter และอธิบายถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ และหลักการทำงานเพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจ

1.2 ซีดความสามารถของโครงการ

โครงการนี้มีขีดความสามารถดังนี้

- 1) สามารถเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ ไปเป็นระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ ± 5 โวลต์, ± 12 โวลต์ และ ± 24 โวลต์
- 2) สามารถรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต ได้ตั้งแต่ 12 โวลต์ ถึง 60 โวลต์
- 3) สามารถแยกกราวด์ทางด้านอินพุต และเอาต์พุต ออกจากกันโดยสิ้นเชิง
- 4) สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ (Load Max ที่ 5 Amps)
- 5) สามารถวัดจุดทดสอบสัญญาณของแต่ละภาคได้

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ปฏิญญาพันธบัตรฉบับนี้มีเนื้อหาทั้งหมด 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ ซึ่งเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับความเป็นมา และความสำคัญของปัญหาและขีดความสามารถของโครงการนี้

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการกล่าวถึงเนื้อหาที่นำมาอ้างอิง และใช้เป็นแนวทางในการออกแบบ และสร้างชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ

บทที่ 3 การออกแบบการสร้างจะเป็นเนื้อหาโดยละเอียดตั้งแต่ขั้นตอนในการออกแบบ วงจรในส่วนต่างๆ การนำส่วนต่างๆ มาต่อรวมกันเป็นชุดทดลอง

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอการทดลอง และผลการทดลอง โดยแบ่งการทดลองออกเป็นส่วนๆ ตามการออกแบบ และการสร้าง พร้อมบันทึกผลการทดลองในแต่ละส่วน

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ไข และพัฒนา ซึ่งเป็นการสรุปผลเกี่ยวกับความสามารถ ประสิทธิภาพการทำงานของชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ และกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นนับตั้งแต่การเริ่มสร้าง โครงการจนกระทั่งโครงการเสร็จสมบูรณ์ ตลอดจนแนวทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น พร้อมทั้งเสนอแนวทางการพัฒนาชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ ให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง และปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น

ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ

ภาคผนวก ข วงจร และแผ่นวงจรพิมพ์

ภาคผนวก ค ใบงานการทดลอง

ภาคผนวก ง รายละเอียด และคุณสมบัติของอุปกรณ์

ภาคผนวก จ คู่มือการใช้งาน

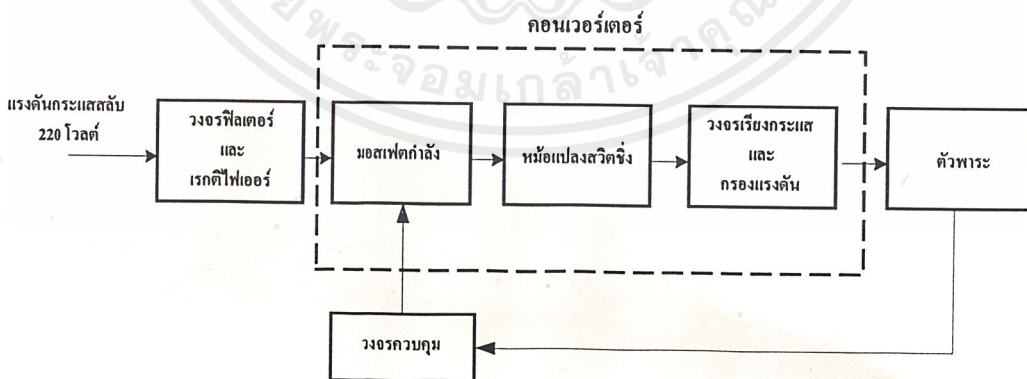
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 กล่าวนำ

แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตช์ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าจากระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่แรงดันค่าต่ำให้ค่าแรงดันสูงได้ เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่า แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าเช่นกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น จะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายการพัฒนาของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้นจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง ซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูง และมีขนาดเล็กด้วยเช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น



รูปที่ 2.1 แผนผังการทำงานพื้นฐานของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์

2.2 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายในโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกคอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

- 1) ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- 2) ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 3) ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 4) การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่มีคอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
- 5) การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากหัวข้อที่พิจารณาดังกล่าวจะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย เราสามารถแบ่งชนิดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

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

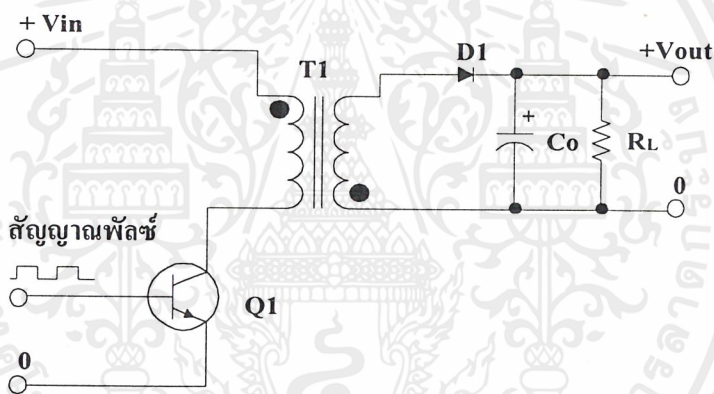
คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนักและค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์แต่จะไม่ขอกกล่าวถึงเช่นเดียวกัน วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำจึงเหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีข้อเสียคือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแรงดันกระเพื่อม (Ripple) ค่อนข้าง

สูงและเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง

การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปเมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด RL พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดลวดปฐมภูมิจะถูกถ่ายเทไปยังขดลวดทุติยภูมิและมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ได้



รูปที่ 2.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

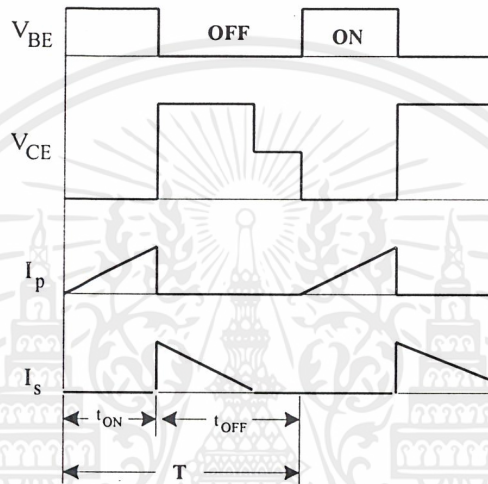
$$V_{OUT} = \frac{T_{ON} \times (N_s/N_p)(V_{in} \times V_{CE(SAT)})}{(T - t_{ON})} - VD \quad (2.1)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็น วินาที

t_{ON} คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็น วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ เป็น รอบ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ
- V_{OUT} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- $V_{CE(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็น โวลต์



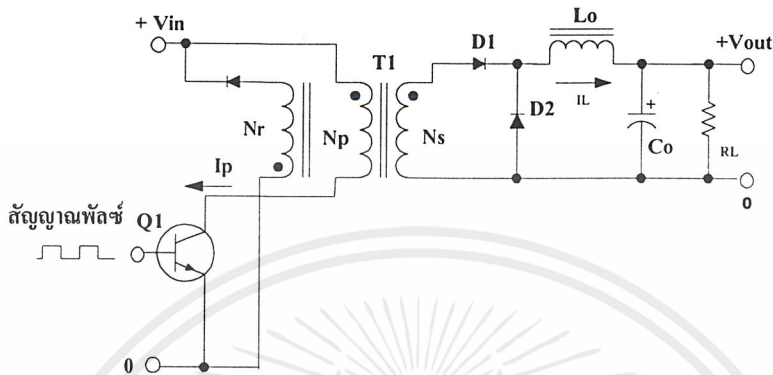
รูปที่ 2.3 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.2.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งให้กำลังงานในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้จะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่เนื่องจากฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่ กำลังงานสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง

วงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 พื้นฐานการทำงานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์กล่าวคือหม้อแปลงในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งนำกระแสต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิด

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนำกระแสแล้วจึงจ่ายพลังงานออกไปขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส



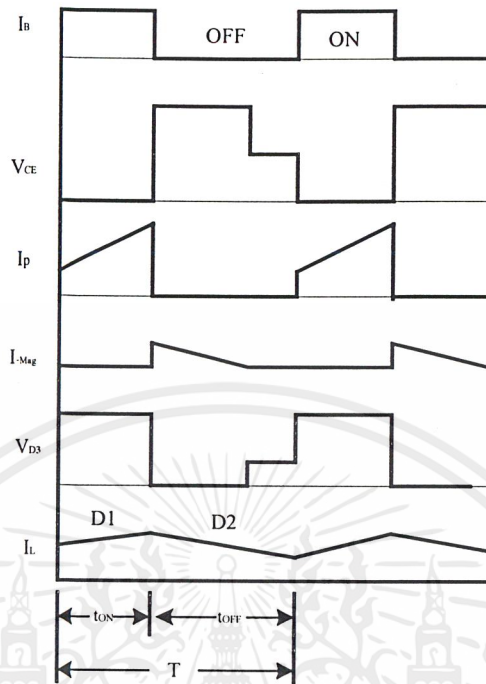
รูปที่ 2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดทางปฐมภูมิ N_p และขดลวดทุติยภูมิ N_s พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้น ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังโหลด R_L ได้ และมีการสะสมพลังงานที่ L_o ส่วนของไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่นำกระแส เช่นเดียวกับไดโอด D3 เนื่องจากขดตีแมกเนไตซ์ N_r ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดลวดปฐมภูมิ N_p ไดโอด D3 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดลวดทุติยภูมิ N_s แต่ในขณะที่เดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_o ยุบตัว ทำให้มีการกลับชั่วแรงแรงดันที่ L_o ไดโอด D2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_o จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่าน ไดโอด D2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{(N_s/N_p)(V_{in} \times V_{CE(SAT)}) t_{ON}}{T} - VD \quad (2.2)$$

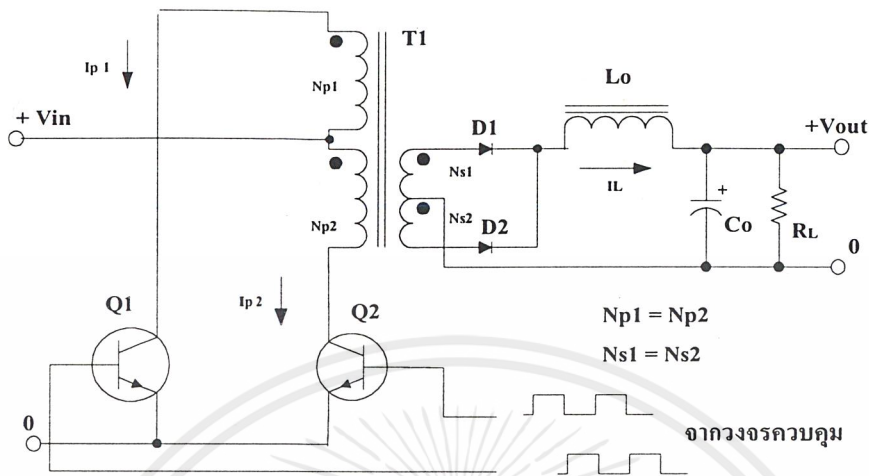
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.2.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เปรียบเสมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟสทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายง่ายจึงเป็นการอธิบายการทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์และการคำนวณต่างๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานคล้ายกันแต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่ารวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าด้วย

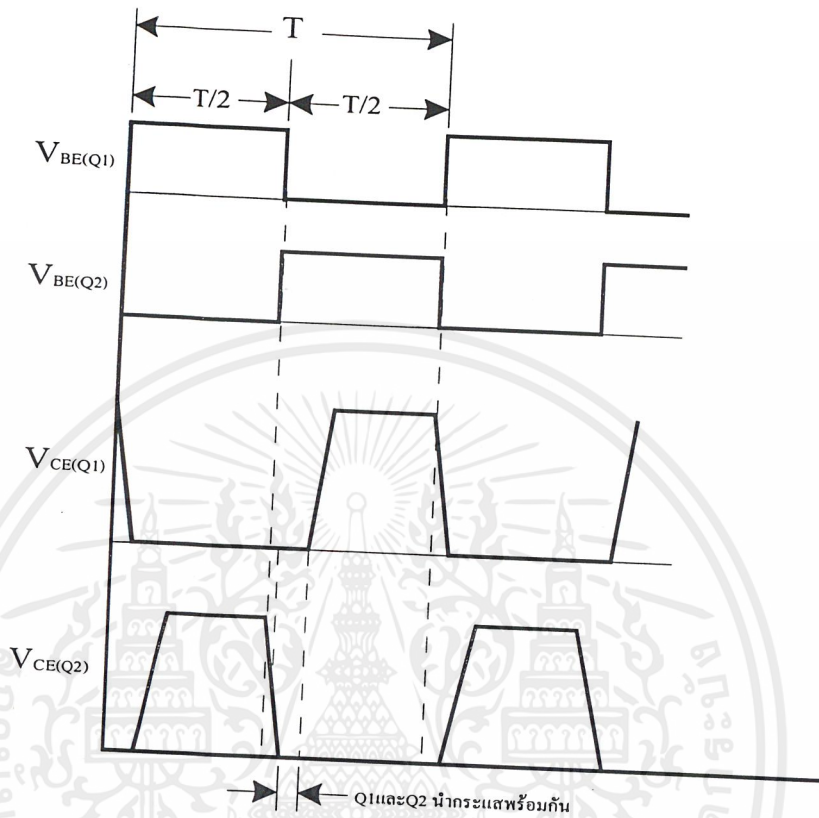


รูปที่ 2.6 วงจรพช-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา T ขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_P ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_{p1} และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ N_{s2} ผ่านไดโอด D2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ได้ ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น $2 V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกัน ขณะที่ Q2 นำกระแสจากขดลวดทุติยภูมิ N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L จะเห็นได้ว่าในคาบเวลาการทำงาน ขดลวดทุติยภูมิจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากัน

เมื่ วงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

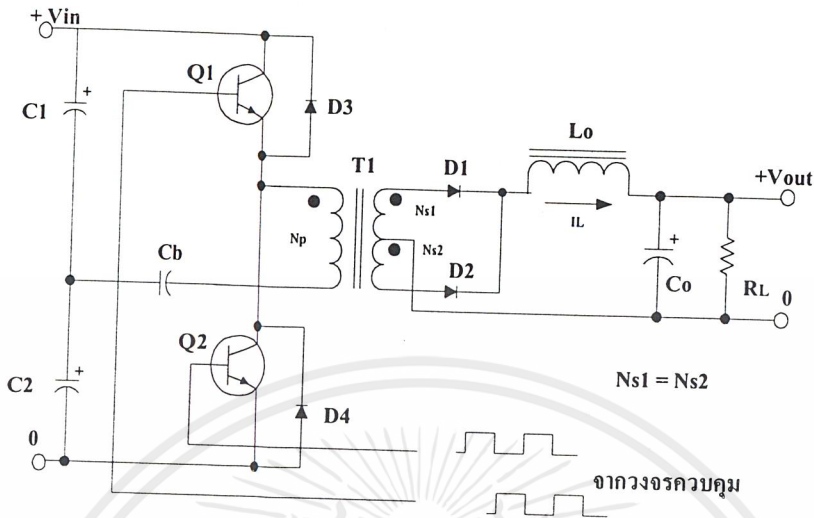
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} - V_{CE(sat)} \right) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \tag{2.3}$$



รูปที่ 2.7 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

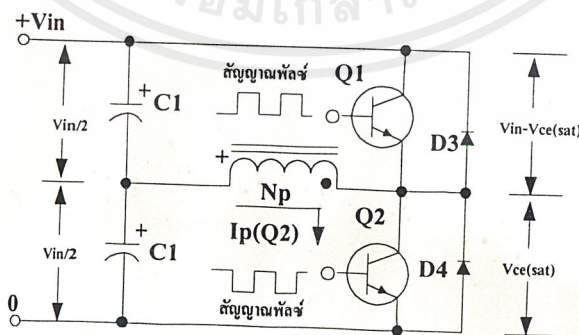
ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ในแต่ละลักษณะการจัดของวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่าซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสูงๆ เช่นที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ลงได้มากกว่ารวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย



รูปที่ 2.8 วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

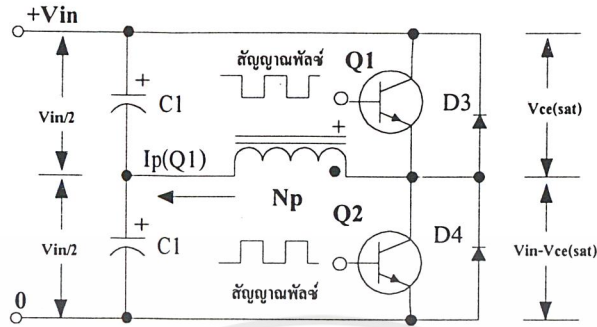
วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เนื่องจากตัวเก็บประจุ C1 และ C2 กำหนดให้มีความเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม C1 และ C2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุตเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ Cb ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดลวดปฐมภูมิ N_p ที่ต่ออยู่กับ Cb นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C1 และ C2



รูปที่ 2.9 ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของปฐมภูมิ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดปฐมภูมิ ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 – 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเดียวกันกับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ 2.4

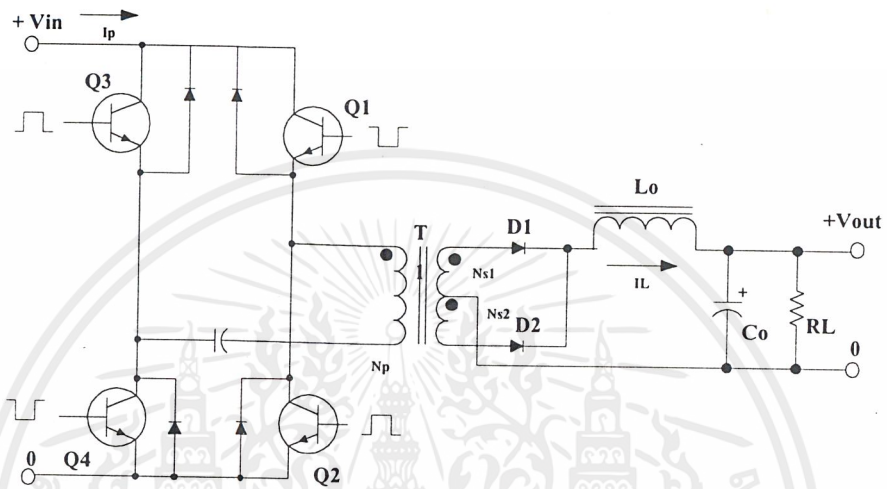
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} / 2 - V_{CE(sat)} \right) \times \frac{t_{ON}}{(T / 2)} - VD \quad (2.4)$$

2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter) ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังข่ออกเท่ากันเนื่องจากข้อจำกัดด้านทรานซิสเตอร์กำลัง

ลดน้อยลงไปกำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.11 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.11 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D3 - D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q1 - Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสถานะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

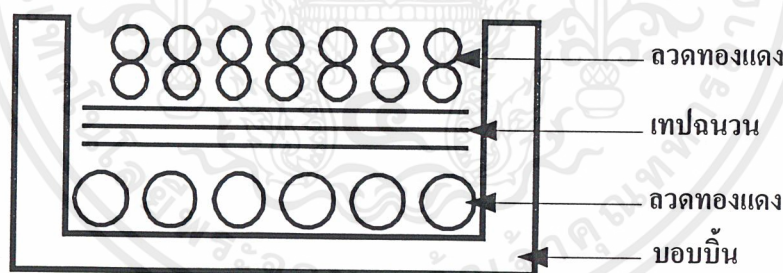
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} - 2V_{CE(sat)} \right) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \quad (2.5)$$

2.3 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง ผู้ออกแบบแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ระหว่างรูปแบบต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิงความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัย และลดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันค่าต่ำทางเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูดส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจากบอบบิ้น

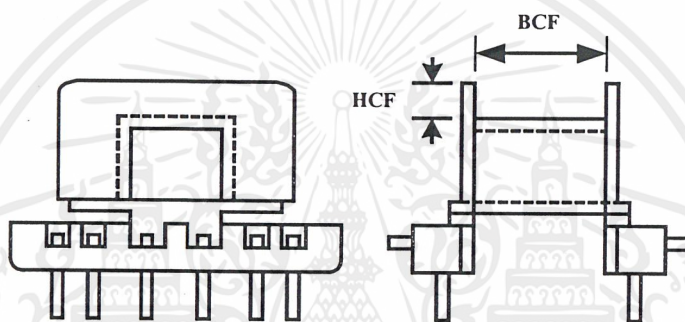
1) แกนเฟอร์ไรต์

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์ไรต์แมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมีมากเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิง

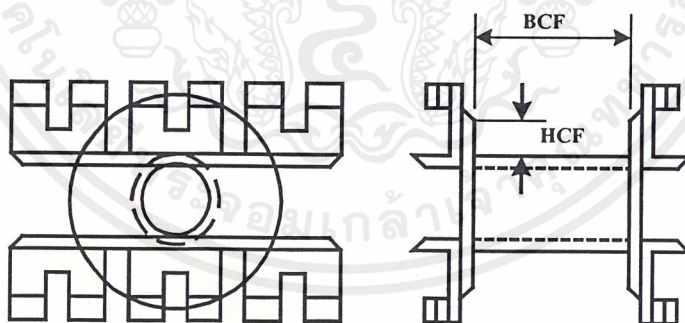
จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

2) บอบบี้

บอบบี้หรือแบบร่องฟันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดที่ทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบี้จะทำให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ได้สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ตั้งอย่างขนาดของบอบบี้ และบอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

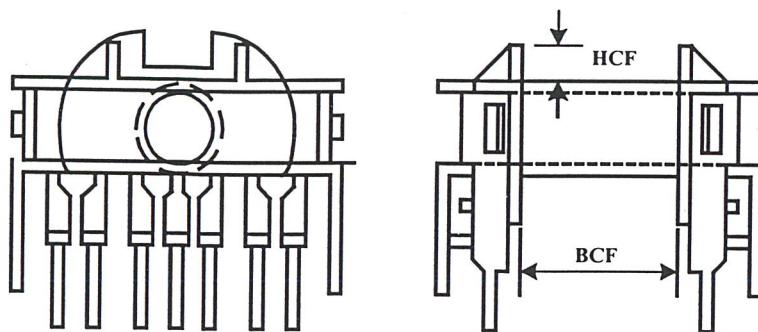


รูปที่ 2.13 EE บอบบี้



รูปที่ 2.14 EC บอบบี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 ETD ขอบบิ้น

3) ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ที่กำลังไม่สูงนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนขอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

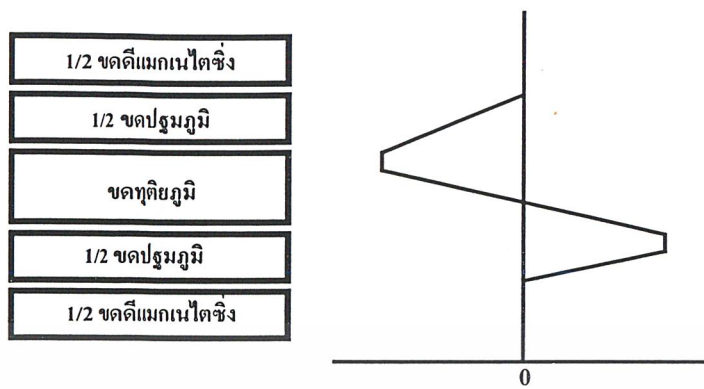
4) เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวสำรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับ การออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์เป็นหลัก

2.3.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์

1) หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วน คือขดปฐมภูมิ ขดทุติยภูมิ และขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งโดยแยกส่วนขดไพรมารี และแทรกกลางด้วยขดทุติยภูมิ และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดลวดตีแมกเนไตซ์ซึ่งขณะที่มันไม่ได้นำกระแสจึงจัดขดลวดตีแมกเนไตซ์ให้อยู่นอกสุดเพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งขณะที่มันนำกระแสเท่านั้น



รูปที่ 2.16 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

2) หม้อแปลงสำหรับวงจรแบบพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

ในหม้อแปลงแบบพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกเป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ ขดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 กับขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 เนื่องจากการทำงานของ พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในทำนองเดียวกัน การจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดโดยไม่จำเป็นในขณะที่ขดลวดไม่นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานของหม้อแปลงในพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

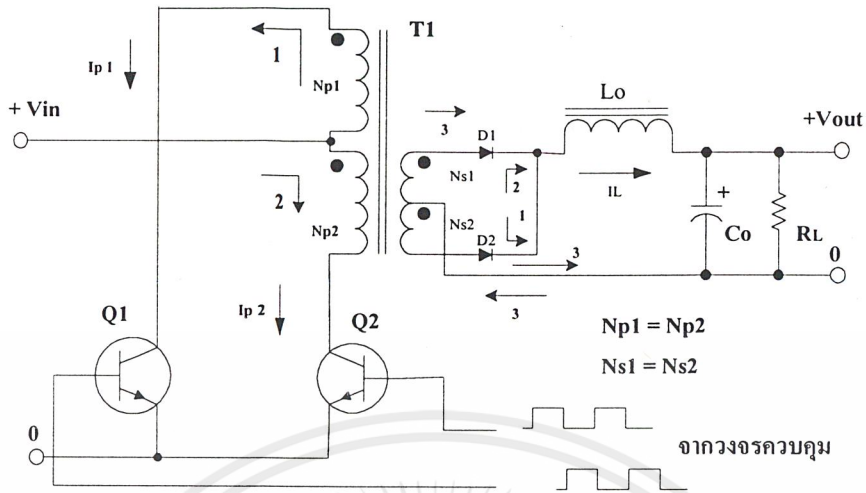
ช่วงที่ 1 คือ ขด Np1 และ Np2 นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 2 คือ ขด Np1 และ Ns1 นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 คือ เกิดขึ้นที่ 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ Ns1 และ Ns2 นำ

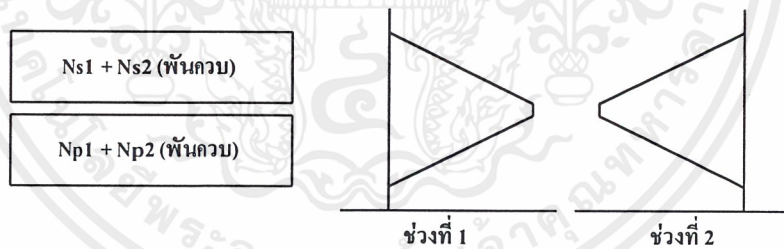
กระแส

ขณะที่ Np1 และ Np2 ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเพื่อ t_D อย่างไรก็ตามถ้าช่วงเวลา t_D มีค่าน้อย เราอาจข้ามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้



รูปที่ 2.17 การไหลของกระแสในช่วงการทำงานต่างๆ ของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์

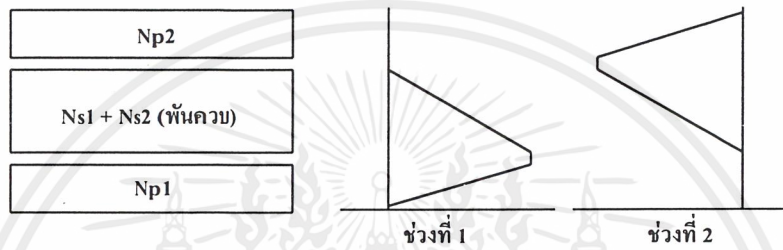
ที่แรงดันอินพุตต่ำ ขดปฐมภูมิ N_{p1} และ N_{p2} กับขดทุติยภูมิ N_{s1} และ N_{s2} สามารถพันได้ในลักษณะพันควบ (Bifilar winding) เพื่อให้ผลตอบสนองและจำนวนรอบใกล้เคียงกันได้ อย่างแท้จริง ถ้าจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาด้วยการพันควบ



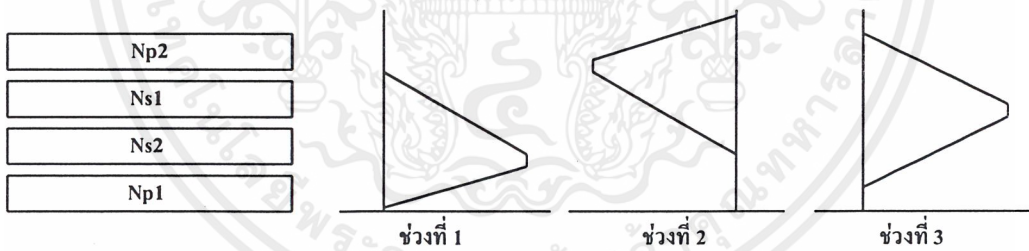
รูปที่ 2.18 การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพวช-พูลในลักษณะการพันควบ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่างๆ

จะเห็นได้ว่า ในการทำงานที่ 1 และที่ 2 ทั้งขดลวดที่นำกระแส และไม่ได้นำกระแสจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสิ้นเนื่องจากค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นทุกช่วงการทำงานในกรณีนี้ เนื่องจากขด N_{s1} และ N_{s2} เกิดการสูญเสียในทุกช่วงอยู่แล้ว และจะมีค่าสูงกว่าการสูญเสียในช่วงที่ 3 จึงไม่จำเป็นต้องพิจารณาการสูญเสียในช่วงที่ 3 ก็ได้

เมื่อคอนเวอร์เตอร์ต้องการใช้งานกับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ จะเกิดข้อจำกัดของการพันขดเนื่องจากทำให้เกิดการลัดวงจรของขดลวดทะลุผ่านฉนวนที่เคลือบลวดทองแดงได้ จึงต้องแยกพันขดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 ออกจากกัน ดังนั้นจึงควรจัดขดลวดในลักษณะแบ่งส่วนและแทรกกลางจะเห็นได้ว่าการพันขดลวดในลักษณะนี้ขดลวดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 แต่ละขดจะมีการสูญเสียเฉพาะเมื่อนำกระแสเท่านั้น ส่วนขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 จะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้ง 2 ช่วง



รูปที่ 2.19 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุก-พุลในลักษณะแยกส่วน และแทรกแบบพันขด

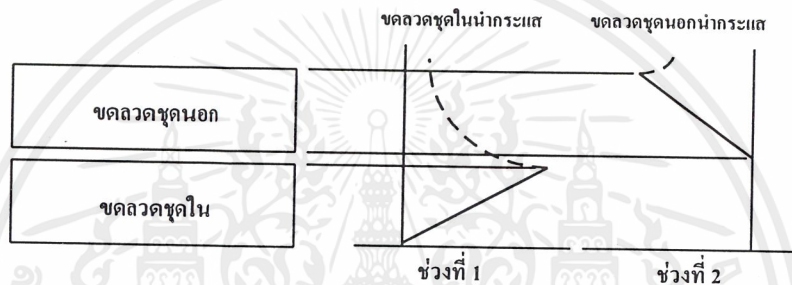


รูปที่ 2.20 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุก-พุลในลักษณะแยกส่วนขดลวดแต่ละชุด และจัดแบบแทรกกลาง

รูปที่ 2.20 เป็นการจัดขดลวดในหม้อแปลงโดยแยก Ns1 และ Ns2 ออกจากกัน ขดลวดที่ไม่นำกระแสทั้งปฐมภูมิ และทุติยภูมิจะไม่มี การสูญเสียในการทำงานช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 อย่างไรก็ตาม การสูญเสียจะเกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 ในช่วงที่ 3

3) หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญเพียงขดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิซึ่งจะสลับกันนำกระแสคือ เมื่อขดปฐมภูมินำกระแสขดทุติยภูมิจะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อขดทุติยภูมินำกระแสขดปฐมภูมิจะไม่นำกระแสลักษณะค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่นำกระแส ดังนั้นการวางขดปฐมภูมิหรือทุติยภูมิควรจะพิจารณาให้ลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ

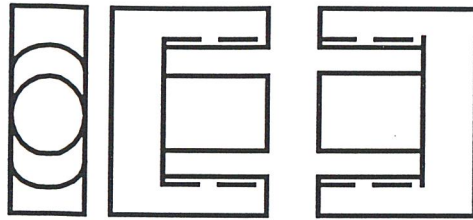


รูปที่ 2.21 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอก และชั้น ในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

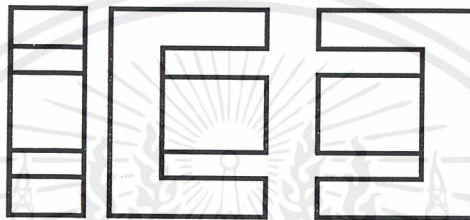
2.3.3 แกนเฟอร์ไรต์

1) ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

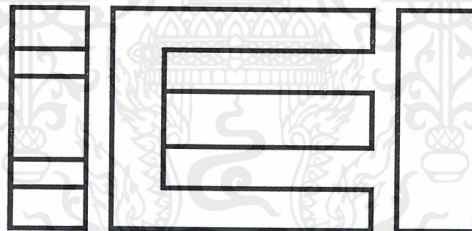
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง โดยทั่วไปจะถูกออกแบบที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรรอบรอบได้ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ



รูปที่ 2.22 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE



รูปที่ 2.23 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI



รูปที่ 2.24 แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูงและในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้จำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตามในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญที่ควรจะต้องทำความเข้าใจ และศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

3) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสได้เพียงอย่างเดียวปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

4) การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกนจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times t}{Np \times Ae} \times 10^8 \quad (2.6)$$

เมื่อ	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ เป็น โวลต์
	Np	คือ ค่าจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ
	Ae	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนของขดปฐมภูมิจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วแรงดันตกคร่อมอินพุตจะไปตกคร่อมที่ทรานซิสเตอร์กำลังขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน

จึงมีข้อจำกัดที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1) แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน

2) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดจะทำให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

5) การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตช์จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดเล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน (A_e) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

1) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5 \Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.7)$$

2) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุ่ม-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.8)$$

3) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B_{(max)} \times f \times A_e \times A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เกาส์
- f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เฮิรตซ์
- A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร
- A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร
- D คือ ค่าความหนาแน่นของขดลวดปฐมภูมิ เป็น เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
- P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้แกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

ค่าของ A_e และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พัน

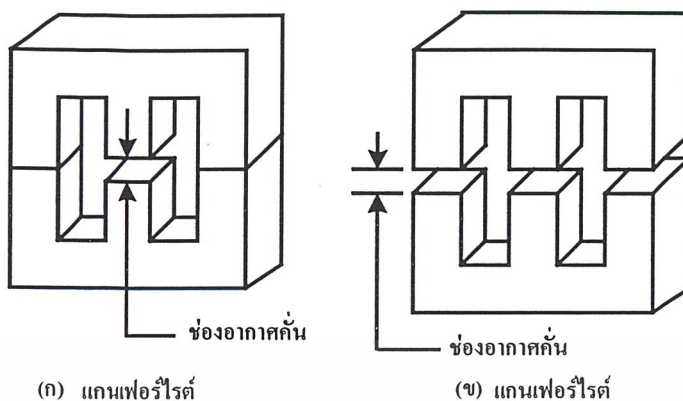
แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) โดยกำหนดค่าความหนาแน่น D ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์

6) ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่จะใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยทำให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.25(ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียวและการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องตั้งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขีดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

รูปที่ 2.25 การกำหนดช่องอากาศคั่น l_g

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องตั้งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

7) แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตโซ้ค

หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และจะทำให้ตัวเอาต์พุตโซ้คจะทำงานอยู่ในลักษณะที่ต้องสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปจึงอาจกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเองในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซ้ค พลังงานที่ถูกสะสมมีค่าเท่ากับ $1/2LI^2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{p(pk)}^2 = \frac{\Delta B_{(max)} l_g A_e}{0.4\pi} \times 10^{-8} \quad (2.10)$$

เมื่อ	l_g	คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
	A_e	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
	$\Delta B_{(max)}$	คือ ความหนาแน่นสูงสุดในแกน เป็น เกาส์
	L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือค่าเหนี่ยวนำของเอาต์พุตโซ้ค เป็น เฮนรี่
	$I_{p(pk)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิมิตซ์ของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)} / 2$) จากสมการที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสมได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น lg หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (Ae เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติ การเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้กันมากกว่าเพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิ่ง และ เอาต์พุต ไซค์มีขนาดเล็กอย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุด จะถูกกำหนดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้นโดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B_{(max)} l_g}{0.4\pi p(pk)} \quad (2.11)$$

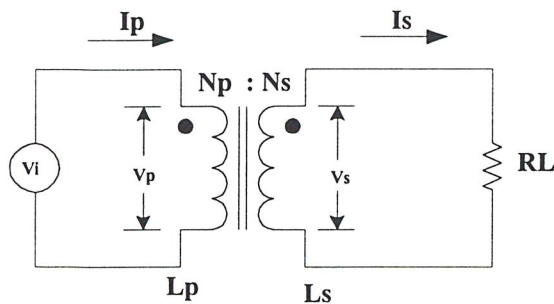
เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิหรือเอาต์พุต ไซค์

เนื่องจากระยะพันรอบมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดจากในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้นซึ่งจะทำให้หม้อแปลงของเอาต์พุต ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงควรพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

8) ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิไปตามทฤษฎี หม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.26 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \tag{2.13}$$

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
- V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ
- V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิ
- L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ
- L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ
- I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิ
- I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตคือแรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการและค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้านแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก dB/dt จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลกระทบต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

$$V_p = N_p \times A_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.14)$$

2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง

ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งจะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานทรานซิสเตอร์กำลังต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (Turn On) และเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{CE(sat)}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะ และแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์กำลัง ตัวนี้ก่อนจะนำทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้จึงจำเป็นต้องศึกษา

ปัจจุบันทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ได้ถูกมอสเฟตกำลังเข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็วเนื่องจากมอสเฟตกำลังใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังงานสูญเสียต่ำกว่า และใช้งานที่ความถี่สูงๆ ได้ดีอย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูง และมีราคาถูกกว่ารวมทั้งการพัฒนาให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานได้เร็วขึ้นเพื่อให้ใช้งานได้ที่ความถี่สูงๆ และจะทำให้ลดกำลังงานสูญเสียยังคงมีกระทำกันอยู่ในปัจจุบันดังนั้นจึงทำให้ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จึงยังคงมีใช้งานในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งมีผลผลิตจำหน่ายในตลาดอุตสาหกรรม และมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงาน และการเกิดกำลังงานสูญเสียของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เอาไว้ด้วย

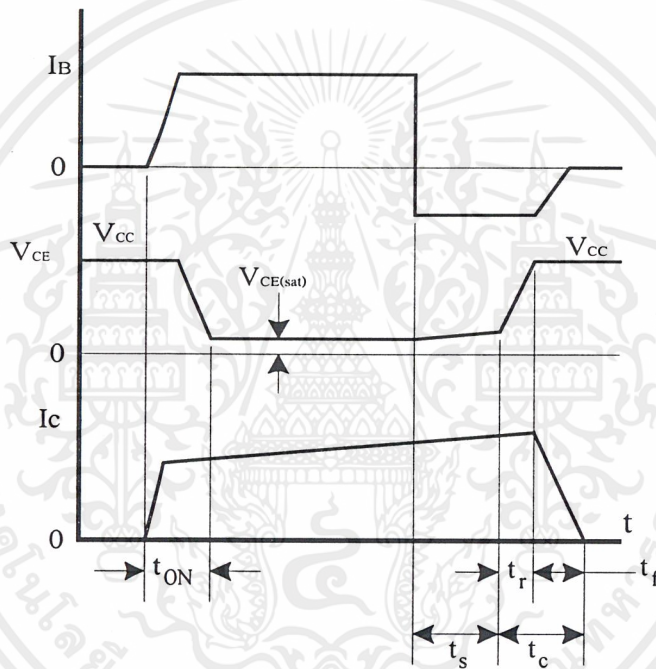
1) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

กำลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นไปได้ใน 2 ลักษณะ คือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิมิต์ สำหรับการเปลี่ยนสถานะของการทำงานของ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะที่เริ่มจะนำกระแส และขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง กระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์กำลังจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{ON} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{ON} นี้เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง

ขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{ON} นี้ค่อนข้างสั้น และกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

เมื่อหยุดให้กระแสไบแอส และป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้ทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อหยุดการนำกระแสทรานซิสเตอร์กำลังจะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีไบแอสอยู่



รูปที่ 2.27 กระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์
เมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำ

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังยังคงนำกระแสอยู่ในช่วง t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในตัวทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลง และใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) ทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่ทรานซิสเตอร์กำลังเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r

$+t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มหยุดนำกระแสตัวเองอาจประมาณได้จาก

$$PDSW = \frac{0.5V_{CC} \times IPK \times t_C}{T} \quad (2.15)$$

- เมื่อ PDSW คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 V_{CC} คือ แรงดันตกรวมทรานซิสเตอร์กำลังและหยุดนำกระแส
 TPK คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
 t_C คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ($t_C = t_r + t_f$)
 T คือ ควบเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส PDSW มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังมีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์กำลังขณะทำงานด้วย

2) วงจรขับกระแสไบแอส

ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงาน โดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์กำลังได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสจะให้กระแสเบสที่มีค่าคงที่ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลาแต่วิธีนี้จะให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูง และใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้นค่ากระแสไบแอสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยการหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้อย่างรวดเร็วแต่วงจรค่อนข้างยุ่งยาก และเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงมักนิยมใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงๆ เท่านั้น

3) วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ (Baker Clamp) เป็นการจัดไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแส เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วการใช้หม้อแปลงในวงจรขับกระแสหม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมิเตอร์ขณะไบแอสเพียงแค่ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ การต่อวงจรขับกระแสไบแอสด้วยหม้อแปลง และเบเกอร์แคลมป์สามารถทำได้

2.5 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของมอสเฟตกำลังนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยอาจขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมโดยตรง มอสเฟตกำลังจึงเข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์อย่างรวดเร็วในการผลิตแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

2.5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอสเฟตกำลังขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์คือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสแต่สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มากเพราะตามโครงสร้างของมอสเฟตกำลังจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

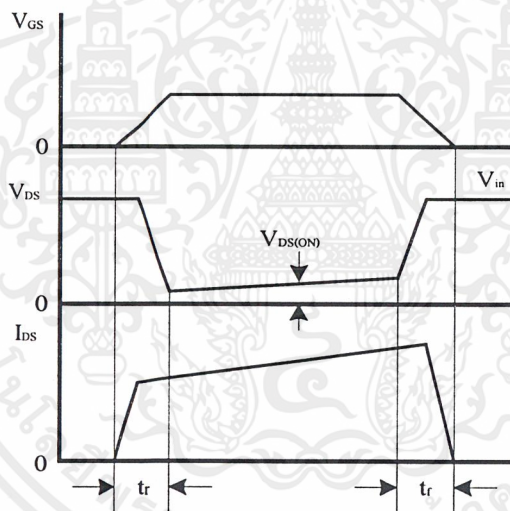
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปมอสเฟตกำลังมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของมอสเฟตกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน

จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังนี้ คำนวณกำลังงานสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + PC \quad (2.16)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \times t_r}{T} \quad (2.17)$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \times t_r}{T} \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.28 กระแส และแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส

$$PC = I_{Drms}^2 \times R_{DSON} (Tj) \quad (2.19)$$

- เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
 $P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
 P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
 $I_{PK(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

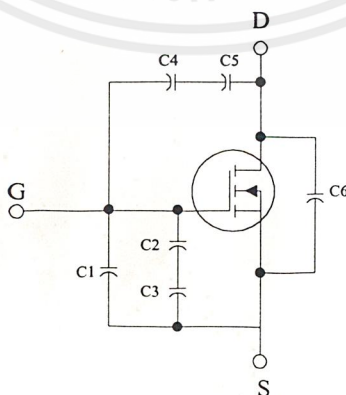
- $I_{PK(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังขณะทำงาน
- $R_{DS(on)}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนอิสระที่อุณหภูมิรอบต่อสูงสุด
ขณะทำงานของมอสเฟตกำลัง
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

2.5.2 เงื่อนไขของวงจรขับมอสเฟตกำลัง

การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เนื่องจากมีเงื่อนไขไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์กระแสจะไหลผ่านคอนดักเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่มอสเฟตกำลังจะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threskold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำการขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มาก

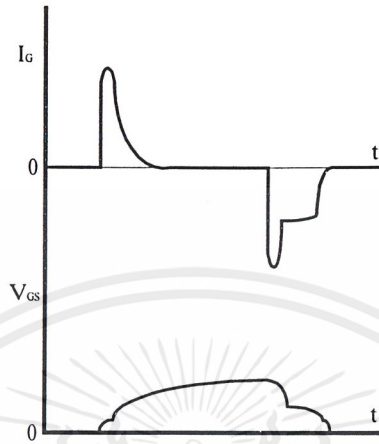
1) ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้มอสเฟตกำลังต้องเก็บประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่มมอสเฟตกำลังจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม มอสเฟตกำลังจึงหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตดังในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวมอสเฟตกำลัง

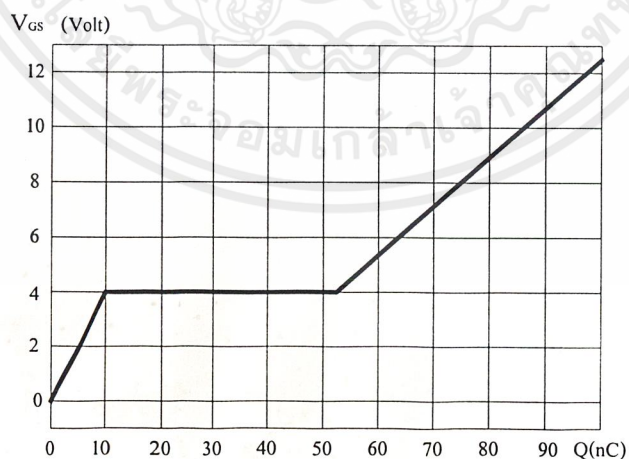
โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวมอสเฟตกำลังนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.30 แรงดัน และกระแสที่ขาเกตขณะมอสเฟตกำลังถูกไบแอสให้นำกระแส

2) การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือเรียกว่า Gate Charge Chart มาในรายละเอียดข้อมูลของอุปกรณ์ด้วยกราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง



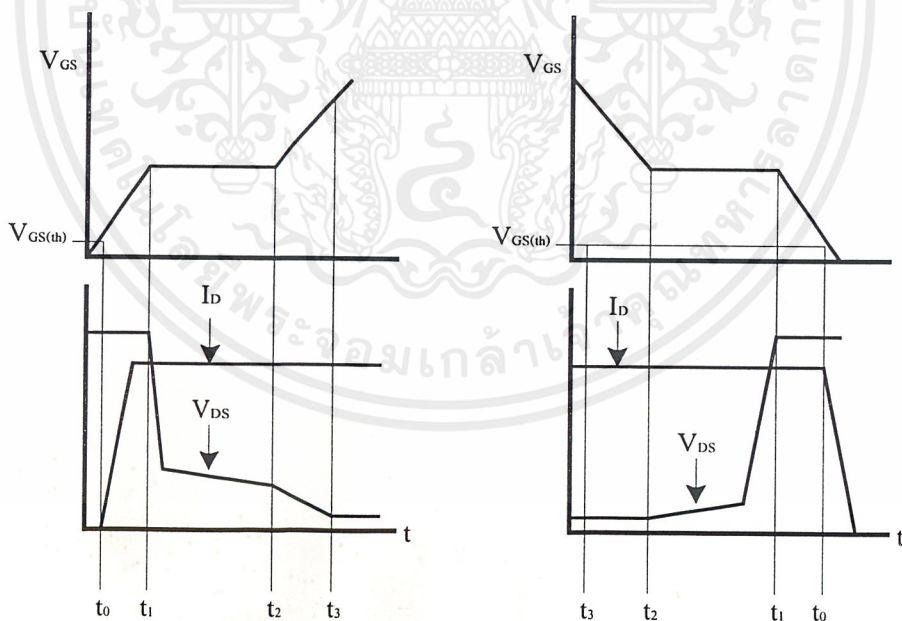
รูปที่ 2.31 กราฟของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

- 1) ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn On Delay) t_0
- 2) ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time) t_0 ถึง t_2
- 3) ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time) t_2 ถึง t_3

เมื่อมอสเฟตกำลังเริ่มเก็บประจุที่ขาเกต จนกระทั่งช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเดรน และซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดมอสเฟตกำลังจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่ามอสเฟตกำลังจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรน และซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย หากปล่อยให้มีการสะสมประจุค่อยๆ ไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากมอสเฟตกำลังจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับมอสเฟตกำลังที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.32 การชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

เนื่องจากมอสเฟตกำลังไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของ มอสเฟตกำลังจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุ และคายประจุมีค่าเท่ากันช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเริ่มหยุดนำกระแส จะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

2.5.3 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL

การขับมอสเฟตกำลังจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่าย และรับกระแสของมันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของ มอสเฟตกำลัง และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

การต่อพูล์อัพริซิสเตอร์เข้าช่วยจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วอย่างไรก็ตามความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยความต้านทานพูล์อัพ

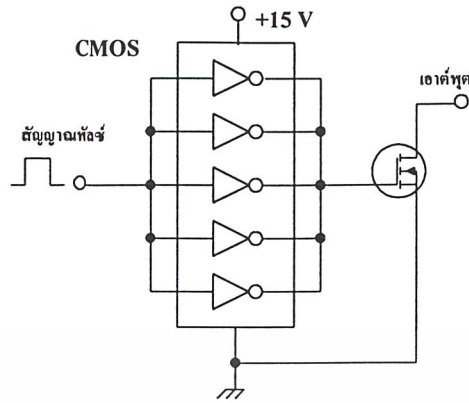
การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามา ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลังดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วยเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น 2N2222AA และเบอร์ 2N2907 ก็ สามารถทำให้งจรขับจ่าย และรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์

2.5.4 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย CMOS

มอสเฟตกำลังสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่นตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้น



รูปที่ 2.33 การขับมอเตอร์กำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

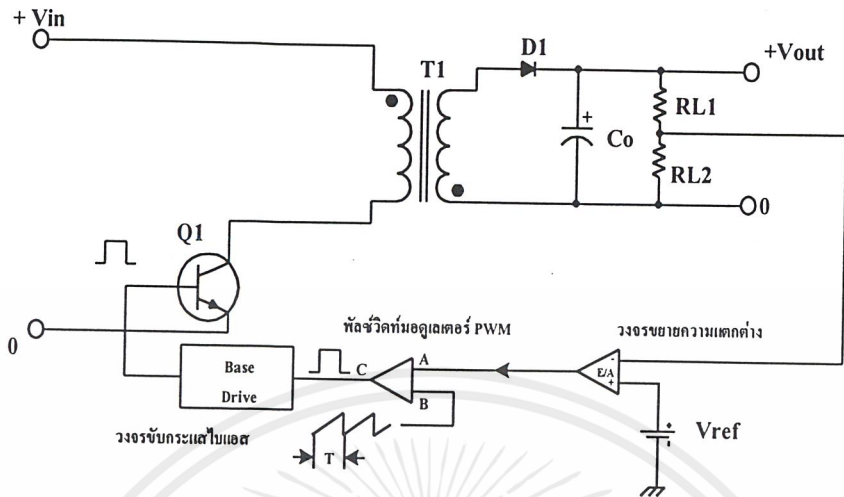
2.6 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส (t_{ON}) ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน (Pulse Wide Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส

2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมใน โหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.34

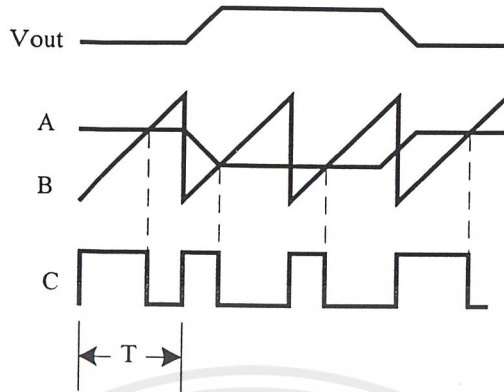
วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.34 วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมียุคคาบเวลาที่เท่ากับ คาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของ ค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแส ของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์

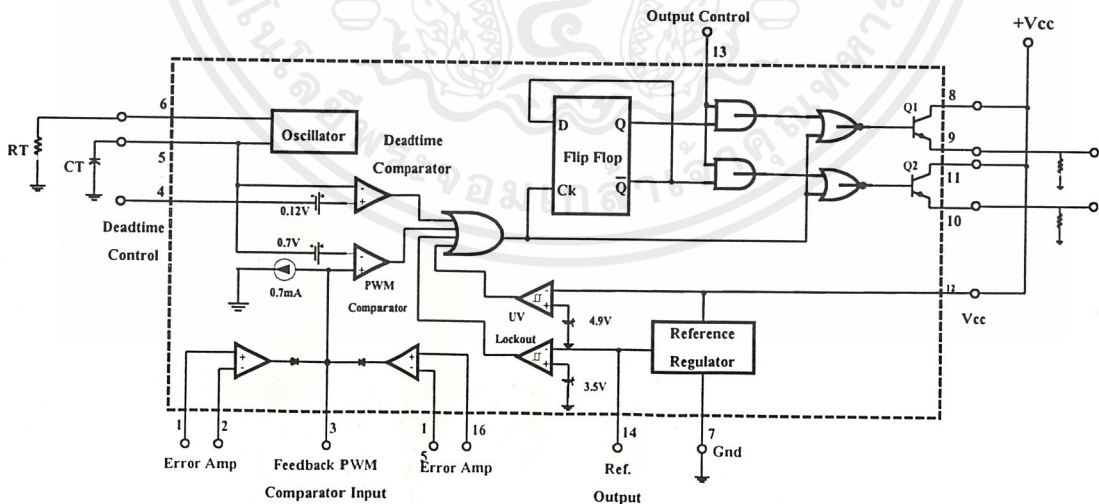
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตติง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟส 180° กล่าวคือ เมื่อ แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์ พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่ม ขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่น แรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุม จากแรงดัน



รูปที่ 2.35 ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับ และสัญญาณฟันเลื่อย

1) ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมคควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานโดยโหมคควบคุมจากแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494



รูปที่ 2.36 โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

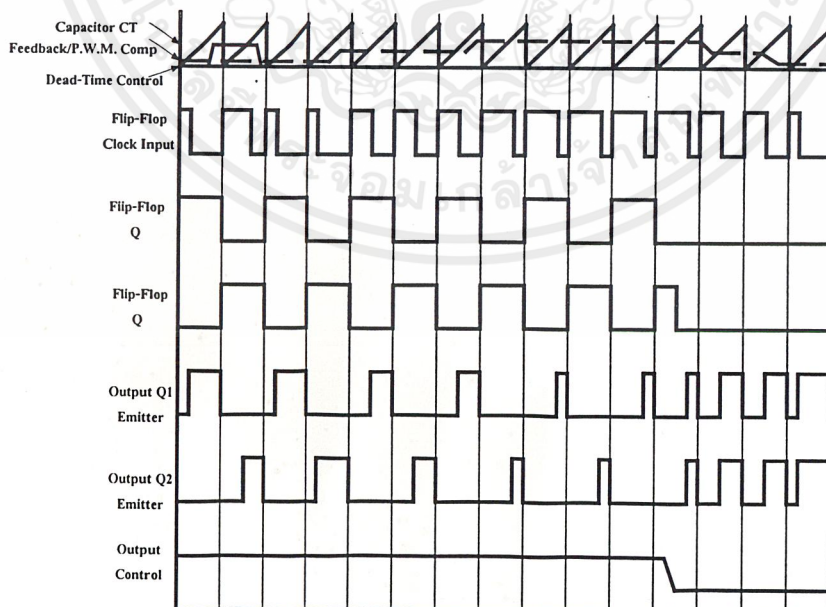
2) การกำหนดคาบเวลาทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad (2.20)$$

3) การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์ฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา CK ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง CK จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.37 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่าสูงหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

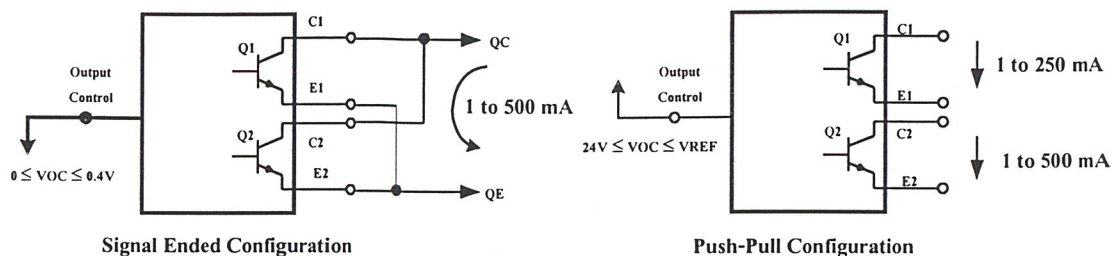
4) การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

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

5) การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ CT ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา CK จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+ $5 V_{ref}$) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 93% ของค่าคาบเวลา)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง $70^\circ C$

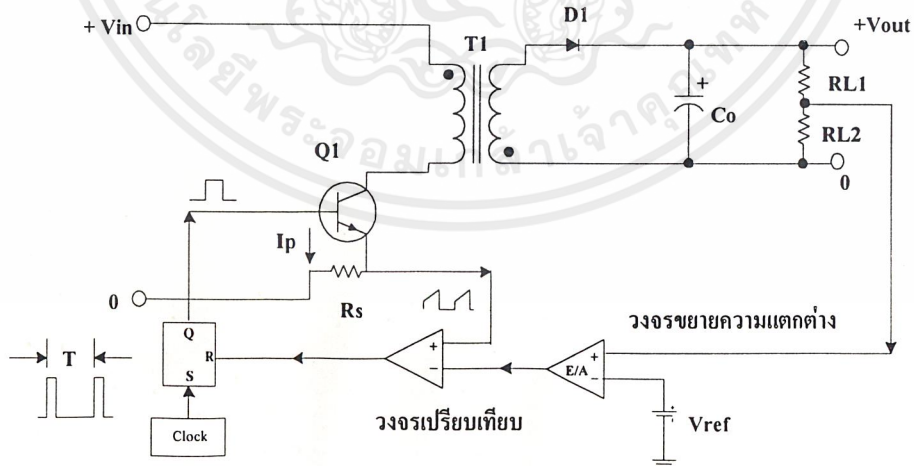


รูปที่ 2.38 การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

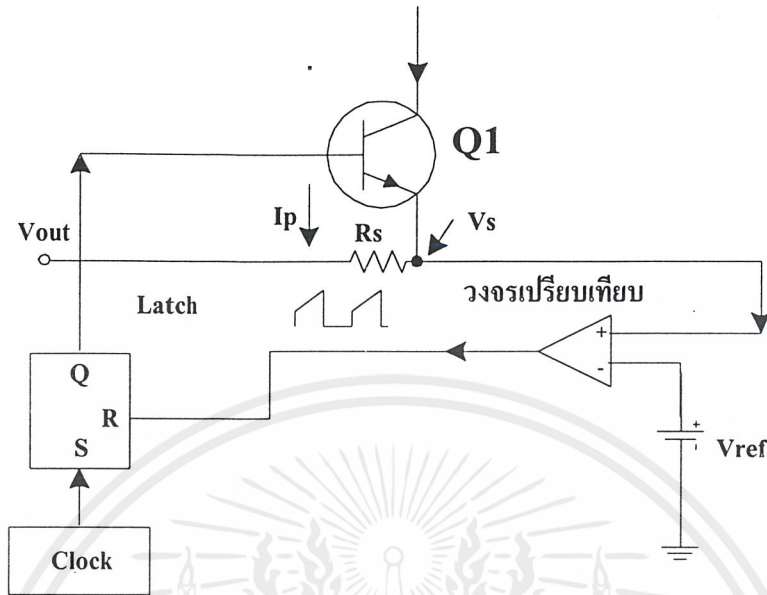
การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเช่นกัน

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์เตอร์ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.39 วงจร Latch จะทำงาน โดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 2.39 วงจรการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 ควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

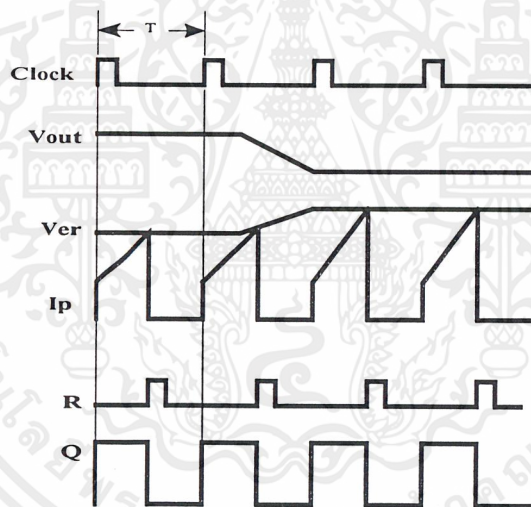
แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์

จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน อินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมในรูปที่ 2.40 เมื่อต้องจรรยาขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะใช้เวลานานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่า

แรงดันที่เอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่น และแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 การทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรรควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

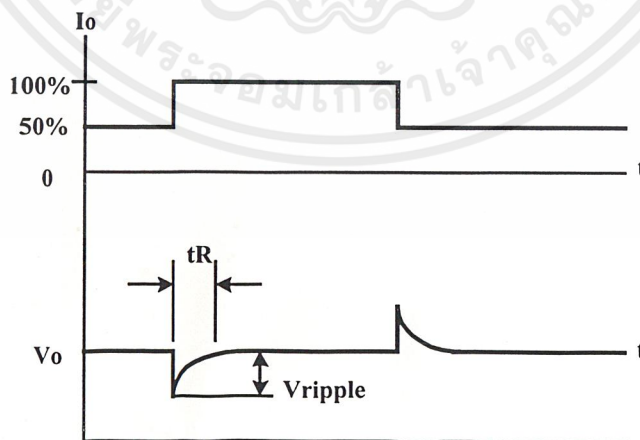
- 1) ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า และทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
- 2) สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกินได้ด้วยการทำให้จำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะของพัลซ์ต่อพัลซ์อย่างรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 3) ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ต่ำมาก
- 4) โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
- 5) สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสไฟฟ้าได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.7 เสถียรภาพของวงจรถวลุม

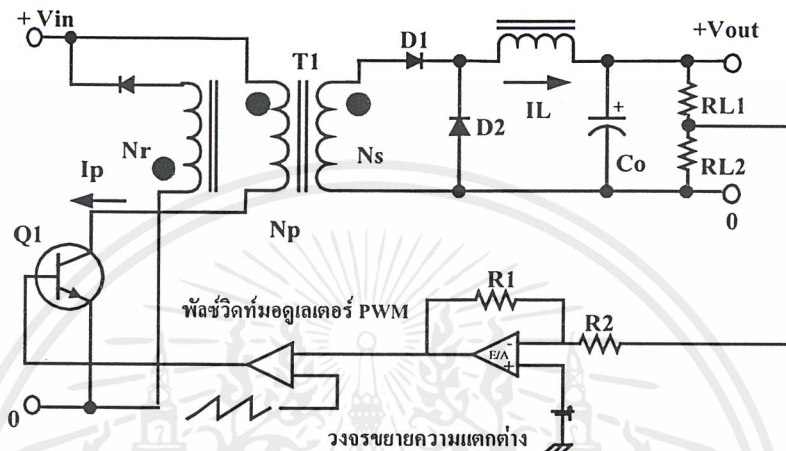
เสถียรภาพของวงจรถวลุม จะสามารถสังเกตได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งอาจทำได้โดยกำหนดโหลดให้มีลักษณะเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมา จากค่ากระแสไฟฟ้าโหลดที่ 50 % เป็น 100 % ของค่ากระแสโหลดสูงสุดที่ความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่อินพุต การเกิดโหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรถวลุมจะเหมือนมีการเปิดลูบ และปิดลูบขึ้นในลักษณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงถ่วงจรถวลุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นขณะลูบเปิดจะทำให้เกิดการแกว่งของวงจรถวลุมได้รูปที่ 2.45 แสดงลักษณะการตอบสนองที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะพุ่ง (Dip and Jump) ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด และ การตอบสนองของลูบ ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นกับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาต์พุตมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดในทันทีทันใด



รูปที่ 2.42 การเปลี่ยนระดับของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใด

2.7.1 การชดเชยรูปเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรถอบคุม

วงจรถอบคุมของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งส่วนใหญ่ จะมีลักษณะวงจรถอบคุมการป้อนกลับแบบลบ และสามารถแบ่งรูปตามที่มีอัตราขยายดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 วงจรถอบคุมแบบป้อนกลับในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

1) เสถียรภาพของลูปป้อนกลับ

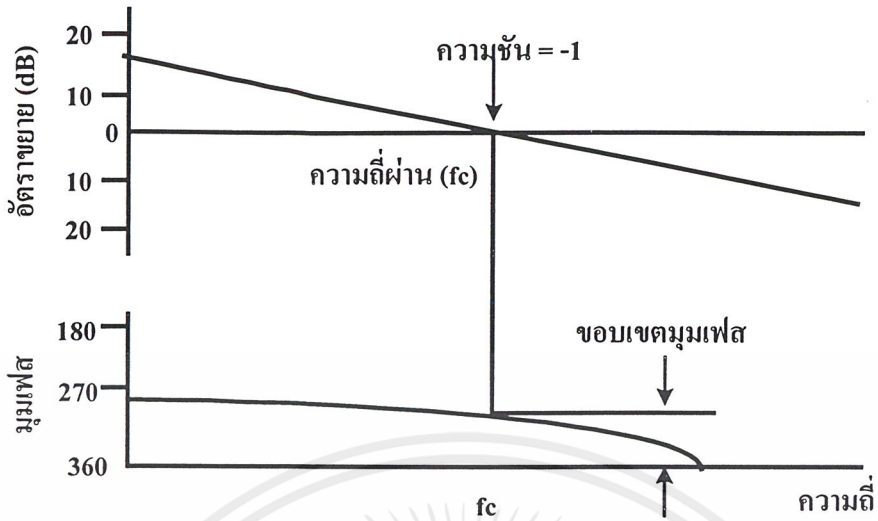
ลูปป้อนกลับจะไม่มีเสถียรภาพ ถ้าจุดใดจุดหนึ่งในลูปมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง 1 (0 dB) และมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณเท่ากับ 360 องศา ได้ในเวลาเดียวกัน แต่ลูปจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อลูปเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้คือ

เงื่อนไขประการที่ 1 ลูปจะเสถียรภาพ ถ้าที่ความถี่ที่อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ 1 (0 dB) ผลรวมของมุมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดในลูปเปิดจะมีค่าน้อยกว่า 360 องศา

เงื่อนไขประการที่ 2 เพื่อป้องกันการเลื้อนของมุมเฟสอย่างรวดเร็ว ค่าความชันของกราฟอัตราขยายรวมของลูปตามความถี่ที่ความถี่ผ่าน (f_c) ต้องมีค่าเท่ากับ -1 หรือ -20 dB ต่อสิบเท่าของความถี่ เมื่อความถี่ผ่าน f_c (Crossover Frequency) คือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ

เงื่อนไขประการที่ 3 เพื่อป้องกันการแกว่ง ให้กำหนดขอบเขตของมุมเฟส (Phase Margin) ไว้ด้วย อย่างน้อยที่สุดให้กำหนดไว้ที่ 45 องศา จากรูปที่ 2.43 ประกอบ

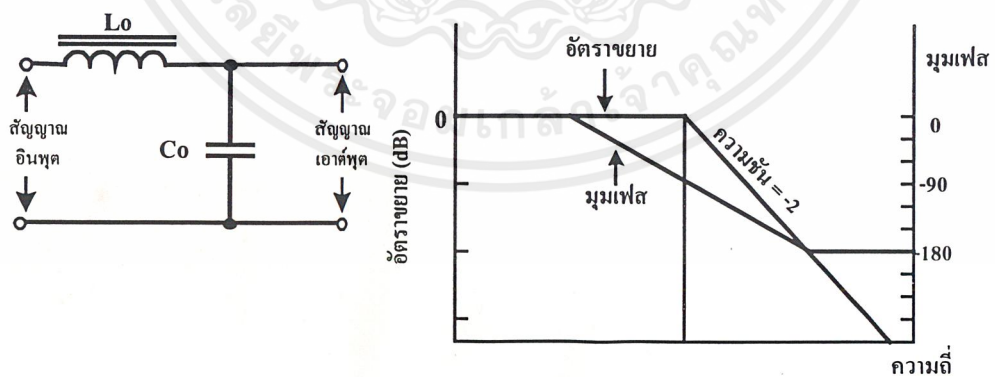
การกำหนดเสถียรภาพของลูป จึงขึ้นอยู่กับผลรวมอัตราขยายของส่วนต่างๆ ในลูปตามความถี่ ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป



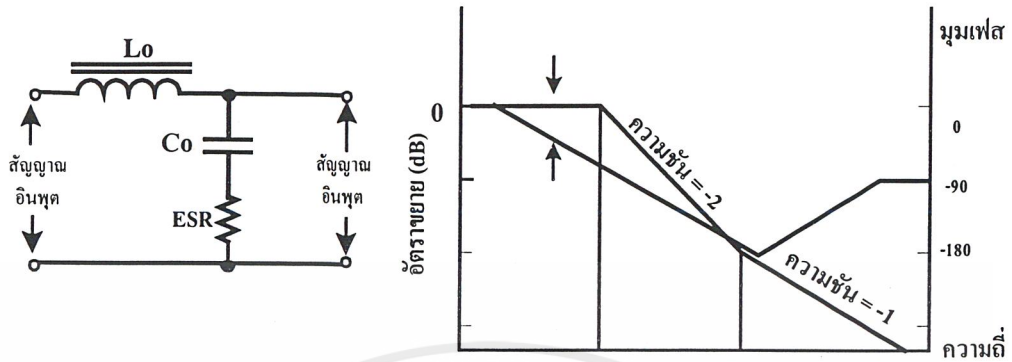
รูปที่ 2.44 อัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ผ่าน f_c

2) อัตราขยายของวงจรกรองความถี่แบบ LC

การต่อกันอยู่ของเอาต์พุต ไซค์ L_o และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ของคอนเวอร์เตอร์ จะเป็นลักษณะของวงจรผ่านความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต โบคพลอด (กราฟอัตราขยายของวงจรตามความถี่) ของวงจร L_oC_o ที่เอาต์พุตจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.44 เมื่อดูจากกราฟจะเห็นว่า ในช่วงความถี่ต่ำๆ อัตราขยายของวงจร L_oC_o นี้จะมีค่าเท่ากับ 0 dB เรื่อยมา จนถึงค่าความถี่หักมุม (Coner Frequency) $f_o = 1/(2\pi \sqrt{L_oC_o})$



รูปที่ 2.45 ผลตอบสนองตามความถี่ของอัตราขยาย และมุมเฟสของวงจรกรองความถี่แบบ LC



รูปที่ 2.46 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบ LC

อัตราขยายจะลดลงอย่างรวดเร็วด้วยความชันเท่ากับ -2 (-40 dB ต่อสิบเท่าความถี่) และมุมเฟสจะเลื่อนไปอย่างรวดเร็วจนมีค่า -180 องศา (ล้าหลัง) แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะมีค่า ESR ค่าของ ESR จะมีผลต่ออัตราขยายของวงจร $LoCo$ ที่ความถี่สูงๆ โดยที่ความถี่ $f_{esr} = 1/(2\pi R_{esr}C_o)$ ความชันของอัตราลดลงมีค่าเท่ากับ -1 และมุมเฟสเลื่อนกลับมาที่ -90

3) อัตราขยายของ PWM

อัตราขยายของ PWM ไม่ขึ้นกับความถี่ และไม่มีผลต่อการเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต สำหรับฟอร์เวอร์และคอนเวอร์เตอร์ตระกูลพุก-พุล อัตราขยายของ PWM จะหาได้จาก

$$G = 20 \log_{10} \left(\frac{V_i N_s}{V_s N_p} \right) \text{ dB} \tag{2.21}$$

- เมื่อ V_s คือ แรงดันขอดของสัญญาณพินเลี้ยง (~3.5 โวลต์สำหรับ TL 494)
- V_i คือ แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง
- N_s คือ จำนวนรอบขดทุติยภูมิของหม้อแปลง
- N_p คือ จำนวนรอบขดปฐมภูมิของหม้อแปลง

สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ อัตราขยายของ PWM จะหาได้จาก

$$G = 20 \text{Log}_{10} \left[\frac{(V_i + V_{out})^2 \frac{N_s}{N_p}}{V_i \times V_s} \right] \text{dB} \quad (2.22)$$

เมื่อ V_{out} คือ แรงดันที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลง

4) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดันที่เอาต์พุต

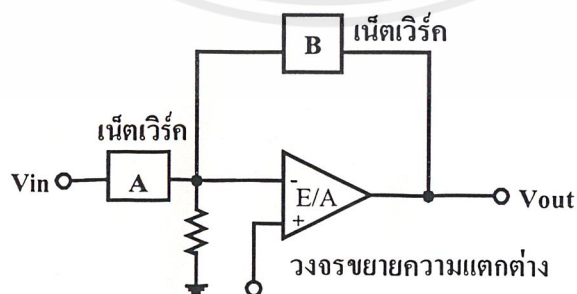
จากรูปที่ 2.43 R_1 และ R_2 เป็นตัวแบ่งแรงดันที่เอาต์พุตเพื่อป้องกันกลับมาที่วงจรขยายความแตกต่างและจะมีอัตราขยายในลักษณะลดทอน ซึ่งจะหาอัตราขยายได้จาก

$$G = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \text{dB} \quad (2.23)$$

ปกติค่าแรงดันอ้างอิงที่วงจรขยายความแตกต่างของไอซีควบคุมมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ ดังนั้นถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ ต้องเลือก R_1 มีค่าเท่ากับ R_2 ดังนั้นอัตราขยายมีค่าเท่ากับ -6 dB

5) อัตราขยายของวงจรขยายความแตกต่าง

ไอซีควบคุมโดยทั่วไป ที่วงจรขยายความแตกต่าง E/A จะใช้ออปแอมป์ที่มีอัตราขยายสูงๆ เป็นหลัก ซึ่งสามารถชดเชยเปลี่ยนแปลงอัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่ได้ง่าย ดังนั้นการชดเชยรูปเพื่อให้เงื่อนไขเสถียรภาพของวงจรควบคุมจะสามารถทำได้ที่วงจรขยายความแตกต่างนี้เอง



รูปที่ 2.47 การจัดเน็ตเวิร์ก A และ B ของวงจรขยายความแตกต่าง E/A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปวงจรขยายที่ใช้โอปแอมป์เพียงตัวเดียว สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.47 โดยอัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่จะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของ Network A และ B และการจัดวงจรของ R และ C ภายใน Network A และ B ในแบบต่างๆ จะให้อัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่แตกต่างกันออกไป

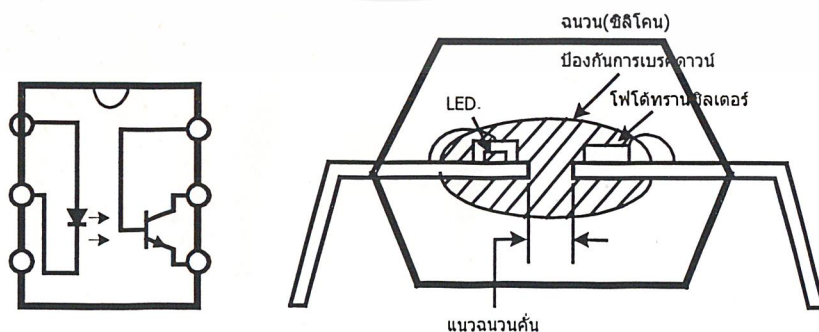
2.7.2 ออปโตคัปเปิลอร์ในวงจรควบคุม

คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนปฐมภูมิ และทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเพื่อความปลอดภัย การป้องกันสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโตคัปเปิลอร์นับได้เป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนปฐมภูมิ และส่วนทุติยภูมิของวงจร

ออปโตคัปเปิลอร์ หรือ ออปโตไอโซเลเตอร์สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ในกรณีที่มิชอบพร้อมที่ตัวอุปกรณ์ ออปโตคัปเปิลอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโตคัปเปิลอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.48

การเลือกใช้ออปโตคัปเปิลอร์ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งมีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้คือ

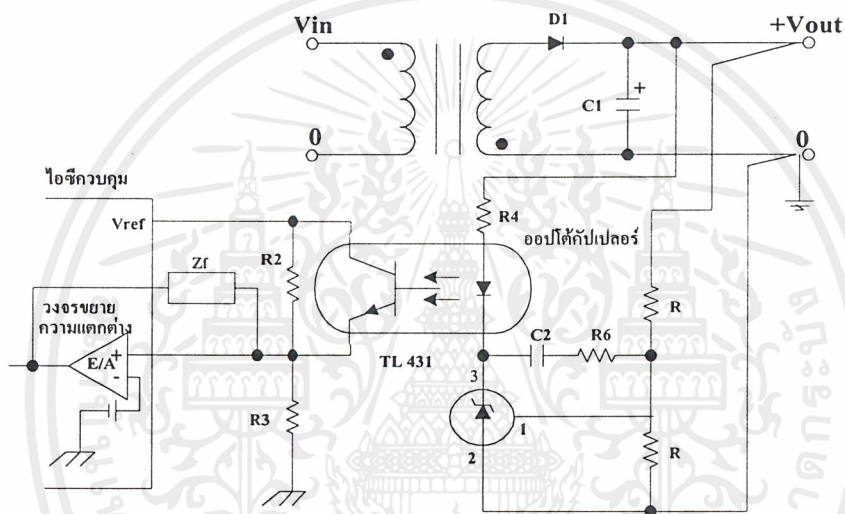
- 1) ออปโตคัปเปิลอร์ จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1,600 ถึง 6,000 โวลต์ขึ้นไป
- 2) วงจรขับออปโตคัปเปิลอร์ต้องมีการชดเชยอุณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราส่วนผ่านกระแส ของออปโตคัปเปิลอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ และมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการใช้งานไปนานๆ ด้วย



รูปที่ 2.48 โครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำเอาออปโตคัปเปลอร์มาใช้แยกส่วนทางไฟฟ้าในวงจรควบคุม อาจทำให้ได้ดังรูปที่ 2.52 โดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจรไอซี TL 431 จะเริ่มนำกระแสต้านที่ขา 1 มีค่ามากกว่า 2.5 โวลต์ ดังนั้นหากวงจรแบ่งแรงดันถูกกำหนดให้มีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ จะทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED ของออปโตคัปเปลอร์ และมีการส่งผ่านกระแสไปยังวงจรควบคุมทางปฐมภูมิได้ โดยค่ากระแสที่ได้จะขึ้นกับค่าความเข้มของแสงจาก LED จะเห็นได้ว่า หากมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน LED ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงไป และความเข้มแสงจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยวงจรควบคุมทางปฐมภูมิก็จะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้เช่นกัน



รูปที่ 2.49 วงจรเพื่อป้องกันแรงดันเอาต์พุตมายังวงจรขยายความแตกต่างออปโตคัปเปลอร์

R_4 ในวงจรจะเป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านออปโตคัปเปลอร์และ TL 431 ไม่ให้มีค่าสูงเกินไป R_6 และ C_2 จะทำหน้าที่ชดเชยความถี่ให้กับ TL 431 โดย C_2 ควรจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.047 ถึง 0.22 ไมโครฟารัด และ R_6 ควรจะมีค่าอยู่ระหว่าง 470 โอห์ม ถึง 10 กิโลโอห์ม การต่อ TL 431 ซึ่งเป็นวงจรขยายความแตกต่างเข้ามาในรูปของวงจรควบคุม ทำให้มีวงจรขยายความแตกต่างเพิ่มเข้ามาในรูปอีกตัวหนึ่ง การชดเชยรูปเพื่อให่วงจรควบคุมมีเสถียรภาพให้ชดเชยที่วงจรขยายความแตกต่างของไอซีควบคุมไม่ใช่ที่ไอซี TL 431 ส่วนการกำหนดค่าของ R_2 และ R_3 นั้นขึ้นอยู่กับค่า CTR ของออปโตคัปเปลอร์ กับค่าของ R_4 และแรงดันตกคร่อม R_3 ตามเงื่อนไขของไอซีควบคุมเป็นหลัก

บทที่ 3

การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

3.1 กล่าวนำ

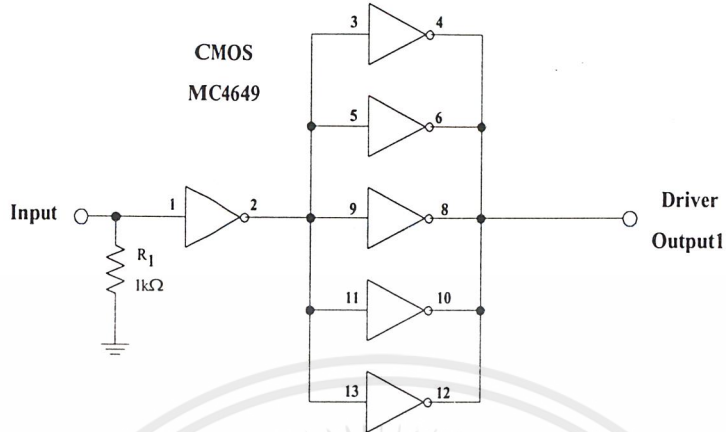
ในการออกแบบชุดทดลอง ดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์ ทำการออกแบบวงเป็นส่วนต่างๆ คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพวช-พุด วงจรควบคุมแรงดัน วงจรกรองกระแส วงจรสับเบอร์ วงจรขับ มอสเฟตกำลังด้วย TTL ข้อมูลของชุดทดลองในการออกแบบ DC To DC Converter มีดังนี้

- 1) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต 12 ถึง 60 โวลต์
- 2) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต ± 24 โวลต์, ± 12 โวลต์ และ ± 5 โวลต์
- 3) กระแสเอาต์พุต 5 แอมป์แอมป์
- 4) ความถี่การทำงาน 55 kHz
- 5) ประสิทธิภาพ 80 %
- 6) เอาต์พุตริบเปิ้ล 100 mV

3.2 วงจรขับมอสเฟตกำลัง

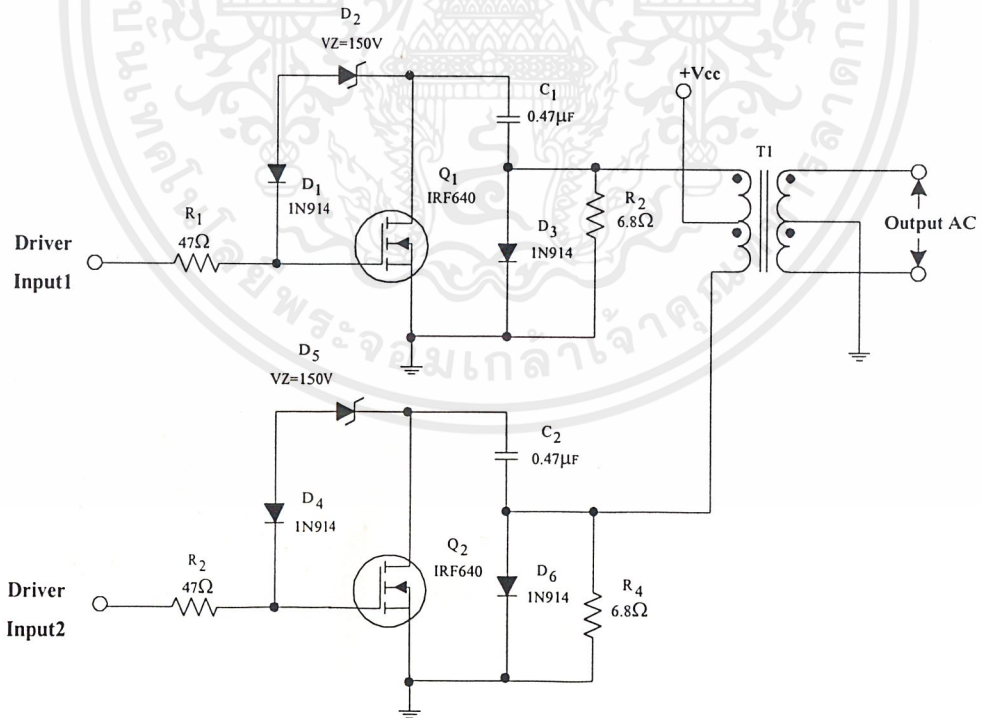
เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่นตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซี ตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟ เลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะ สามารถเพิ่มกระแสที่ขาดและทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็ว ขึ้น



รูปที่ 3.1 วงจรขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล



รูปที่ 3.2 วงจรพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุดจะทำหน้าที่เปลี่ยนพัลส์แรงดันต่ำให้เป็นพัลส์แรงดันสูง วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุด จะอาศัยการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังหรือใช้มอสเฟต โดยจะอาศัยการทำงานคนละครั้งคาบเวลา ส่งพลังงานไปยังโหลด

1) การเลือกใช้มอสเฟต

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุก ขณะที่มอสเฟตกำลังไม่ทำงาน (สภาวะหยุดนำกระแส) จะมีแรงดัน

$$V_{DS(max)} = V_{in(max)} + \frac{Np}{Np} V_{in} \quad (3.1)$$

ดังนั้น

$$= V_{in(max)} + V_{in} ; NP1 = NP2$$

$$V_{DS(max)} = 2V_{in(max)} \quad (3.2)$$

$$= 2 \times 60V$$

$$= 120V$$

เมื่อเพื่อค่าแรงดัน Spike 30 %

$$V_{DS(max)} = V_{DS(max)} + (0.3 \times V_{DS(max)}) \quad (3.3)$$

$$= 120V + (0.3 \times 120V)$$

$$V_{DS(max)} = 156V$$

ในช่วงที่มอสเฟตกำลังทำงาน (นำกระแส) จะมีกระแสสูงสุดคือ

$$I_p(pk) = \frac{P_{out}}{n \delta_{(max)} V_{in(min)} \sqrt{2}} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1.4 P_{out}}{V_{in(min)}} \quad (3.5)$$

$$= \frac{1.4 \times 120W}{12}$$

$$= 14 A$$

ในการออกแบบจะใช้มอสเฟสเบอร์ เบอร์ IRF 640 ทนกระแส 14A 200V

2) วงจรสับเบอร์

$$C = \frac{I_p(pk) \times t_{off}}{2V_{in(max)}} \quad (3.6)$$

$$= \frac{14 \times \left(\frac{0.2 \times T}{2} \right)}{2V_{in(max)}}$$

$$= \frac{14 \times \left(\frac{0.2 \times 18.18 \mu}{2} \right)}{2 \times 60}$$

$$= \frac{25.452 \mu}{120}$$

$$C = 0.21 \mu F$$

$$R = \frac{t_{on(min)}}{2.3C} \quad (3.7)$$

$$= \frac{0.4T}{2.3C}$$

$$= 15 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือก Diode ที่ทนกระแสมากกว่า ID ของมอสเฟตกำลัง เลือก Diode เบอร์ FRP 100S
ทนกระแส 15 A แรงดันได้ 200V

3) การออกแบบหม้อแปลงแบบพุก-พุด คอนเวอร์เตอร์

การออกแบบต้องการออกแบบหม้อแปลงพุก-พุดคอนเวอร์เตอร์ ที่ทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้าตรง 12 ถึง 60 โวลต์ โดยแรงดันเอาต์พุต ± 24 โวลต์กระแส 5 แอมป์เลือกทำงานที่ความถี่ 55 KHz เลือกค่า $B_{max} = 1800G$ ค่าความหนาแน่นขณะทำงาน = 400 c.m/A ใช้แกน ETD-49 มีค่า $A_e = 2.11$, $A_w = 2.71$

4) คาบเวลาการทำงาน

$$T = \frac{1}{F} \quad (3.8)$$

$$= \frac{1}{55k}$$

$$= 18.18 \mu s$$

5) กำหนด $ton(max)$

$$ton(max) = \frac{0.8T}{2} \quad (3.9)$$

$$= 0.4T$$

$$= 7.272 \mu s$$

6) กำหนดอัตราส่วนจำนวน รอบ $\frac{Np}{Ns}$

$$\frac{Np}{Ns} = \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) ton(max)}{(V_o + V_d) \left(\frac{T}{2}\right)} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{152.984}{454.5} \\
 &= 0.352
 \end{aligned}$$

7) กำหนดจำนวนรอบ N_{p1} และ N_{p2} (N_{p1}/N_{p2})

$$N_p = \left(\frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{on(max)} \times 10^8}{\Delta B_{(max)} \times Ae} \right) \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{(12 - 1) \times 7.272 \mu s \times 10^8}{1800 \times 2.11} \\
 &= 2.1 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบ N_{p1} และ N_{p2} เท่ากับ 2 รอบ

8) ตรวจสอบค่า $B(max)$

$$\begin{aligned}
 B_{(max)} &= V_{in(min)} \times 10^8 / k \times f \times N_p \times Ae \\
 &= \frac{V_{in(min)} \times 10^8}{k \times f \times N_p \times Ae} \\
 &= 12 \times 10^8 / 4 \times 55 \text{ kHz} \times 2 \times 2.11 \\
 &= 1126.04 \text{ G}
 \end{aligned} \quad (3.12)$$

มีค่าน้อยกว่า B_{max} (ค่า $B_{max} = 1800 \text{ G}$)

9) หากระแสสูงสุดของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 I_{p(min)} &= \frac{1.4 P_{out}}{V_{in(max)}} \\
 &= 1.4 \times 120 / 60 \\
 &= 2.8 \text{ A}
 \end{aligned} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{p(max)} = \frac{1.4 P_{out}}{V_{in(max)}} \quad (3.14)$$

$$= 14 A$$

10) หาขนาดแกนและขอบบิ้น

เลือกความหนาแน่นของกระแส $D = 400 \text{ c.m./A}$ ถ้าเลือกค่าสูงเกินไปจะทำให้เกิดการสูญเสีย (Copper loss)

เมื่อ P คือ $\Delta B_{(max)} f A_e A_w \times 10^3 / D$

p คือ กำลังงานด้านเอาต์พุต (Watt)

ΔB_{max} คือ ความหนาแน่นแม่เหล็กสูงสุด (G)

f คือ ความถี่ในการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ (Hz)

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (Cm^2)

A_w คือ พื้นที่ช่องว่างสำหรับพันขดลวดของขอบบิ้น (Cm^2)

D คือ ความหนาแน่นของกระแส (c.m./A)

$$\begin{aligned} A_e A_w &= \frac{PD}{\Delta B_{max}} \times f \times 10^{-3} \\ &= \frac{PD}{\Delta B_{max} \times f \times 10^{-3}} \\ &= \frac{120 \times 400}{1800 \times 55k \times 10^{-3}} \\ &= 0.485 \text{ cm}^4 \end{aligned} \quad (3.15)$$

เพื่อช่องว่างรอบเส้นลวด 50 % ขณะพัน

$$\begin{aligned} A_e A_w &= 0.485 + (0.5 \times 0.485) \\ &= 0.727 \text{ cm}^4 \end{aligned}$$

ข้อมูลแกน ETD 49; $A_e=2.11$, $A_w=2.71$, $A_e A_w = 5.7181 \text{ cm}^4$

11) หาขนาดเส้นลวดของขดลวดต้านปฐมภูมิ

จาก $I_p(\max) = 14 \text{ A}$

$$D = 400 \text{ c.m./A}$$

$$\text{ขนาดของสาย} = I_p(\max) \times D \quad (3.16)$$

$$= 14 \times 400$$

$$= 5,600 \text{ c.m.}$$

จากข้อมูลขนาดของสายเลือกสายเบอร์ AWG 12 ความหนาแน่นของกระแส 6,529 c.m./A

12) หาขนาดเส้นลวดและจำนวนรอบของขดลวดต้านทุติยภูมิ

$$N_s = \frac{N_p}{(N_p/N_s)}$$

(3.17)

$$= \frac{2}{0.352}$$

$$= 5.68 \text{ รอบ}$$

เลือก 6 รอบ

13) หาขนาดของสายต้านทุติยภูมิ

จาก $I_p(\max) = 5 \text{ A}$

$$D = 400 \text{ c.m./A}$$

$$\text{ขนาดของสาย} = I_p(\max) \times D$$

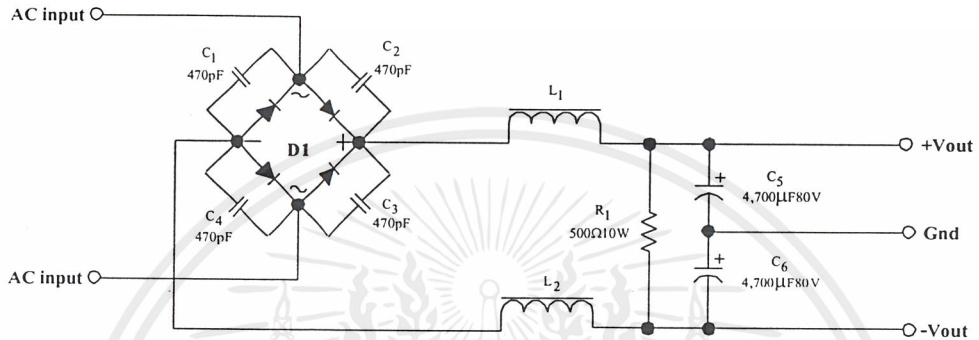
$$= 5 \times 400$$

$$= 2,000 \text{ c.m.}$$

จากข้อมูลขนาดของสาย เลือกสายเบอร์ AWG 17 ความหนาแน่นของกระแส 2,052 c.m./A

3.4 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุต

วงจรเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุตต้องเลือกใช้ไดโอดที่ทนกระแสได้มากกว่า 1.5 ถึง 2 เท่าของกระแสเอาต์พุต และทนแรงดันได้มากกว่า 24 โวลต์ ใช้ไดโอดเบอร์ FO8A10 ทนกระแสได้ 8 แอมป์ แรงดัน 1,000 โวลต์



รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันเอาต์พุต

1) การออกแบบค่าเอาต์พุตใช้ค (Lo)

เมื่อ $L_o = L_1 = L_2$

$$t_{off} = 1 - \frac{(E_{out} / E_{in})}{2 \times f} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} &= 1 - \frac{(24/60)}{2 \times 55k} \\ &= \frac{600m}{110k} \\ &= 5.454 \mu s \end{aligned}$$

$$L_o = \frac{E_{out} \times t_{off}}{0.25 \times I_{out}} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{24 \times 5.454 \mu H}{1.25}$$

$$= 104.72 \mu H$$

เลือกความหนาแน่นของกระแสเป็น 400 c.m./A ที่กระแสเอาต์พุต 5A จะได้ $5 \times 400 = 2,000$ cm. ใช้ลวดเบอร์ AWG 17

เส้นผ่านศูนย์กลาง (D) = 0.0545 นิ้ว และ k = 0.8 บอบบิ้นค่า Bmax = 1600G

$$Ac \times Ac = \frac{5.067 \times 10^8 (L_{out} D^2)}{K_{bmax}} \quad (3.20)$$

$$= \frac{5.067 \times 10^8 (104.72 \mu H \times 5 \times (0.0545)^2)}{0.8 \times 1600}$$

$$= 0.6156 \text{ cm}^4$$

จากข้อมูลแกนเฟอร์ไรท์ เลือกแกน E1-40 มี $A_e = 1.48 \text{ cm}^2$ เนื่องจากแกนเฟอร์ไรท์ต้องได้รับแกนไบอัสตรงตลอดเวลาเพื่อป้องกันการอิ่มตัว จึงต้องทำให้แกนมีช่องว่างคือ

$$lg = \frac{0.4\pi \times L_{out}^2 \times 10^8}{A_e \times B_{max}^2} \quad (3.21)$$

$$lg = \frac{(0.4\pi \times 104.72 \mu \times 5^2) \times 10^8}{1.48 \times 1600^2}$$

$$= 0.0868 \text{ cm}^2$$

ช่องว่างเฉพาะด้านเดียว $lg/2 = 0.0434$

ค่าจำนวนรอบของขดลวด

$$\begin{aligned}
 N &= \frac{B_{max} \times l_g}{0.4\pi \times l_o} & (3.22) \\
 &= \frac{1600 \times 0.0868}{0.4\pi \times 5} \\
 &= 22.11 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

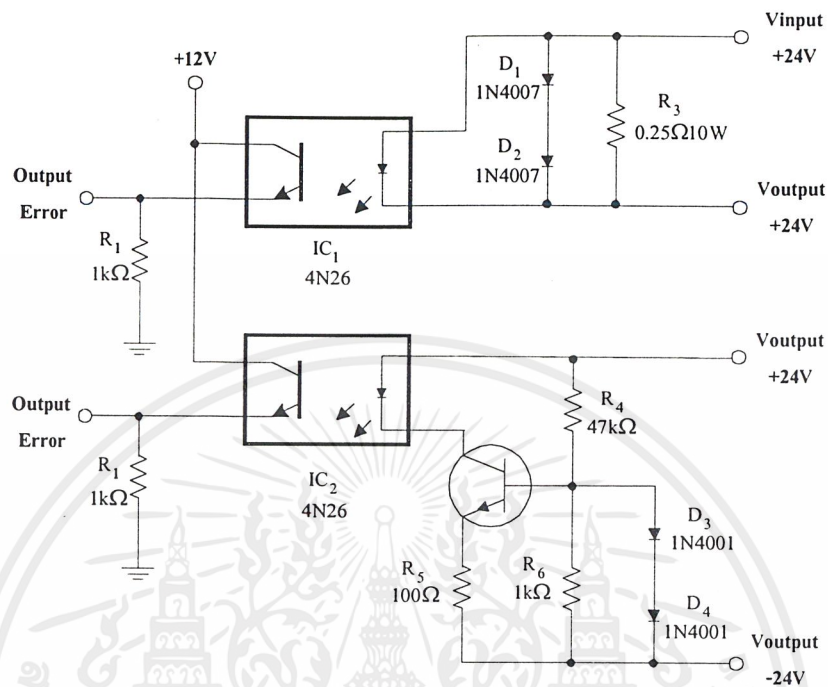
2) ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (Co)

คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสจะไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มีแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก ตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำๆจะมีค่า ESR สูง อาจทำให้ การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุสูงสุดกำหนดได้จาก

$$\begin{aligned}
 C_o &= \frac{I_{out(max)}}{V_{ripple}} & (3.23) \\
 &= \frac{57.272 \mu S}{100 \mu V} \\
 &= 363.6 \mu F
 \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่าที่เหมาะสมคือ 2,200 $\mu F/50V$

3.5 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส



รูปที่ 3.4 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส

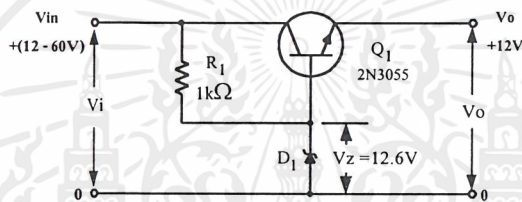
คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อความปลอดภัย การป้องกันกลับสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโตคัปเปลครั้นนับได้เป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนปฐมภูมิและส่วนของทุติยภูมิ

ออปโตคัปเปลอร์ หรือ ออปโตไอโซเลเตอร์สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโตคัปเปลอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโตคัปเปลอร์จะประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 3.4

การออกแบบชุดควบคุมแรงดัน จะใช้ ออปโตคัปเปลอร์ เพื่อต้องการแยกกันทางไฟฟ้าในส่วนของ ขดทุติยภูมิ กับ ปฐมภูมิ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ เพื่อช่วยให้นำกระแสได้เร็วขึ้น โดยต่อวงจรแบบ โวลต์เตจดีไวเดอร์ โดย D₃ และ D₄ จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันที่ขา เบส กับขา อิมิตเตอร์ เพื่อไม่ให้แรงดันสูงเกิน ถ้าแรงดันสูงเกินจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้

3.6 วงจรเร็กกูเลเตอร์

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่เป็นตัวกรองแรงดัน โดยจะควบคุมแรงดันให้มีค่าคงที่โดยใช้ทรานซิสเตอร์มาช่วยในการควบคุม จากรูปจะเห็นได้ว่าเราจะใช้ซีเนอร์ไดโอดเป็นตัวกำหนดแรงดันอ้างอิง เนื่องจาก V_Z คงที่ และ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ก็คงที่ (0.6V Silicon) ดังนั้น V_o จะมีค่าคงที่ เท่ากับ $V_Z - V_{BE}$ ถ้าต้องการ V_o ที่ 15 V ต้องหาซีเนอร์ไดโอดที่มี $V_Z = 15.6$ V ในการออกแบบวงจรเร็กกูเลเตอร์นี้ จะมีอยู่ 2 ชุด คือ ชุด ± 12 โวลต์ และ ± 5 โวลต์ ข้อดีของการใช้ทรานซิสเตอร์ควบคุมแรงดันอีกข้อหนึ่ง คือ ทำให้การกระเพื่อมลดลง

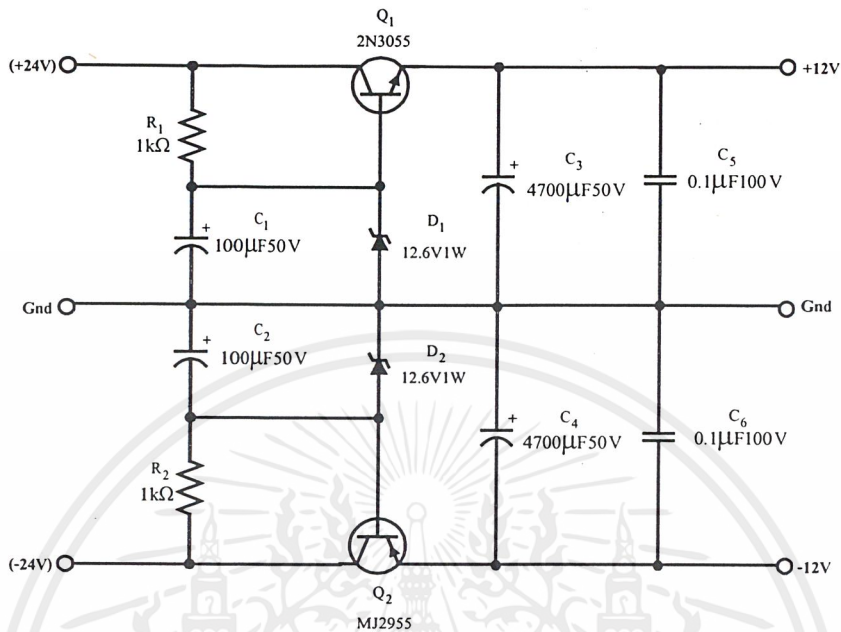


รูปที่ 3.5 วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดันไฟคงที่บวก 12 โวลต์

จากรูปวงจรที่ 3.5 เราสามารถที่จะหาค่าของ R_B ได้ โดย สูตร

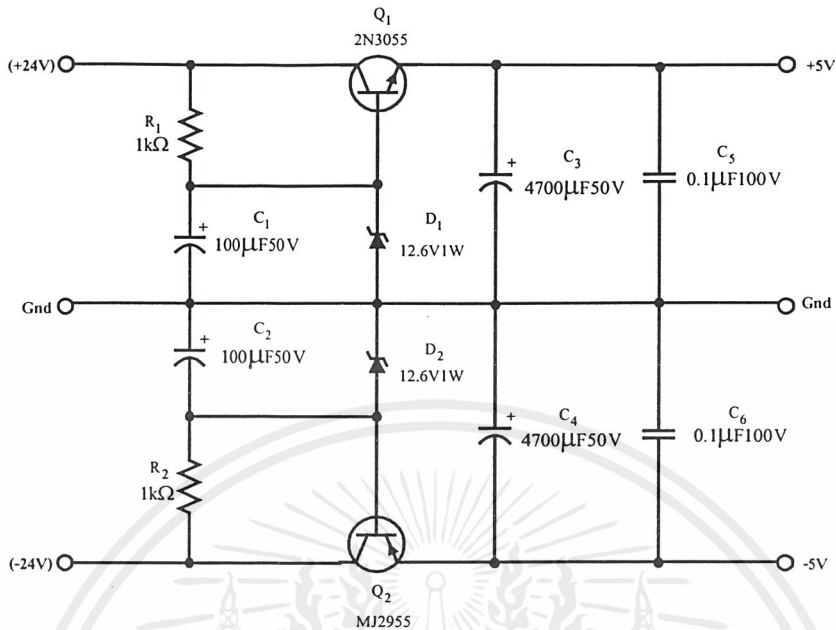
$$R_B = \frac{V_i - V_Z}{I_{RB}} \quad (3.24)$$

$$I_{RB} = I_B + I_Z(\min) \quad (3.25)$$



รูปที่ 3.6 วงจรเร็กทูลเตอร์แรงดันไฟบวกคงที่ 12 โวลต์ และแรงดันไฟลบคงที่ 12 โวลต์

วงจรที่ใช้งานจริงจะต้องมีตัวเก็บประจุช่วยกรองกระแสดังรูปที่ 3.6 นอกจากนั้นตัวเก็บประจุยังช่วยลดสัญญาณรบกวนในวงจรควบคุมแรงดันด้วย ในส่วนของวงจรเร็กทูลเตอร์แรงดันไฟที่ 5 โวลต์ ก็ใช้หลักการเหมือนกับเร็กทูลเตอร์ 12 โวลต์



รูปที่ 3.7 วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดันไฟบวกคงที่ 5 โวลต์ และแรงดันไฟลบคงที่ 5 โวลต์

3.7 ภาคควบคุม

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก โดย จะใช้ IC TL494

1) โดยกำหนดให้ทำงานที่ความถี่ 55 kHz

กำหนด $C_T = 0.01 \mu\text{F}$

หา R_T ได้จากสูตร

$$F = \frac{1}{T} \quad (3.26)$$

$$T = \frac{1}{F} \quad (3.27)$$

$$T = \frac{RT \times CT}{1.1} \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F = \frac{1.1}{RT \times CT} \quad (3.29)$$

$$55\text{kHz} = \frac{1.1}{Rt \times 0.01\mu\text{F}}$$

$$RT = \frac{1.1}{55\text{kHz} \times 0.01\mu\text{F}}$$

$$= 2\text{ k}\Omega$$

2) การกำหนดเวลาเพื่อ TD

IC TL494 สามารถกำหนดได้ ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของ IC หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์

Ton สูงสุดของคอนเวอเตอร์ที่ได้จาก IC เท่ากับ 48% ของคาบเวลา และทำการต่อขา 13 กับ ขา 4 เพื่อให้ Q1 และ Q2 ทำงานสลับกันตามจังหวะของ Flip-Flop

$$\text{Max\% on Time, each output} = 45 - \frac{80}{1 + \frac{R1}{R2}} \quad (3.30)$$

กำหนดให้ Max% on Time ของ Power MOSFET แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 40 %

กำหนด R1 = 1k Ω

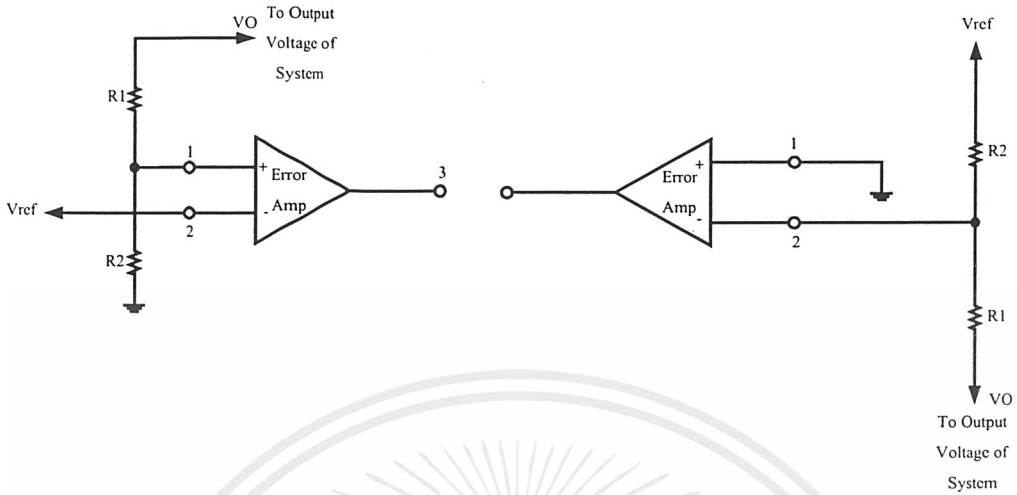
แทนค่า

$$40 = 45 - \frac{80}{1 + \frac{R1}{R2}}$$

$$40 = 45 - \frac{80}{1 + \frac{1\text{K}\Omega}{R2}}$$

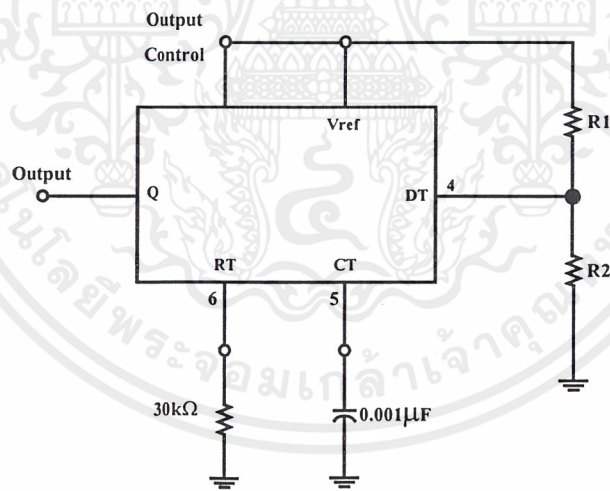
$$R2 = \frac{1\text{K}\Omega}{15}$$

$$= 66.67\Omega$$



รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมเวลาเพื่อ td

3) วงจรขยายความแตกต่าง



รูปที่ 3.9 วงจรขยายความแตกต่าง ของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

4.1 การทดลอง และผลการทดลองของวงจร DC To DC Converter

4.1.1 ลำดับขั้นการทดลอง

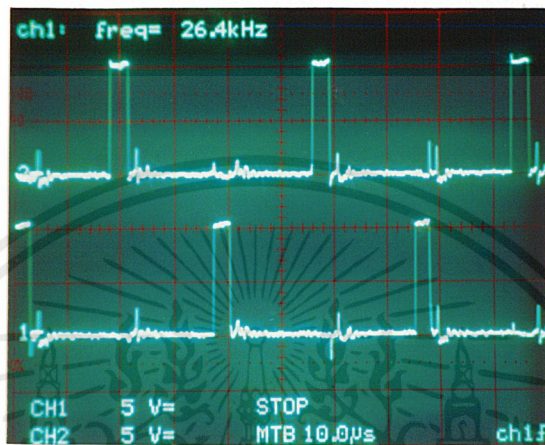
1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 12 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุม ไปที่ตำแหน่ง Auto
4. วัดแรงดัน ขณะไม่มีการต่อโหลด
5. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP10 และ TP12
6. ทำการต่อ Load ที่จุดวัด $\pm 24V$ โดยเปิด SW 1
7. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12
8. หลังจากนั้นให้ทำการเปิด SW 2
9. วัดแรงดันและกระแสขณะมีการต่อโหลด
10. ทำการปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 35 VDC
11. วัดแรงดัน ขณะไม่มีการต่อโหลด
12. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12
13. ทำการต่อ Load ที่จุดวัด $\pm 24V$ โดยเปิด SW1
14. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12
15. หลังจากนั้นให้ทำการเปิด Switch ตั้งแต่ SW2 ถึง SW7
16. วัดแรงดันและกระแสขณะมีการต่อโหลด แต่ละตัว
17. ทำการปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 60 VDC
18. วัดแรงดัน ขณะไม่มีการต่อโหลด
19. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12
20. ทำการต่อ Load ที่จุดวัด $\pm 24V$ โดยเปิด SW1
21. ทำการวัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12
22. หลังจากนั้นให้ทำการเปิด Switch ตั้งแต่ SW2 ถึง SW7
23. วัดแรงดันและกระแสขณะมีการต่อโหลด แต่ละตัว

4.1.2 ผลการทดลอง

1. เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟที่ 12 โวลต์

1.1 วัดแรงดันที่เอาต์พุตขณะไม่มีการต่อโหลดได้ 47.5 V

1.2 สัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12



Volts / Div = 5 V

Time / Div = 10 μ s

Freq / Div = 26.4 KHz

รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

1.3 วัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12 (เมื่อเปิด SW1)



Volts / Div = 5 V

Time / Div = 10 μ S

Freq / Div = 26.5 KHz

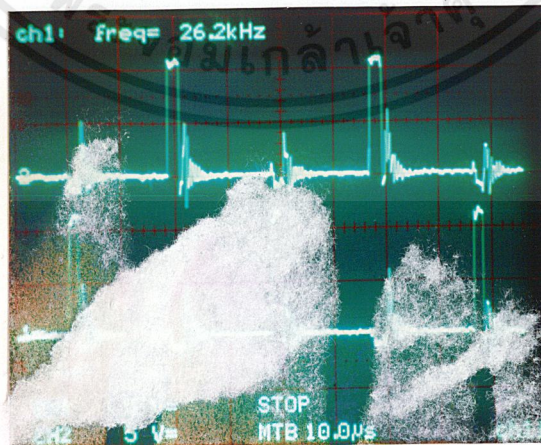
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

1.4 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 2 ได้ 47.4 V 0.2 A 9.48 W

2. เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟที่ 35 V

2.1 วัดแรงดันที่เอาต์พุตขณะที่ไม่มีการต่อโหลดได้ 48 V

2.2 สัญญาณที่จุด TP10 และ TP 12



Volts / Div = 5 V

Time / Div = 10 μ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Freq / Div = 26.6 KHz

รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

2.3 วัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12 (เมื่อเปิด SW 1)



Volts / Div = 5 V

Time / Div = 10 μ S

Freq / Div = 26.5 KHz

รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

- 2.4 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 2 ได้ 47.9 V 0.5 A 23.95 W
- 2.5 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 3 ได้ 47.8 V 0.8 A 38.24 W
- 2.6 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 4 ได้ 47.7 V 1.0 A 47.7 W
- 2.7 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 5 ได้ 47.7 V 1.2 A 57.24 W
- 2.8 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 6 ได้ 47.7 V 1.4 A 66.78 W
- 2.9 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 7 ได้ 47.7 V 2.1 A 100.17 W

3. เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟที่ 60 V

3.1 วัดแรงดันที่เอาต์พุตขณะไม่มีการต่อโหลดได้ 48.5 V

3.2 สัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12



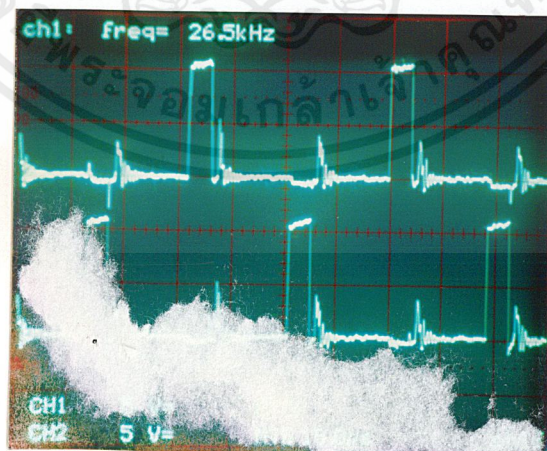
Volts / Div = 5 V

Time / Div = 10 μS

Freq / Div = 26.2 KHz

รูปที่ 4.5 สัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12

3.3 วัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ TP 12 (เมื่อเปิด SW1)



Volts / Div = 5 V

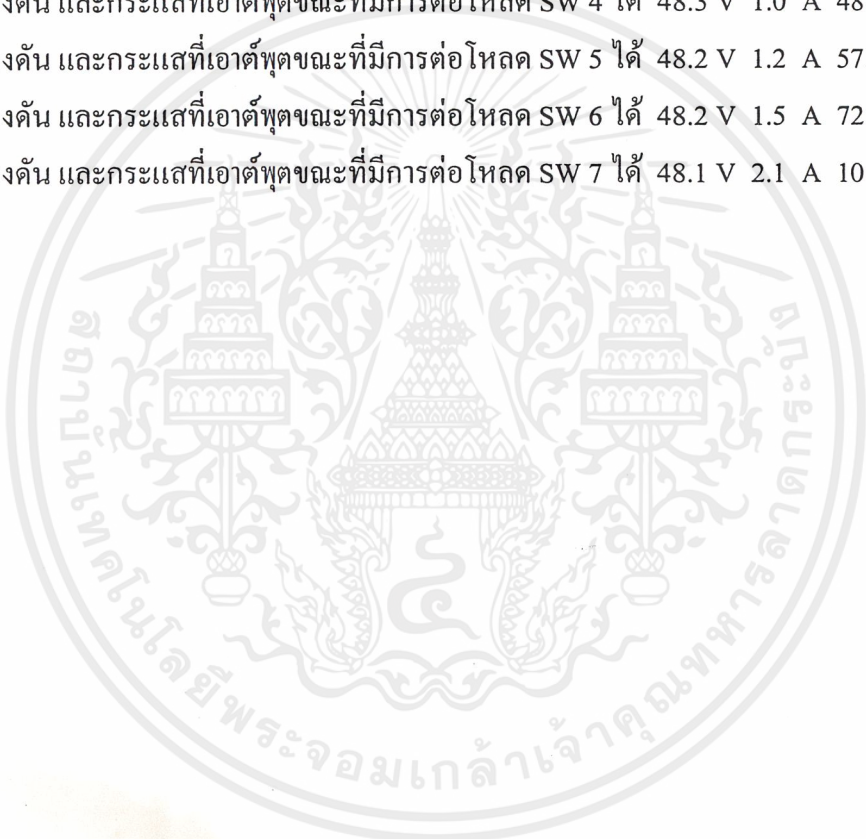
Time / Div = 10 μS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Freq / Div = 26.4 KHz

รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

- 3.4 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 2 ได้ 48.3 V 0.5 A 24.15 W
- 3.5 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 3 ได้ 48.3 V 0.8 A 38.64 W
- 3.6 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 4 ได้ 48.3 V 1.0 A 48.30 W
- 3.7 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 5 ได้ 48.2 V 1.2 A 57.84 W
- 3.8 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 6 ได้ 48.2 V 1.5 A 72.30 W
- 3.9 วัดแรงดัน และกระแสที่เอาต์พุตขณะที่มีการต่อโหลด SW 7 ได้ 48.1 V 2.1 A 101.22 W



บทที่ 5

บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา

5.1 บทสรุป

ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ มีส่วนประกอบในวงจรหลัก ๆ ของชุดทดลองมีอยู่ 4 ภาค ได้แก่

1. ภาคควบคุม
2. ภาคขั้วมอสเฟตกำลัง
3. ภาคควบคุมกระแสและแรงดัน
4. ภาคกรองความถี่ และเรกติไฟเออร์

ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ นี้สามารถรับแรงดันเข้ามาได้ตั้งแต่ 12 ถึง 60 โวลต์ การทำงานของชุดทดลองนี้ จะเริ่มต้น โดยการเปิดสวิตช์ ซึ่งจะมีภาคควบคุมซึ่งทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณซึ่งจะไปควบคุมการทำงานของมอสเฟต โดยการทำงานของชุดทดลองนี้จะทำการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ชุดทดลองนี้สามารถที่จะทดลองในรูปแบบของ Auto และ Manual ซึ่งในรูปแบบของ Manual สามารถที่จะปรับรูปแบบของสัญญาณได้ และในส่วนของการทำงานในโหมด Auto ชุดทดลองจะทำการสร้างสัญญาณเองให้เหมาะสมกับโหลดที่ต้องการ

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ในการจัดทำโครงงานชุดฝึกนี้ สามารถสรุปปัญหาที่เกิดขึ้นได้ ดังนี้

1) การรวบรวมข้อมูลทางด้านการคำนวณวงจรใช้เวลานาน โดยการคำนวณจะอ้างอิงมาจากหนังสือ และปริยญาธิพนธ์ของคณะอื่น ซึ่งค่าที่ใช้คำนวณบางค่าไม่ได้ระบุที่มา

แนวทางการแก้ไข ทำการรวบรวมเนื้อหาข้อมูลก่อน แล้วสรุปหาวิธีการคำนวณ

2) สัญญาณที่ได้จากวงจรในแต่ละภาคจะมีสัญญาณรบกวน ปะปนมาด้วย

แนวทางการแก้ไข 1.ในการต่อจุดวัดสัญญาณ ควรที่จะใช้สายที่สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้ เช่น สายชิลด์

2. ในการออกแบบลายวงจรควรจะออกแบบลายวงจร โดยคำนึงถึงผลของลายวงจรต่อความถี่

3. แยกวงจรที่มีการรบกวนออกจากกัน

3) เมื่อทำการเปิดใช้งานชุดทดลองจะมีความร้อนมาก

แนวทางแก้ไข ควรทำการเพิ่มแผ่นระบายความร้อนให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและทำการติดพัดลมระบายความร้อน

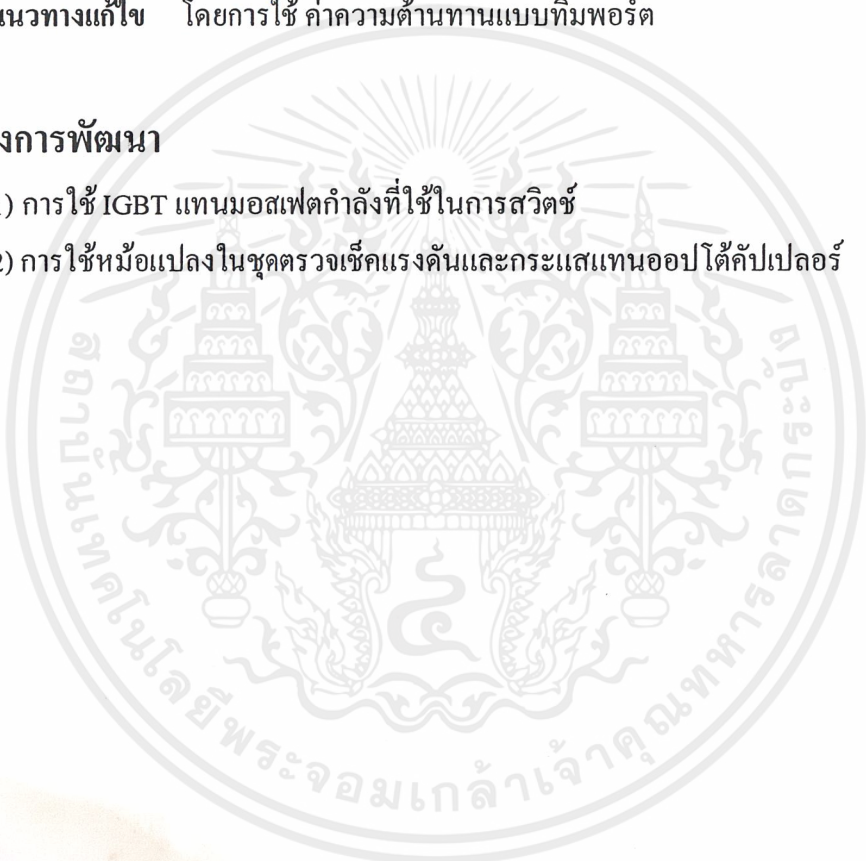
4) แรงดันเอาต์พุตค่าไม่ค่อยที่จะคงที่

แนวทางแก้ไข โดยการใช้ ค่าความต้านทานแบบทิมพอร์ต

แนวทางการพัฒนา

1) การใช้ IGBT แทนมอสเฟตกำลังที่ใช้ในการสวิตช์

2) การใช้หม้อแปลงในชุดตรวจเช็คแรงดันและกระแสแทนออปโตคัปเปิลอร์



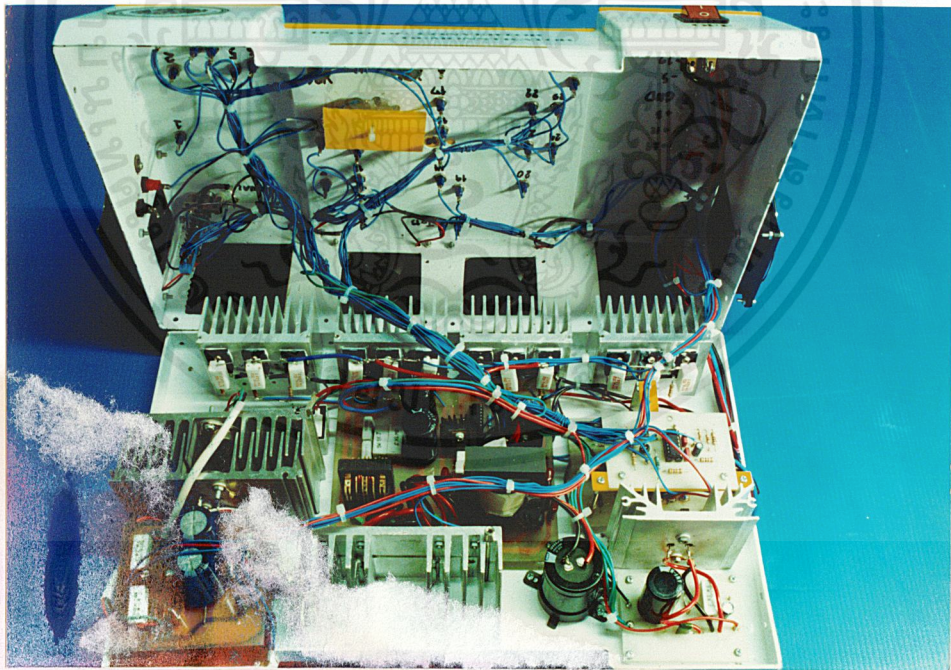


ภาคผนวก ก
เครื่องต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

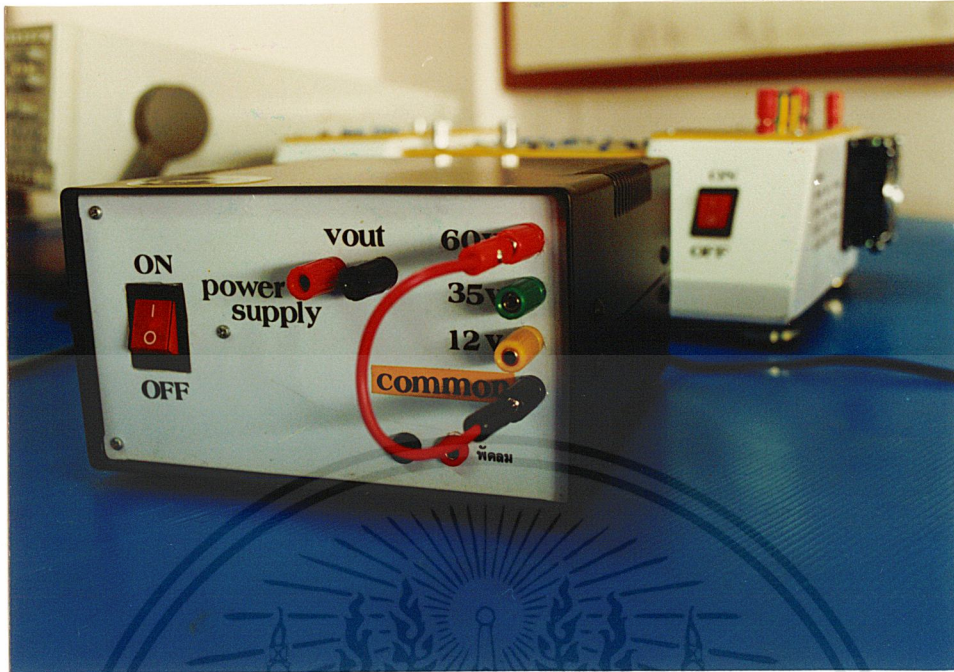


รูปที่ ก.1 ชุดทดลองแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสตรงหลายระดับ

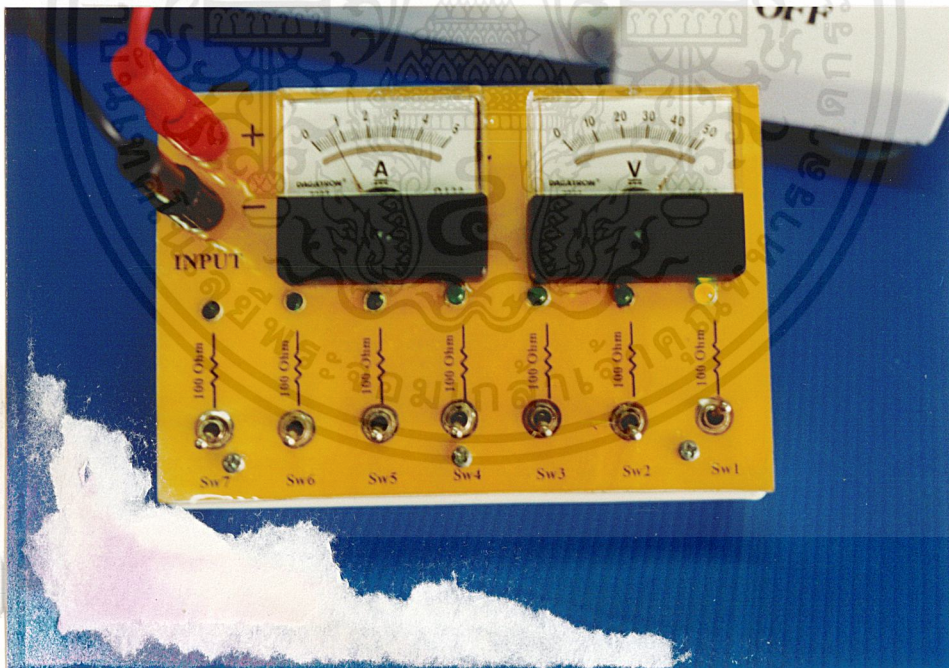


รูปที่ ก.2 วงจรภายในชุดทดลองแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสตรงหลายระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

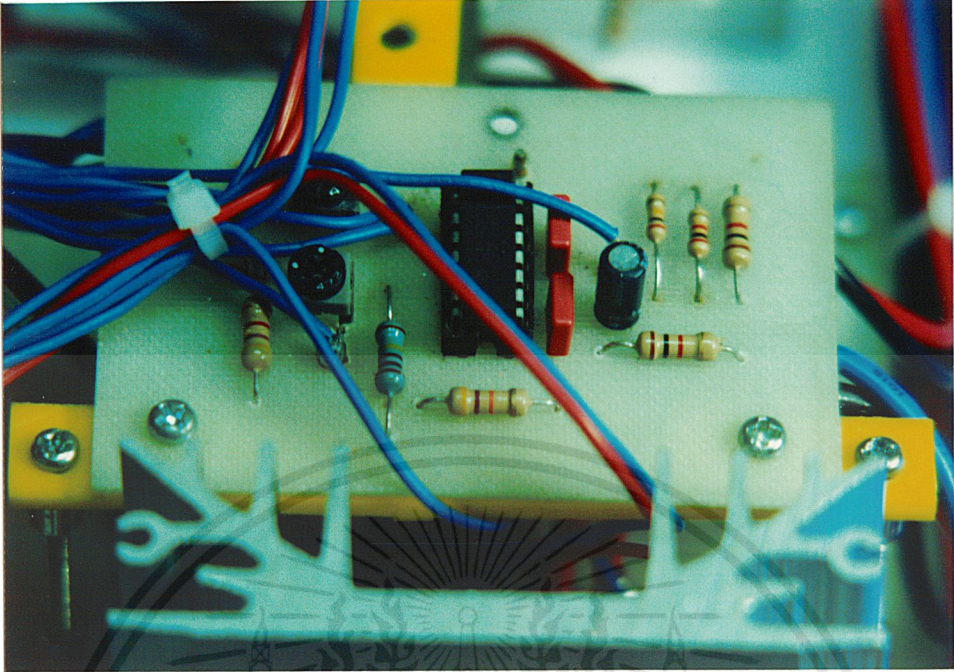


รูปที่ ก.3 ชุดของแหล่งจ่ายไฟ

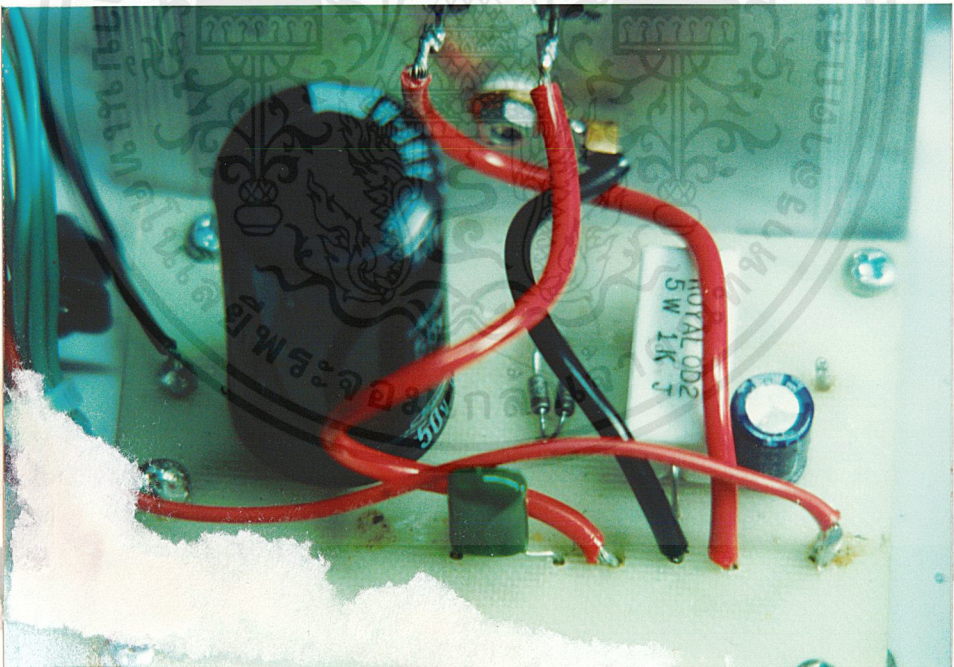


รูปที่ ก.4 ชุด โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

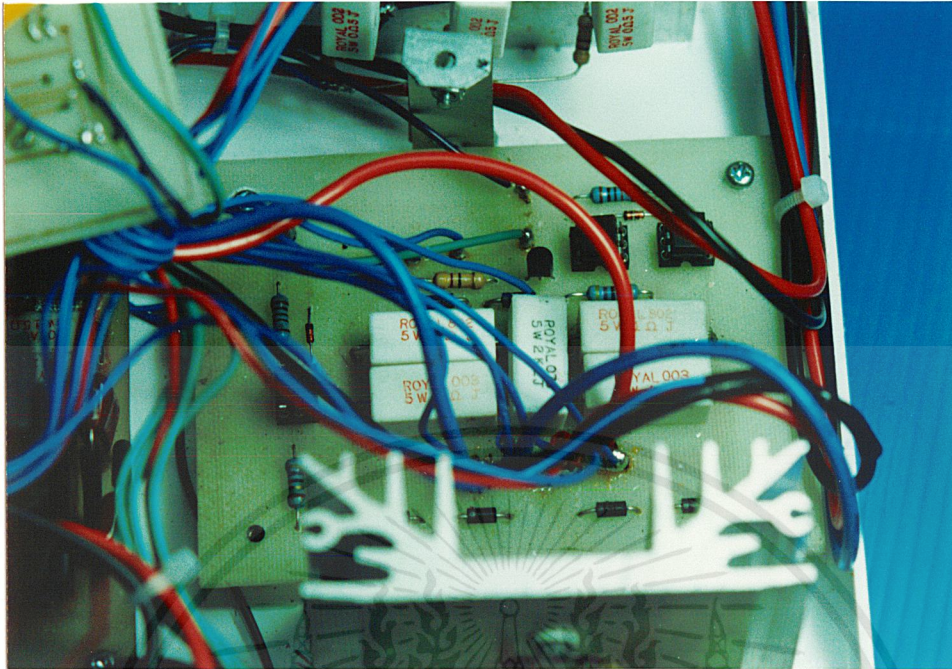


รูปที่ ก.5 วงจรภาคควบคุม

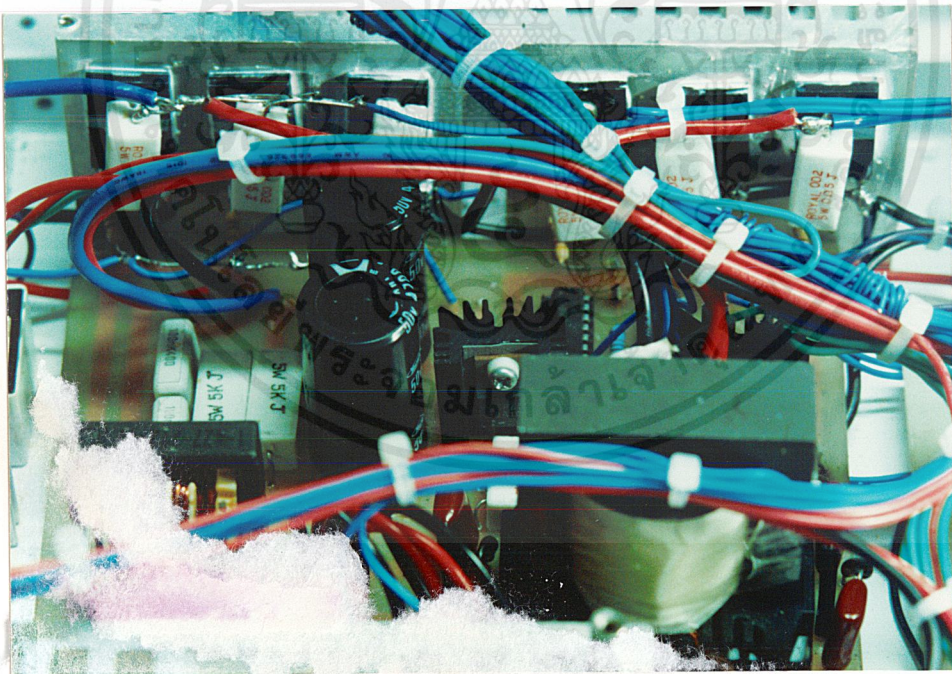


รูปที่ ก.6 วงจรภาคเร็กูละเตอร์ +12 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

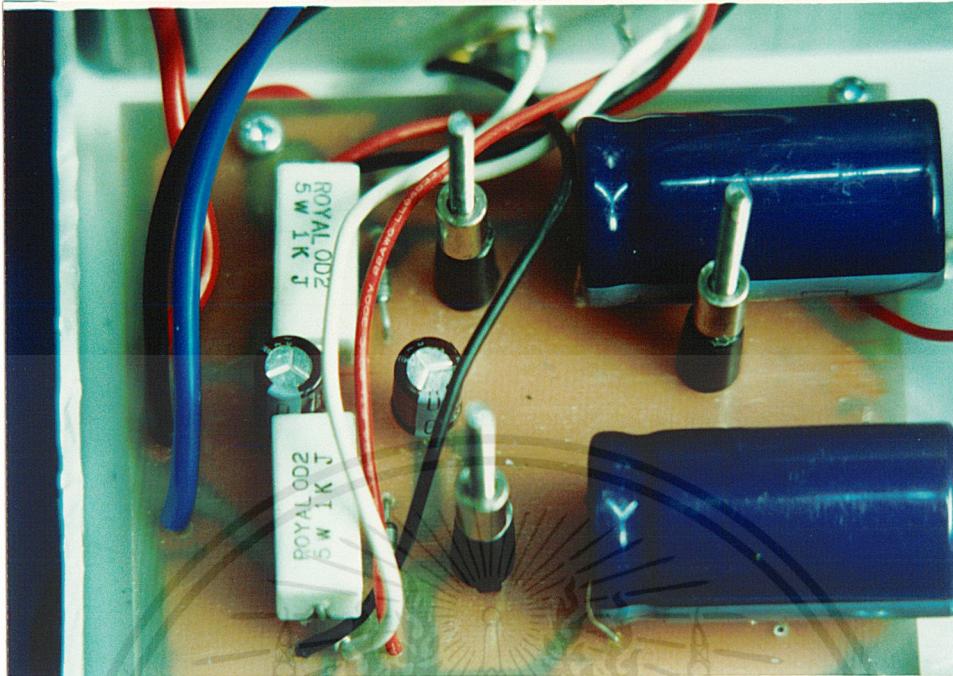


รูปที่ ก. 7 วงจรภาคควบคุมกระแส และแรงดัน

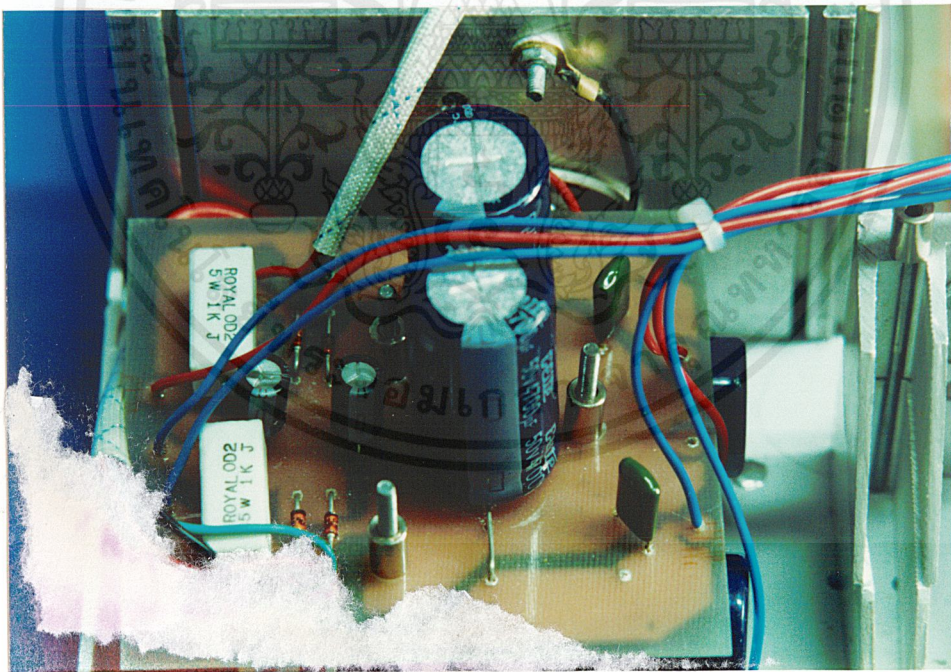


รูปที่ ก. 8 วงจรภาคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.9 วงจรภาคเร็กกูเลเตอร์ ± 12 โวลต์



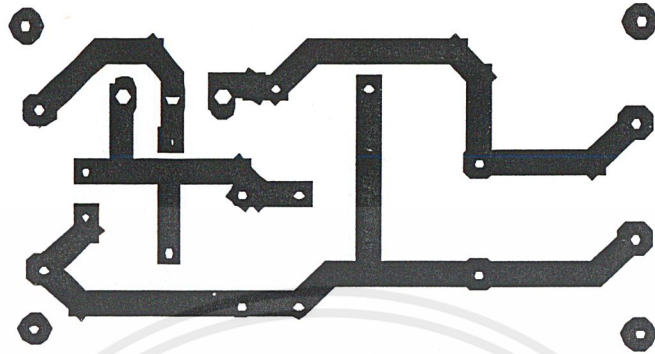
รูปที่ ก.10 วงจรภาคเร็กกูเลเตอร์ ± 5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

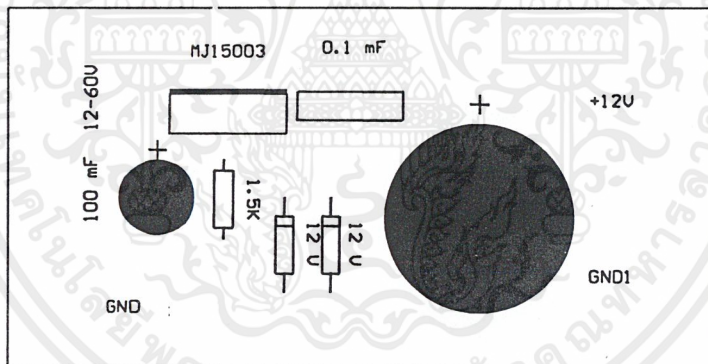


ภาคผนวก ข
วงจร และแผ่นวงจรพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

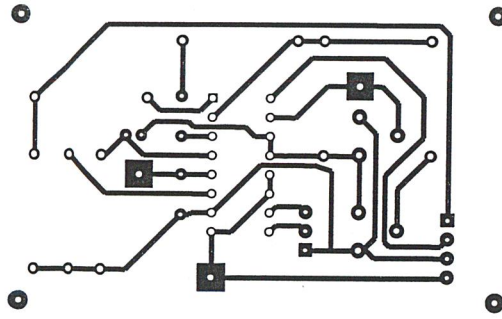


รูปที่ ข.1 ลายทองแดงของภาคจ่ายไฟ 12V



รูปที่ ข.2 การวางอุปกรณ์ของภาคจ่ายไฟ 12V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

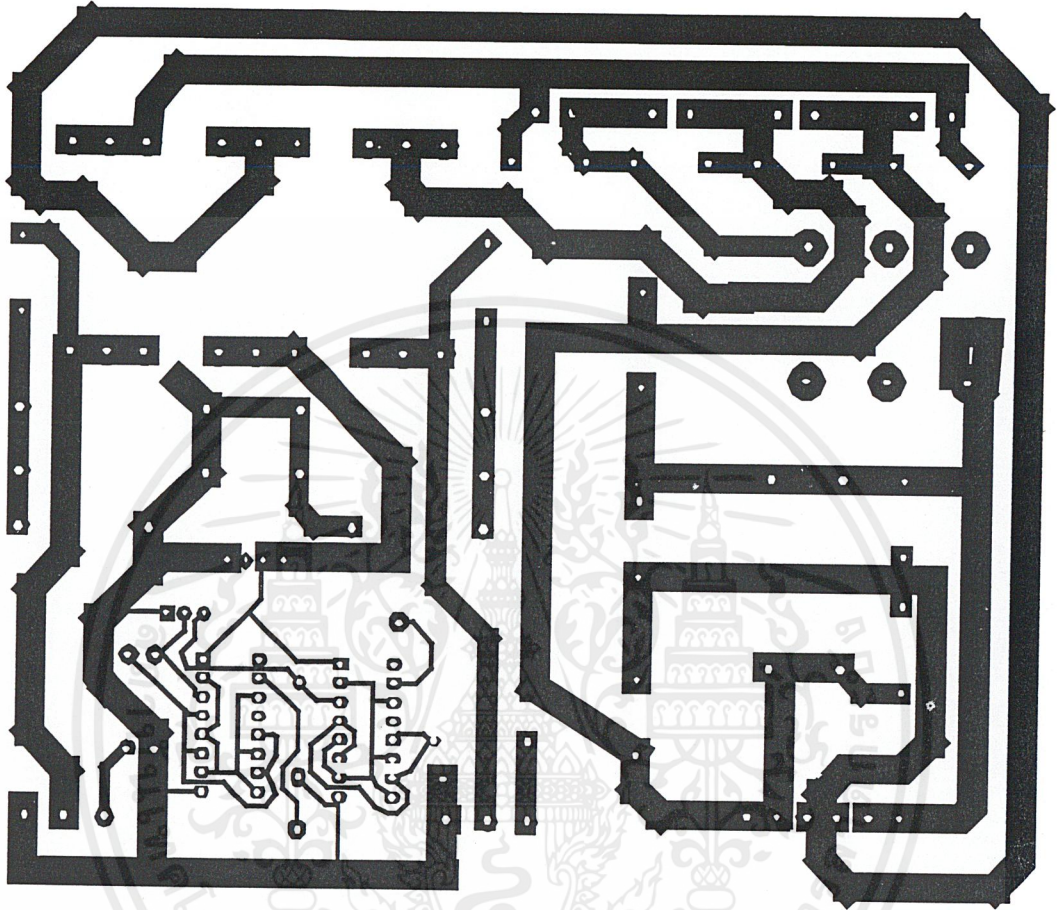


รูปที่ ข.3 ถายทองแดงของภาคควบคุม



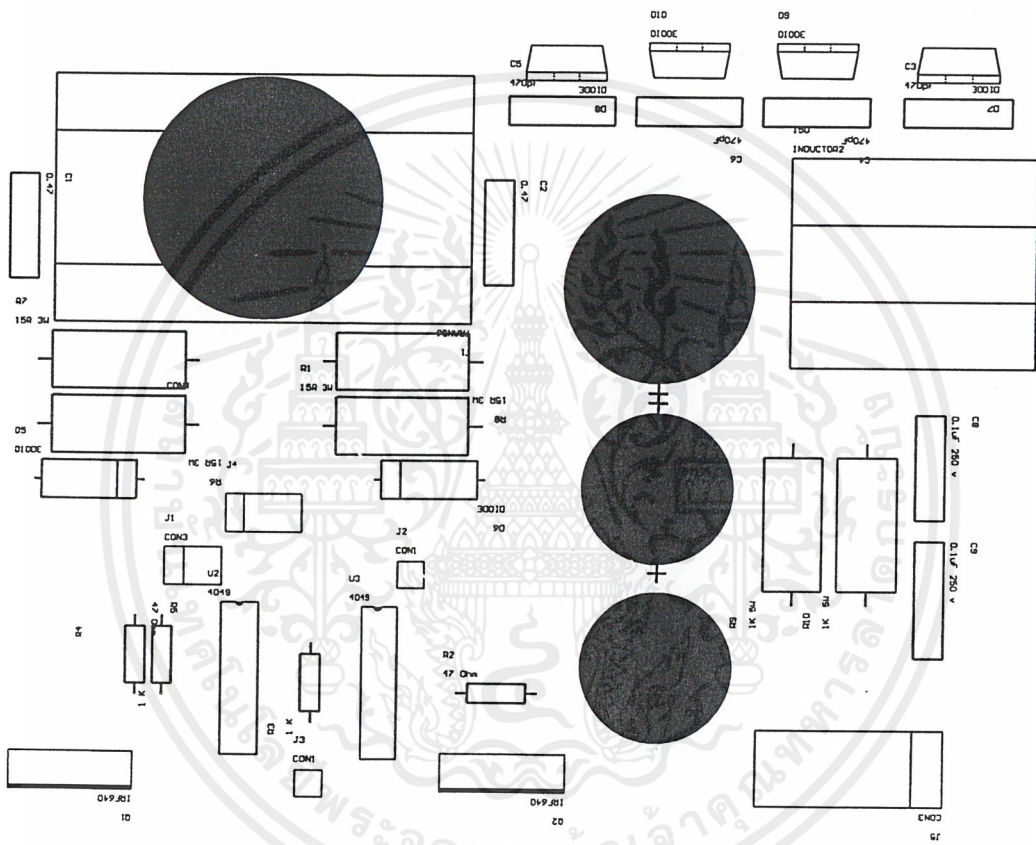
รูปที่ ข.4 แสดงการวางอุปกรณ์ของภาคควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



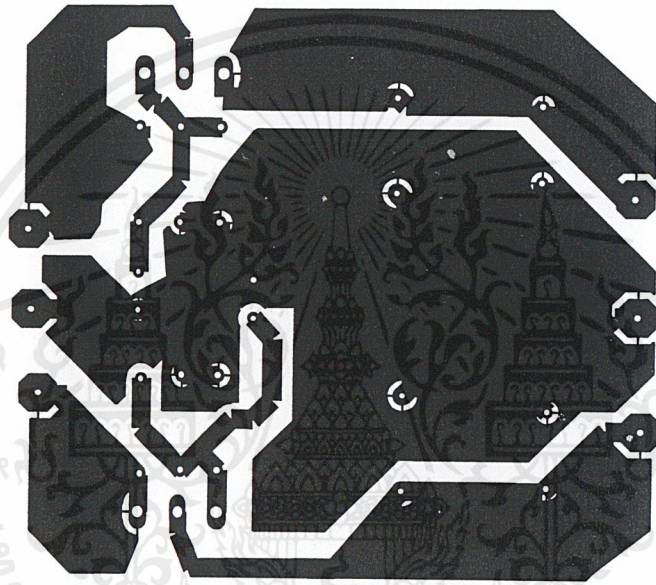
รูปที่ ข.5 ลายทองแดงของภาค Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



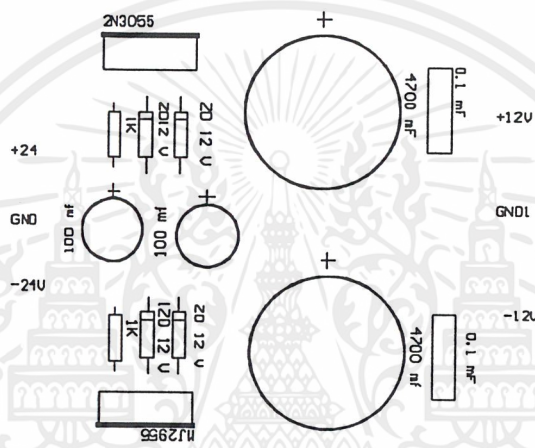
รูปที่ ข.6 แสดงการวางอุปกรณ์ในส่วนของ Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

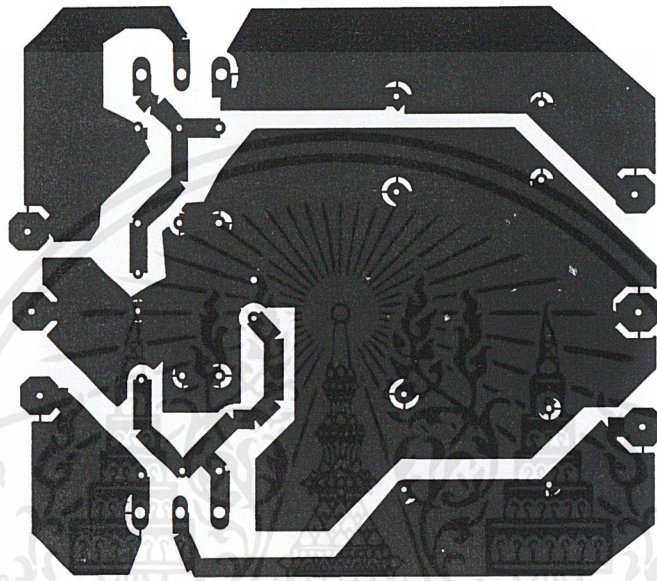


รูปที่ ข.7 ลายทองแดงของเร็กกูเลเตอร์ $\pm 12V$

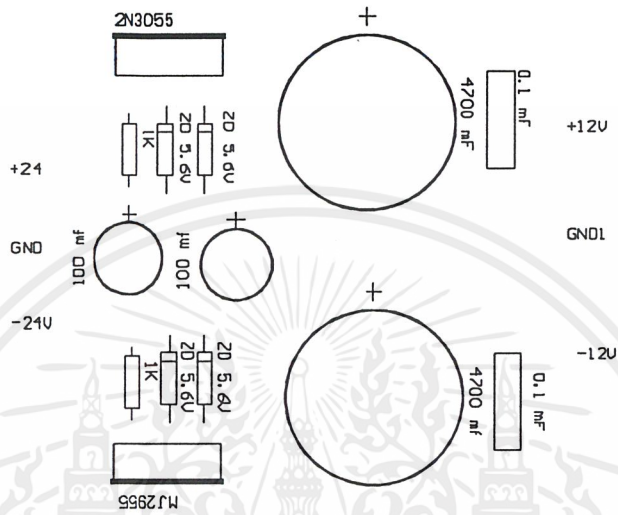
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.8 การวางอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายไฟ ± 12V

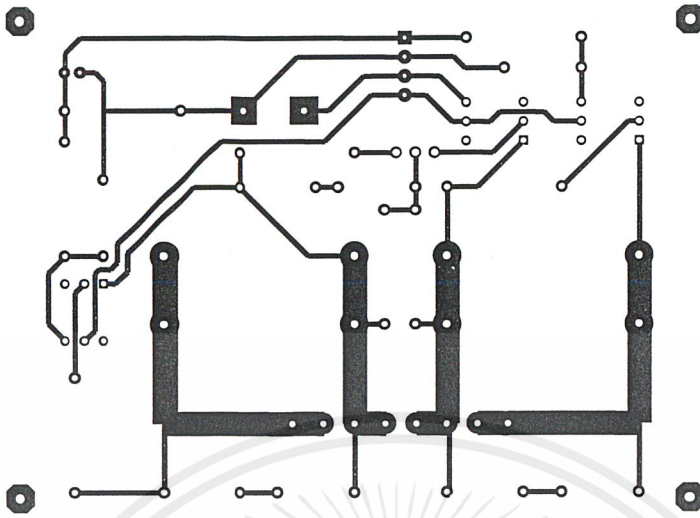


รูปที่ ข.9 ลายทองแดงของเร็กกูเลเตอร์ $\pm 5V$

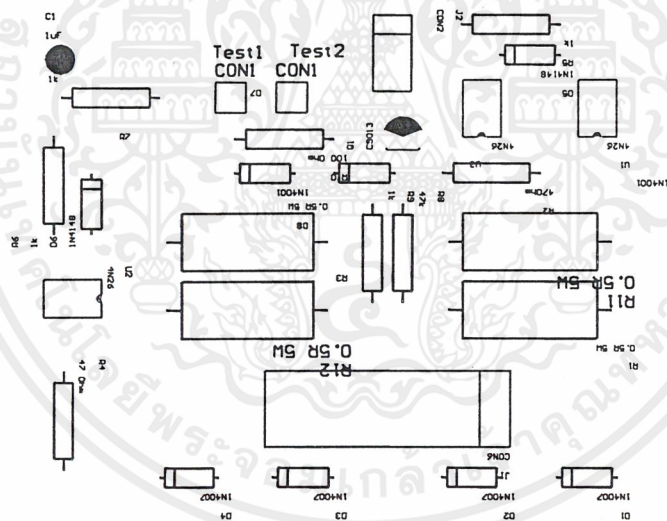


รูปที่ ข.10 การวางอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายไฟ $\pm 5V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.11 ลายทองแดงของของภาคตรวจเช็คแรงดันและกระแส



รูปที่ ข.12 การวางอุปกรณ์ของภาคตรวจเช็คแรงดัน และกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค
ใบงานการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใบงานที่ 1

ภาคควบคุม

วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้นักศึกษา สามารถอธิบายเกี่ยวกับหลักการของภาคควบคุมได้
2. เพื่อให้นักศึกษาสามารถควบคุมแรงดันออกทางเอาต์พุตให้คงที่ได้
3. เพื่อให้นักศึกษาสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้
4. เพื่อให้นักศึกษาสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

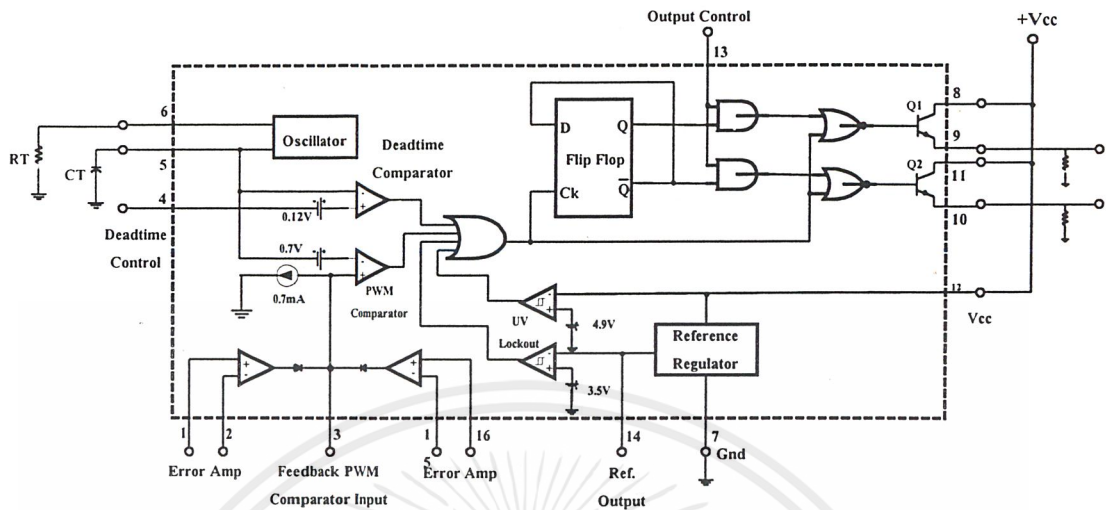
- | | |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดลองเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ | 1 เครื่อง |
| 2. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง | 1 เครื่อง |
| 3. โหลด | 1 ชุด |
| 4. ออสซิลโลสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |

ทฤษฎีเบื้องต้น

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานโดยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

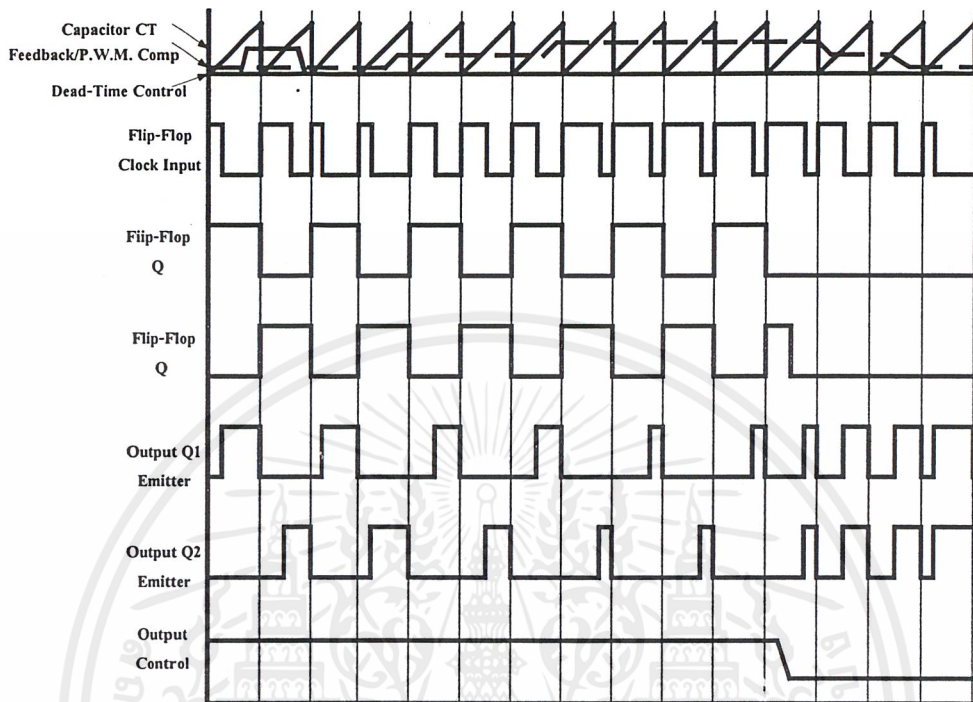
$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad (1)$$



รูปที่ 1.1 โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์ฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา CK ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง CK จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่าสูงหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-Inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

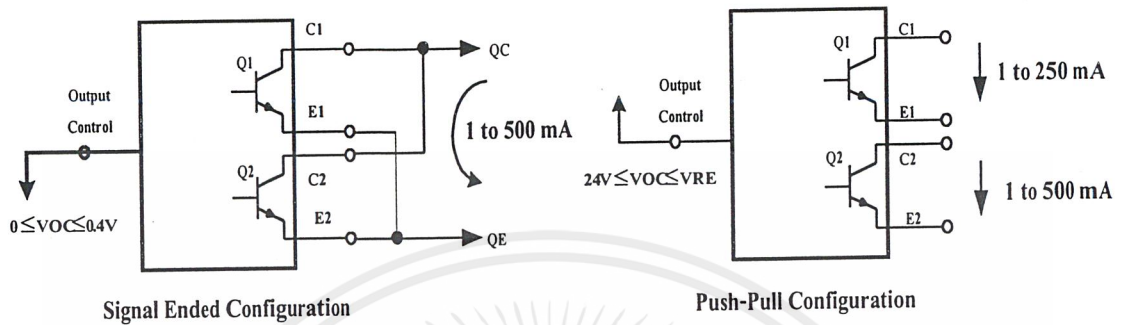


รูปที่ 1.2 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของ ไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เพอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+ 5V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T คายประจุเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลซ์ออกมา CK จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+ 5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น

ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื่นเหลี่ยมของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 93% ของค่าคาบเวลา)

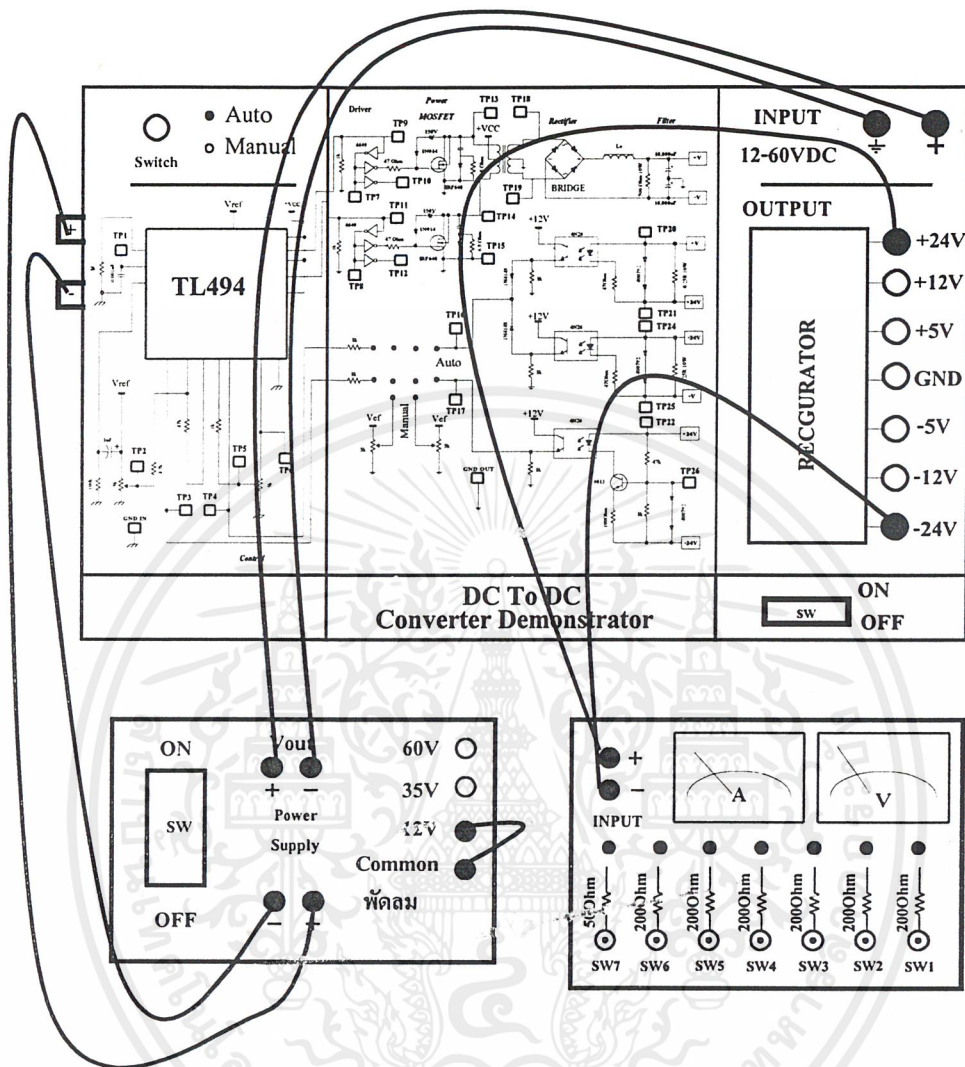


รูปที่ 1.3 การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

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

ลำดับขั้นการทดลอง

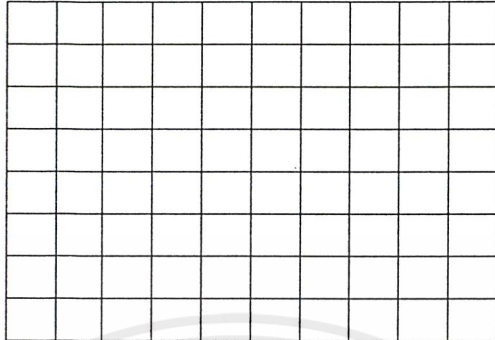
1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 12 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Auto
4. ทำการต่อ Load ที่จุดวัด $\pm 24\text{V}$ โดยทำการเปิด SW 1



รูปที่ 1.4 การต่อวงจรของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วัดสัญญาณที่จุด TP 1



Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.5 สัญญาณที่ TP 1

6. วัดแรงดันที่จุด TP2 เทียบกับ GND IN พร้อมทำการบันทึกผล

TP 2 =V

7. วัดแรงดันที่จุด TP3 เทียบกับ GND IN พร้อมทำการบันทึกผล

TP 3 =V

8. วัดแรงดันที่จุด TP4 เทียบกับ GND IN พร้อมทำการบันทึกผล

TP 4 =V

9. วัดแรงดันที่จุด TP5 เทียบกับ GND IN พร้อมทำการบันทึกผล

TP 5 =V

10. วัดแรงดันที่จุด TP6 เทียบกับ GND IN พร้อมทำการบันทึกผล

TP 6 =V

11. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.6 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

12. กดสวิทช์ปรับตำแหน่งสวิทช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Manual
13. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP3 เปรียบเทียบ)
14. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP4 เปรียบเทียบ)
15. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

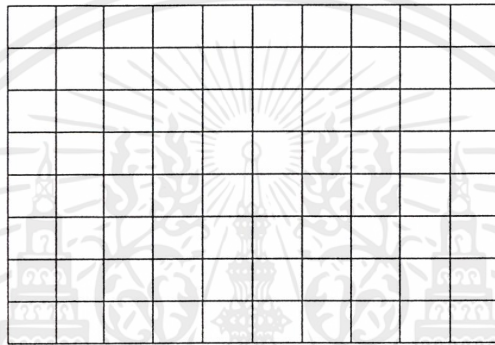
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.7 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

16. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 1.3 โวลต์ (วัดที่จุด TP 3)
17. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP 4)
18. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



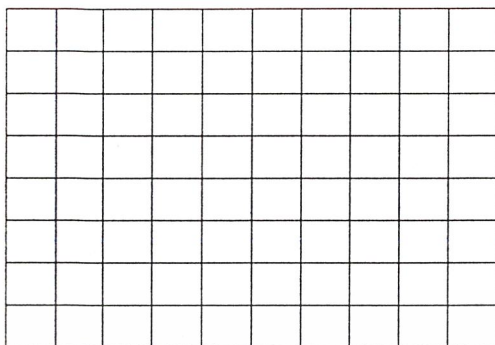
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.8 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

19. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 1.4 โวลต์ (วัดที่จุด TP3 เปรียบเทียบ)
20. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP4 เปรียบเทียบ)
21. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



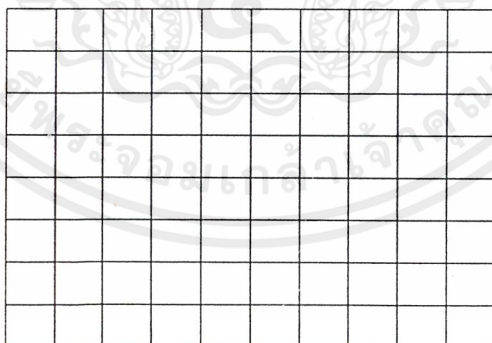
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.9 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

22. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 1.5 โวลต์ (วัดที่จุด TP3 เปรียบเทียบ)
23. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP4 เปรียบเทียบ)
24. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



Volts / Div =

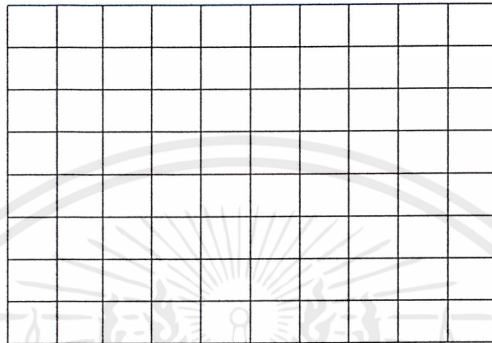
Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.10 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 25. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP3 เปรียบเทียบ)
- 26. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 2.69 โวลต์ (วัดที่จุด TP4 เปรียบเทียบ)
- 27. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



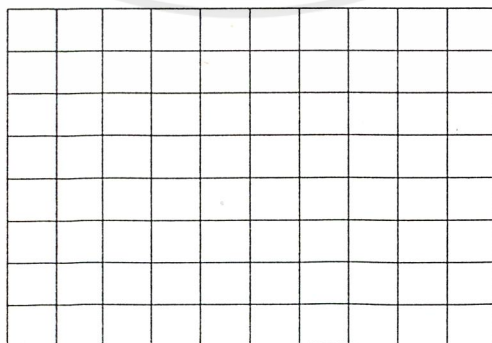
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.11 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

- 28. ให้ทำการปรับ VR1 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 0 โวลต์ (วัดที่จุด TP3 เปรียบเทียบ)
- 29. ให้ทำการปรับ VR2 ให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 2.7 โวลต์ (วัดที่จุด TP4 เปรียบเทียบ)
- 30. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



Volts / Div =

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.12 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 11

31. ทำการปรับ VR1 และ VR2 ให้ได้ค่า เท่ากับ 0 โวลต์
32. ทำการปรับแรงดัน VR1 จาก 0 โวลต์ ขึ้นไปเรื่อยๆ สังเกตพัลส์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ระดับแรงดันที่ทำให้หยุดสร้างสัญญาณพัลส์ที่แรงดัน โวลต์
33. ทำการปรับแรงดัน VR1 และ VR2 เท่ากับ 0 โวลต์
34. . ทำการปรับแรงดัน VR2 จาก 0 โวลต์ ขึ้นไปเรื่อยๆ สังเกตพัลส์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ระดับแรงดัน..... โวลต์ และหยุดสร้างสัญญาณพัลส์ที่แรงดัน โวลต์

สรุปผลการทดลอง

.....

.....

.....

.....

.....

คำถามท้ายการทดลอง

1. จงนำสัญญาณที่จุด TP9 และ TP11 ในขณะที่ปรับสวิตซ์ให้เป็น Auto มาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่จุด TP9 และ TP11 ในขณะที่ปรับสวิตซ์ให้เป็น Manual มีลักษณะเป็นอย่างไร และรูปของสัญญาณแตกต่างกันหรือไม่
2. ความกว้างของพัลส์ที่จุด TP9 และ TP11 ที่เกิดขึ้น ขณะที่ปรับสวิตซ์ไปที่ Manual จะเริ่มต้นที่แรงดันเท่าใด และหยุดที่แรงดันเท่าใด
3. การปรับ VR1 และ VR2 แตกต่างกันอย่างใด เพราะเหตุใด

ใบงานที่ 2

วงจรขับมอสเฟตกำลัง

วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้ นักศึกษาสามารถอธิบายเกี่ยวกับการทำงานของวงจรขับมอสเฟตกำลังได้
2. เพื่อให้ นักศึกษาสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆได้

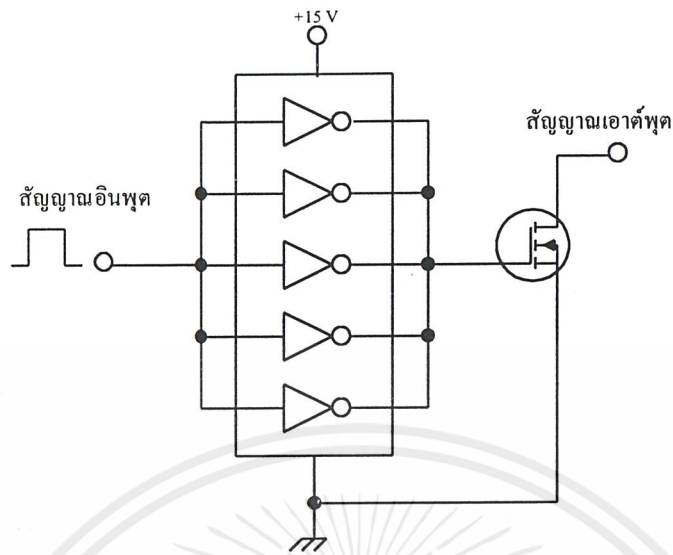
เครื่องมือและอุปกรณ์

- | | |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดลองเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ | 1 เครื่อง |
| 2. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง | 1 เครื่อง |
| 3. โหลด | 1 ชุด |
| 4. ออสซิลโลสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |

ทฤษฎีเบื้องต้น

มอสเฟตกำลังสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่น ตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนต์ารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซี ตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

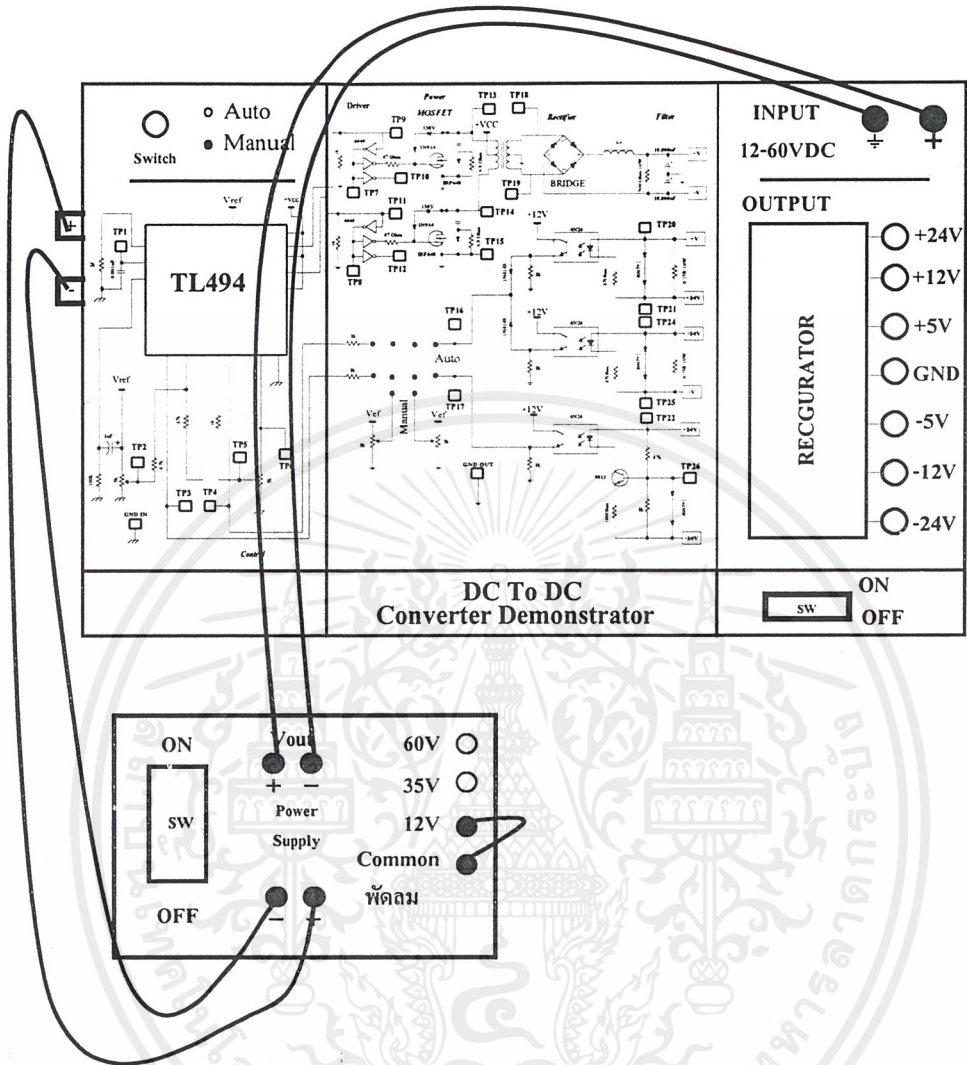
สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้น



รูปที่ 1.1 การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 12 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Manual
4. ทำการปรับ VR1 และ VR2 ให้หมุนไปทางซ้ายสุด



รูปที่ 1.2 การต่อวงจรของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 7 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.3 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 7

6. วัดสัญญาณที่จุด TP 9 วัด CH1 และ TP 10 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.4 สัญญาณที่ TP 9 และ TP 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. วัดสัญญาณที่จุด TP 8 วัด CH1 และ TP 11 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.5 สัญญาณที่ TP 8 และ TP 11

8. วัดสัญญาณที่จุด TP 11 วัด CH1 และ TP 12 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล

Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.6 สัญญาณที่ TP 11 และ TP 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

.....

.....

.....

.....

.....

คำถามท้ายการทดลอง

1. จงอธิบายการทำงานของวงจรขั้วมอสเฟตกำลังโดยใช้ไอซี CMOS
2. สัญญาณพัลส์ที่เข้าทางอินพุตของ CMOS ทั้ง 2 ตัวเหมือนกันหรือไม่เพราะเหตุใด
3. จงอธิบายการใช้ CMOS มาเป็นวงจรขั้วมอสเฟตกำลัง



ใบงานที่ 3

วงจรควบคุมกระแสและแรงดัน

วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้ นักศึกษาสามารถอธิบายเกี่ยวกับการทำงานของวงจรควบคุมกระแส และแรงดันได้
2. เพื่อให้ นักศึกษาสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

- | | |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดสอบเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ | 1 เครื่อง |
| 2. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง | 1 เครื่อง |
| 3. โหลด | 1 ชุด |
| 4. ออสซิลโลสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. คิววิตอลมัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |

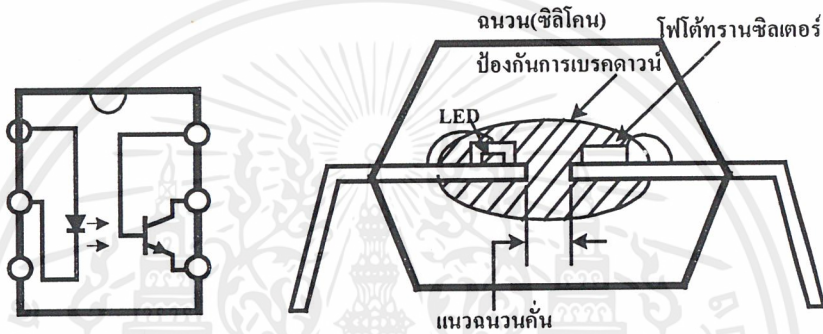
ทฤษฎีเบื้องต้น

คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนปฐมภูมิ และทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อความปลอดภัย การป้องกันสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโตคัปเปลอร์นับได้เป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนปฐมภูมิและส่วนทุติยภูมิของวงจร

ออปโตคัปเปลอร์ หรือ ออปโตไอโซเลเตอร์สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโตคัปเปลอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโตคัปเปลอร์จะประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 1.1

การเลือกใช้ออปโตคัปเปลอร์ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งมีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้คือ

- 1) ออปโตคัปเปลอร์จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองตัวคือ LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1,600-6,000 โวลต์ขึ้นไป
- 2) วงจรขับออปโตคัปเปลอร์มีการชดเชยอุณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราส่วนผ่านกระแสของออปโตคัปเปลอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ และมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการใช้งานไปนานๆ ด้วย



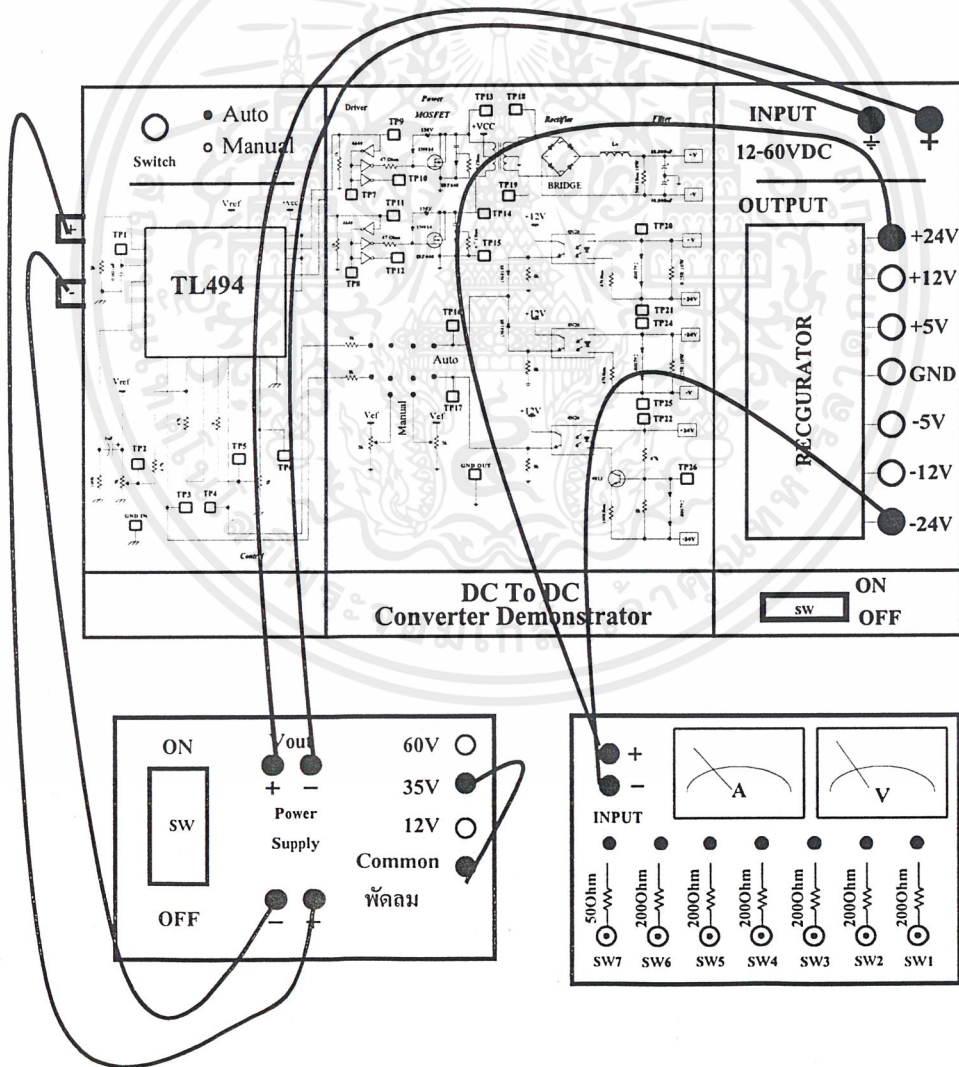
รูปที่ 1.1 โครงสร้างภายในของออปโตคัปเปลอร์

การนำเอาออปโตคัปเปลอร์มาใช้แยกส่วนทางไฟฟ้าในวงจรควบคุม อาจทำให้ได้ดังรูปที่ 1 โดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจรไอซี 4N26 จะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าแรงดันที่ขา 1 มีค่ามากกว่า 1.25 โวลต์ ดังนั้นหากวงจรแบ่งแรงดันถูกกำหนดให้มีค่าประมาณ 1.25 โวลต์ จะทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED ของออปโตคัปเปลอร์ และมีการส่งผ่านกระแสไปยังวงจรควบคุมทางปฏิกิริยาได้

โดยค่ากระแสที่ได้จะขึ้นกับค่าความเข้มของแสงจาก LED จะเห็นได้ว่า หากมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่ากระแสที่ไหลผ่าน LED ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงไปและความเข้มแสงจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยวงจรควบคุมทางปฏิกิริยา ก็จะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้เช่นกัน

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 35 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Auto
4. ทำการต่อโหลดที่จุดวัด $\pm 24V$
5. ให้ทำการ OFF สวิตช์ลงทั้งหมด(โหลดLED ดับทั้งหมด)
6. ทำการเปิด SW1



รูปที่ 1.2 การต่อวงจรของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
8. ทำการเปิด SW1 , SW2
9. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
10. ทำการเปิด SW1 , SW2 , SW3
11. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
12. ทำการเปิด SW1 , SW2 , SW3 , SW4
13. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
14. ทำการเปิด SW1 , SW2 , SW3 , SW4 , SW5
15. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
16. ทำการเปิด SW1 , SW2 , SW3 , SW4 , SW5 , SW6
17. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
18. ทำการเปิด SW1 , SW2 , SW3 , SW4 , SW5 , SW6 , SW7
19. วัดแรงดันที่จุด TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่จุด TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
20. ให้ทำการเปิด SW1 โดย ปิด SW ที่เหลือทั้งหมด
21. วัดแรงดันที่ TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่ TP 22 และ TP 23 เทียบกับ GND OUT พร้อมบันทึกผล
TP 22 =V
TP 23=V
วัดแรงดันที่ TP 23 เทียบ TP 26 แล้วบันทึกผล.....V
22. ทำการเปิด SW1 , SW2
วัดแรงดันที่ TP 17 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V
วัดแรงดันที่ TP 22 และ TP 23 เทียบกับ GND OUT พร้อมบันทึกผล

TP22 =V

TP23=V

วัดแรงดันที่ TP 23 เทียบ TP 26 แล้วบันทึกผล.....V

23. ทำการเปิด SW1 และปิด SW ที่เหลือ

วัดแรงดันที่ TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 20 เทียบกับ TP 21 พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 24 เทียบกับ TP 25 แล้วบันทึกผล.....V

24. ทำการเปิด SW1 , SW2, SW3

วัดแรงดันที่ TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 20 เทียบกับ TP 21 พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 24 เทียบกับ TP 25 แล้วบันทึกผล.....V

25. ทำการเปิด SW1 ถึง SW7

วัดแรงดันที่ TP 16 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 20 เทียบกับ TP 21 พร้อมบันทึกผล.....V

วัดแรงดันที่ TP 24 เทียบกับ TP 25 แล้วบันทึกผล.....V

สรุปผลการทดลอง

.....

.....

.....

.....

.....

คำถามท้ายการทดลอง

1. จงอธิบายการทำงานของออปโตคัปเปลอร์มาพอเข้าใจ
2. ออปโตคัปเปลอร์จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอุปกรณ์ทั้งสอง LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าเท่าไร

ใบงานที่ 4

วงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้นักศึกษาสามารถอธิบายเกี่ยวกับการทำงานของส่วนเรกติไฟเออร์ได้
2. เพื่อให้นักศึกษาสามารถอธิบายเกี่ยวกับวงจรฟิลเตอร์ได้
3. เพื่อให้นักศึกษาสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆได้
4. เพื่อให้นักศึกษาสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้

เครื่องมือและอุปกรณ์

- | | |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดลองเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ | 1 เครื่อง |
| 2. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง | 1 เครื่อง |
| 3. โหลด | 1 ชุด |
| 4. ออสซิลโลสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |

ทฤษฎีเบื้องต้น

1) เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนที่สำคัญเรกติไฟเออร์ ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะทำการแปลงแรงดันไฟกระแสสลับความถี่สูง ไปเป็น แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงความถี่สูง โดยจะต้องผ่านฟิลเตอร์ เพื่อกรองแรงดันให้เรียบขึ้น โดยไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังนี้ คือ 1. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ 2. มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} สั้น และ 3. สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่วๆ ไปไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาดำเนินตัวมาก กำลังการสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังนี้

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด
2. อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

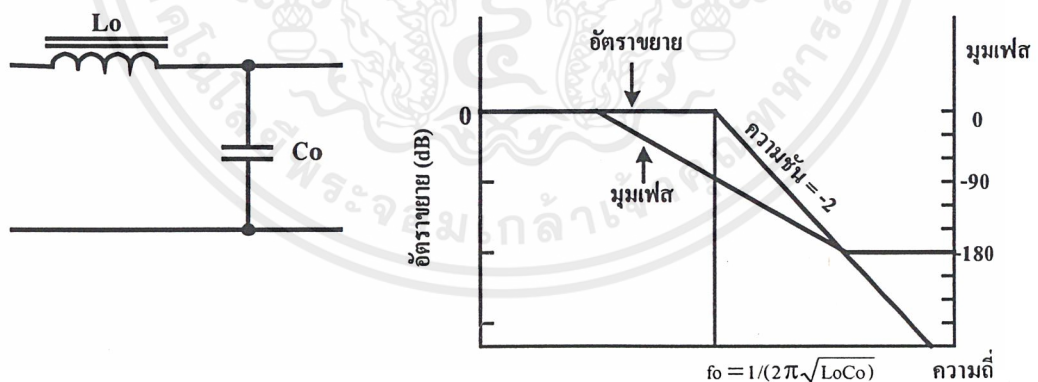
3. ซอตต์กีไดโอด

ฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด มีอัตราช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที สั้นกว่า ซิลิคอนไดโอดมาก และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงได้ 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองประมาณ 0.6 – 1.5 โวลต์ ไดโอดทั้งสองชนิดนี้เหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ ขึ้นไป

ส่วน ซอตต์กีไดโอด มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ เหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง ๆ ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันเอง แต่ก็มีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดที่ใช้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์ เท่านั้น และมีกระแสรั่วไหลสูง

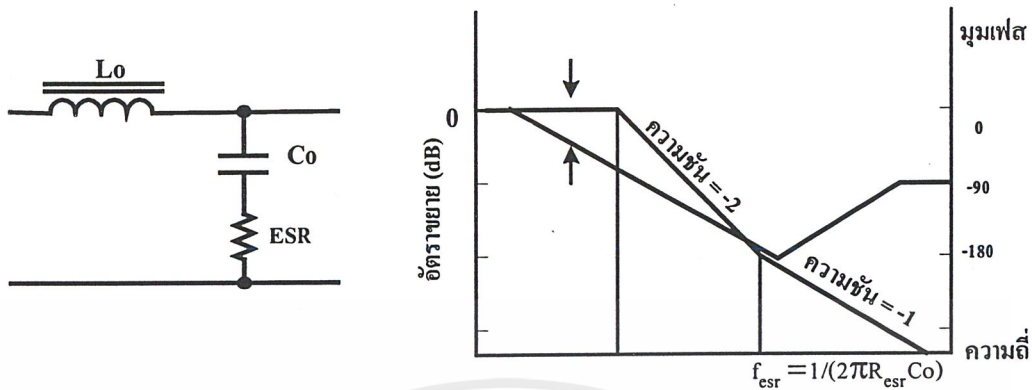
2) กรองความถี่แบบ LC

การต่อกันอยู่ของเอาต์พุต ไซค์ L_o และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ของคอนเวอร์เตอร์ จะเป็นลักษณะของวงจรผ่านความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต โบคพลอด (กราฟอัตราขยายของวงจรตามความถี่) ของวงจร $L_o C_o$ ที่เอาต์พุตจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4 เมื่อดูจากกราฟจะเห็นว่า ในช่วงความถี่ต่ำๆ อัตราขยายของวงจร $L_o C_o$ นี้จะมีค่าเท่ากับ 0 dB เรื่อยมา จนถึงค่า



ความถี่หักมุม (corner frequency) $f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_o C_o})$

รูปที่ 1.1 ผลตอบสนองตามความถี่ของอัตราขยาย และมุมเฟส
ของวงจรกรองความถี่แบบ LC ที่เอาต์พุต

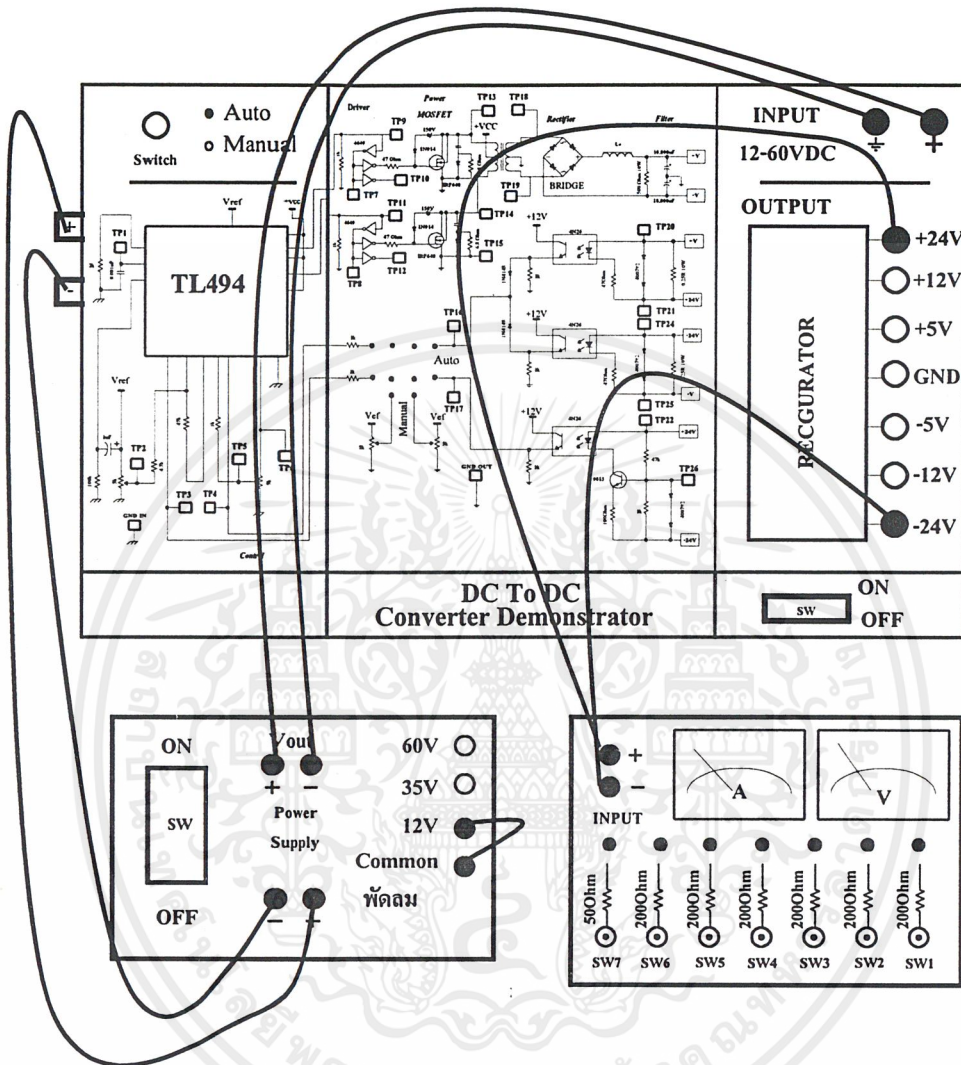


รูปที่ 1.2 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรความถี่แบบ LC

อัตราขยายจะลดลงอย่างรวดเร็วด้วยความชันเท่ากับ -2 (-40 dB ต่อสิบเท่าความถี่) และมุมเฟสจะเลื่อนไปอย่างรวดเร็วจนมีค่า -180 องศา (ถ้าหลัง) แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะมีค่า ESR ค่าของ ESR จะมีผลต่ออัตราขยายของวงจร $LoCo$ ที่ความถี่สูงๆ โดยที่ความถี่ $f_{csr} = 1/(2\pi R_{esr}Co)$ ความชันของอัตราลดลงมีค่าเท่ากับ -1 และมุมเฟสเลื่อนกลับมาที่ -90

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

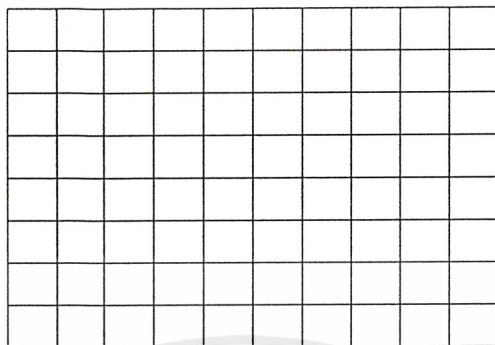
1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 12 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Auto
4. ทำการต่อโหนด ที่จุดวัด $\pm 24V$ ทำการเปิด SW1



รูปที่ 1.3 การต่อวงจรของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วัดสัญญาณที่จุด TP 13 วัด CH 1 และ TP 14 วัด CH 2 เทียบกับ GND IN พร้อมบันทึกผล



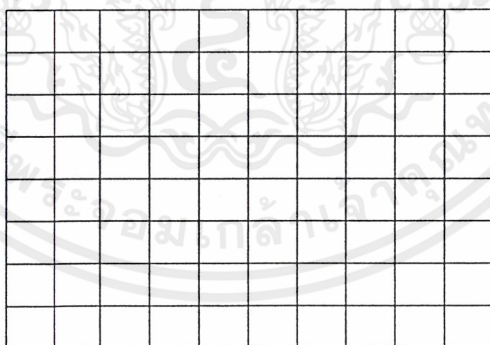
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.4 สัญญาณที่ TP 13 และ TP 14

6. วัดสัญญาณที่จุด TP 18 วัด CH 1 และ TP 19 วัด CH 2 เทียบกับ GND OUT พร้อมบันทึกผล



Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.5 สัญญาณที่ TP 18 และ TP 19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใบงานที่ 5

DC To DC Converter

วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้นักศึกษาสามารถอธิบายเกี่ยวกับ DC To DC Converter ได้
2. เพื่อให้นักศึกษาสามารถอธิบายหลักการของ DC To DC Converter ได้
3. เพื่อให้นักศึกษาสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้

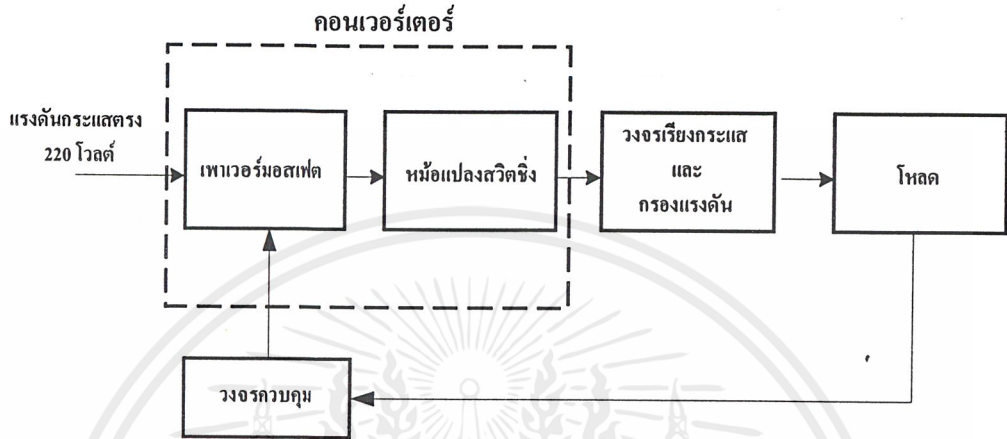
เครื่องมือและอุปกรณ์

- | | |
|---|-----------|
| 1. ชุดทดลองเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ | 1 เครื่อง |
| 2. แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง | 1 เครื่อง |
| 3. โหลด | 1 ชุด |
| 4. ออสซิลโลสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. คิวติคอลลมัลติมิเตอร์ | 1 เครื่อง |

ทฤษฎีเบื้องต้น

แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง คงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟกระแสตรงที่แรงดันค่าต่ำให้ค่าแรงดันสูงได้เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นหรือที่เรียกว่าแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งแบบเชิงเส้น และแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันลงมาเป็นแรงดันไฟต่ำเช่นกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งการพัฒนาของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้นจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

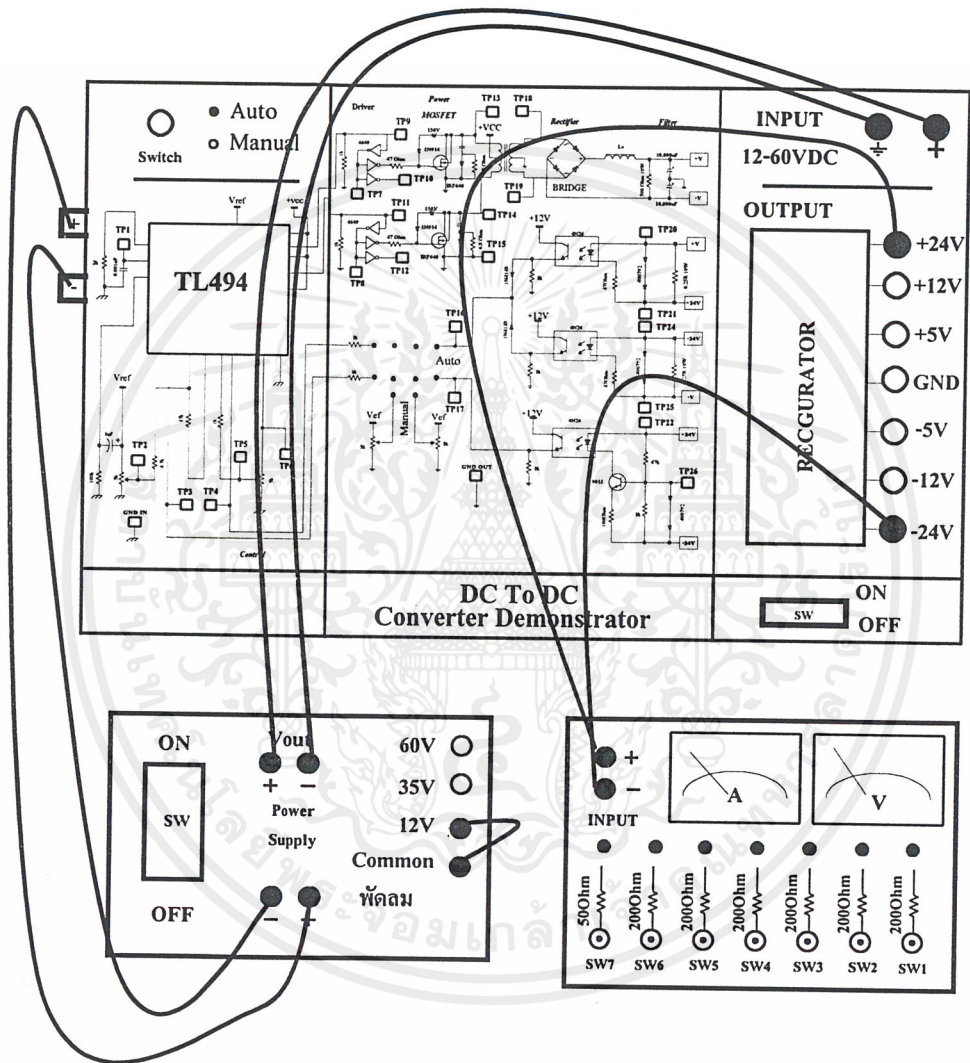
ในขณะเดียวกันแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย



รูปที่ 1.1 แผนผังการทำงานพื้นฐานของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

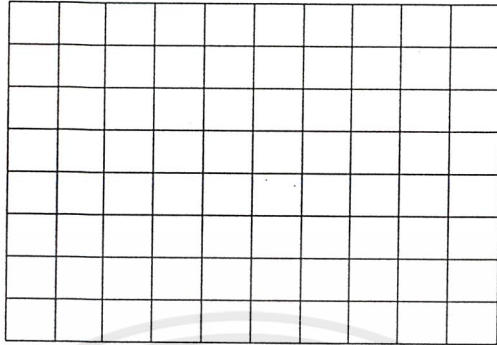
ลำดับขั้นการทดลอง

1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 ถึง 60 VDC
2. ปรับแหล่งจ่ายไฟไปที่ 12 VDC
3. ทำการเปิดสวิตช์และปรับตำแหน่งสวิตช์ควบคุมไปที่ตำแหน่ง Auto ที่ CH1 วัดสัญญาณที่จุด TP 10 และ ที่ CH2 วัดสัญญาณที่จุด TP12 กับ GND IN
4. ทำการต่อ Load ที่จุดวัด $\pm 24V$ และทำการเปิด SW1 ถึง SW4 พร้อมทำการ
5. วัดสัญญาณที่จุด TP 10 วัด CH1 และ TP 12 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



รูปที่ 1.2 การต่อวงจรของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



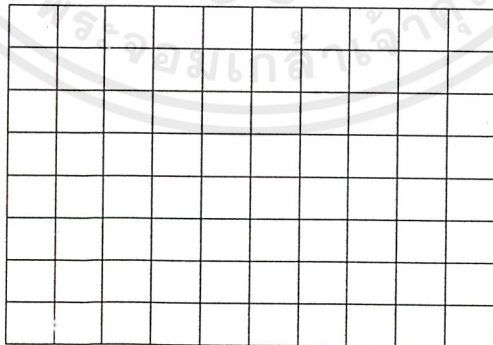
Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.3 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

5. ทำการเลือกระดับไฟที่ 35 โวลต์
6. ทำการเปิด SW ของชุดสาธิต
7. ทำการเปิด SW 1 ถึง 4
8. วัดสัญญาณที่จุด TP 10 วัด CH1 และ TP 12 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



Volts / Div =

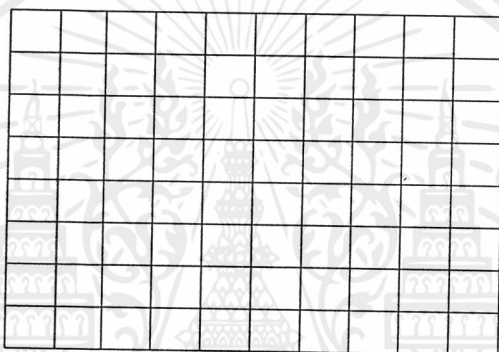
Time / Div =

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Freq / Div =

รูปที่ 1.4 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

9. ทำการปิด SW ของ แหล่งจ่ายไฟ ทำการเลือกระดับไฟที่ 60 VDC
10. ทำการเปิด SW1 และ SW2 ของชุดสาริต
11. ทำการ ON SW1 ถึง 4
12. วัดสัญญาณที่จุด TP 10 วัด CH1 และ TP 12 วัด CH2 พร้อมบันทึกผล



Volts / Div =

Time / Div =

Freq / Div =

รูปที่ 1.5 สัญญาณที่ TP 10 และ TP 12

สรุปผลการทดลอง

.....

.....

.....

.....

.....

คำถามท้ายการทดลอง

1. ในขณะที่ Load มีค่าเท่าเดิม สัญญาณที่ไปทรักษาเกิดเป็นอย่างไร เมื่อแรงดันทางอินพุตเพิ่มขึ้น
2. ทำไมแรงดันเอาต์พุตถึงเท่าเดิม
3. กระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านโหลด ในขณะที่แรงดันด้านอินพุตต่างกัน มีค่าเป็นอย่างไร





ภาคผนวก ง
รายละเอียด และคุณสมบัติของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by TL494/D

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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



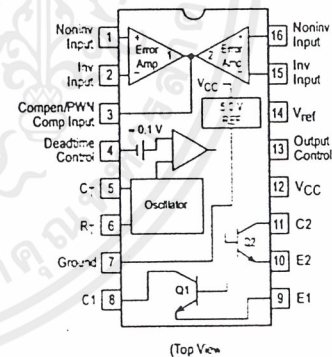
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)
For typical values $T_A = 25^\circ$ C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to V_{CC} –2.0			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_C	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100.	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 –	48 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 ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	Δf_{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	Δf_{osc} (ΔT)	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

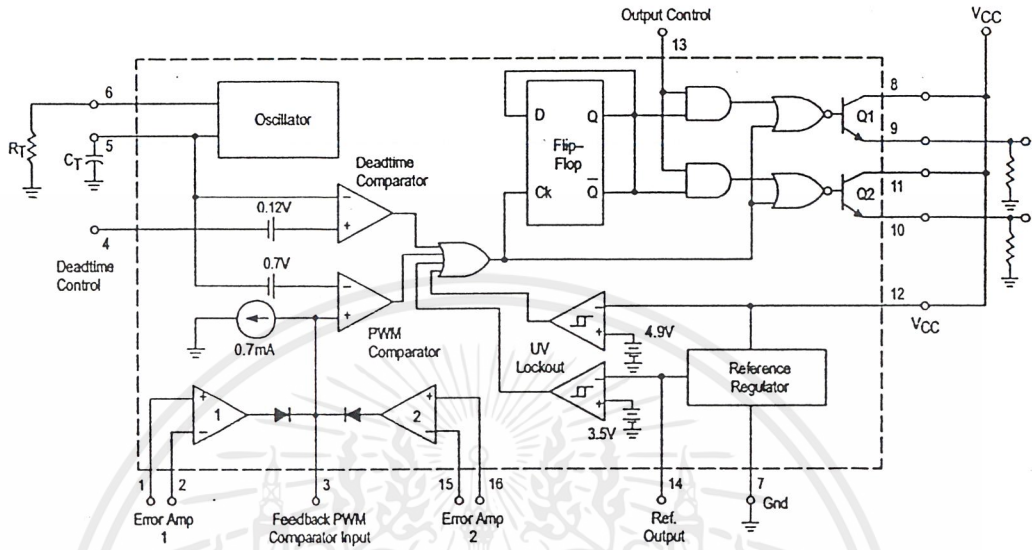
* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

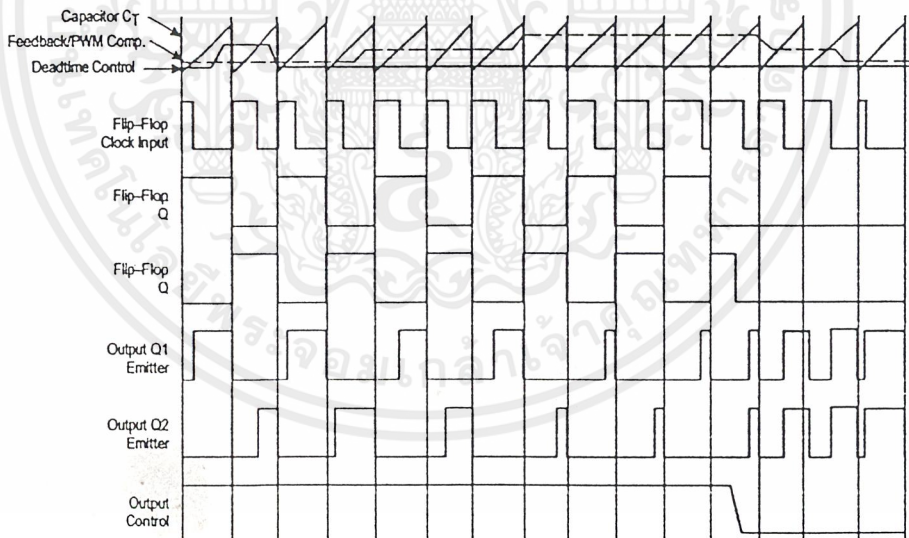
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

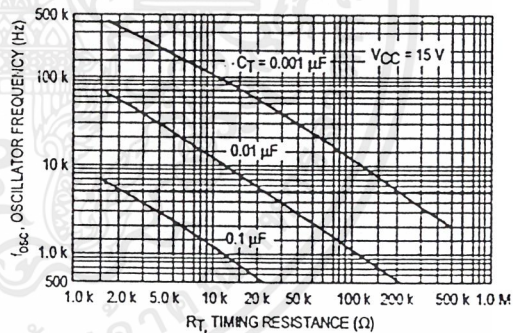
The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common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

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

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

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance



TL494

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

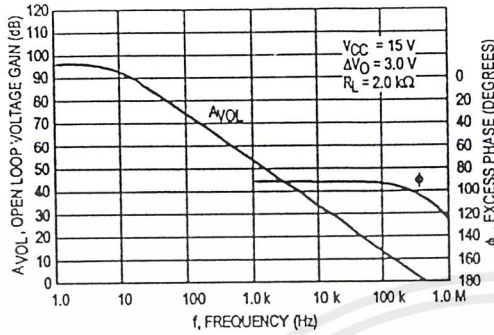


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

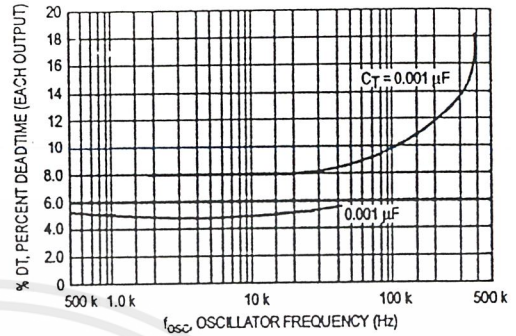


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

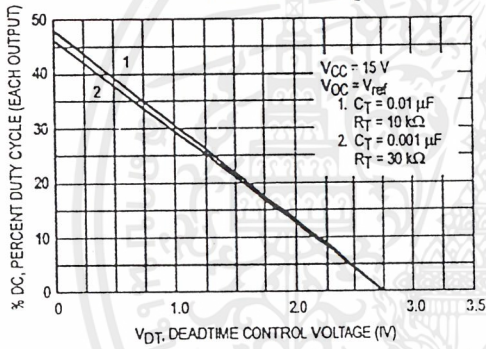


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

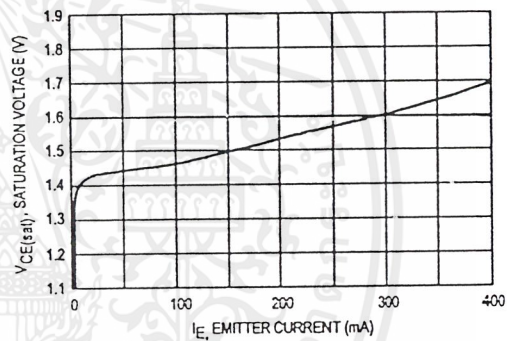


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

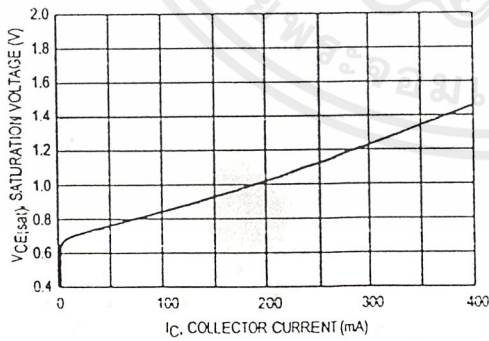
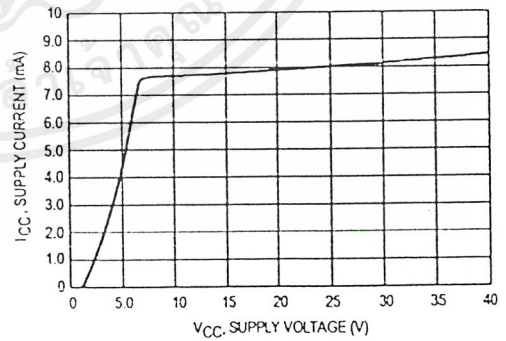


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

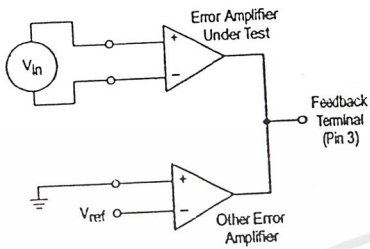


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

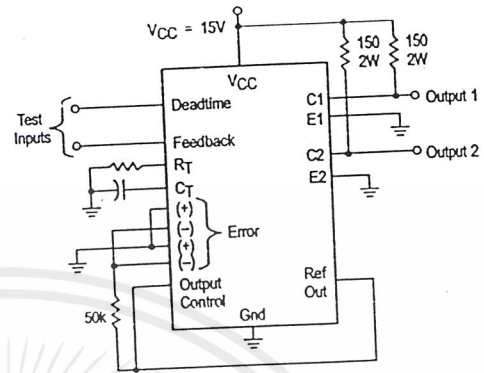


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

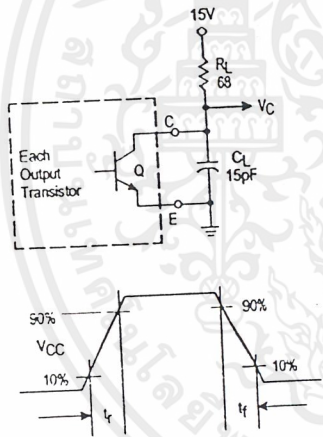
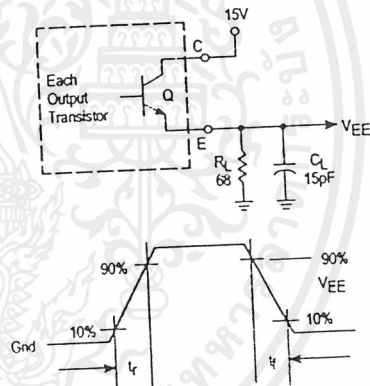


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

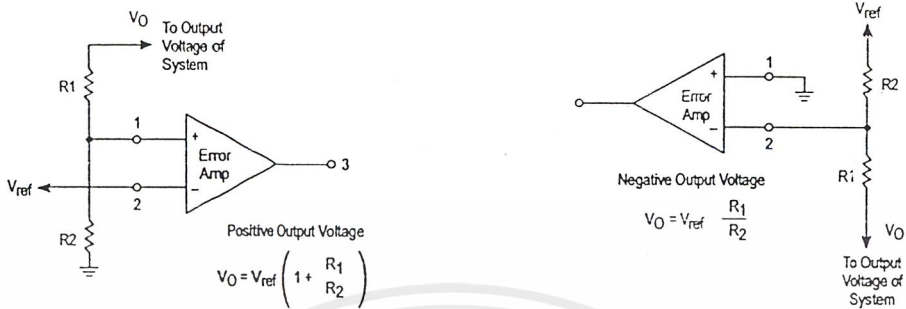


Figure 15. Deadtime Control Circuit

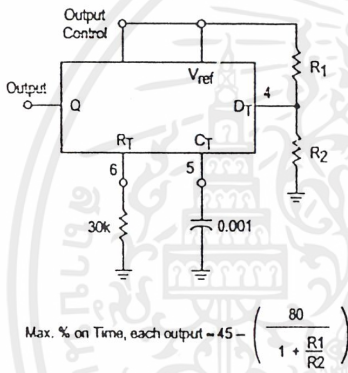


Figure 16. Soft-Start Circuit

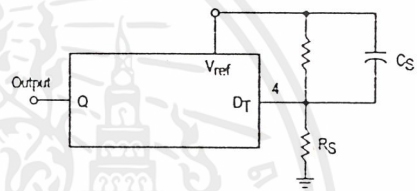
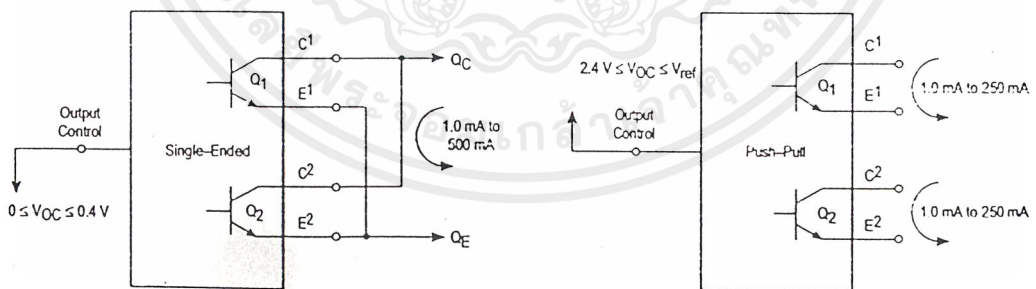


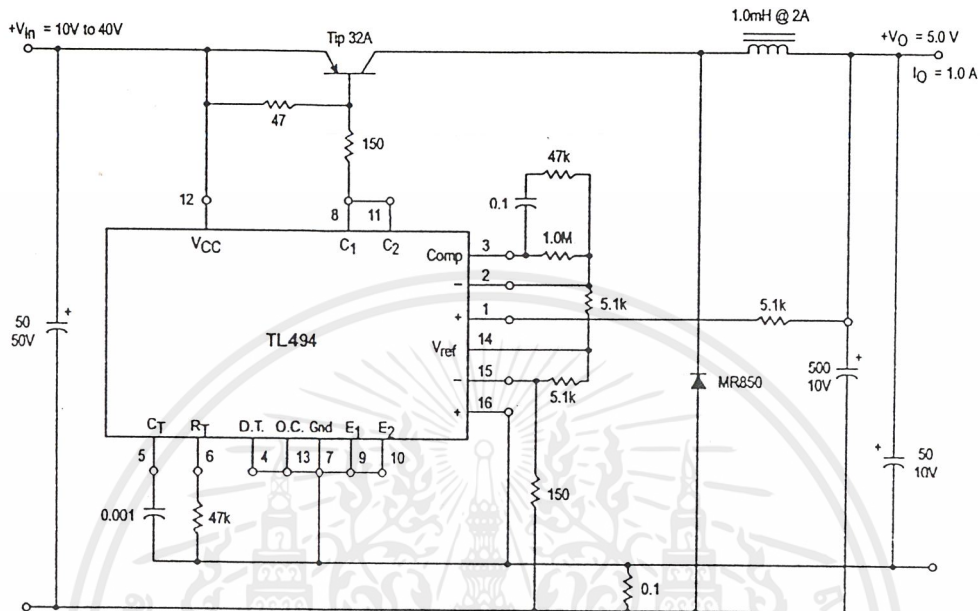
Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

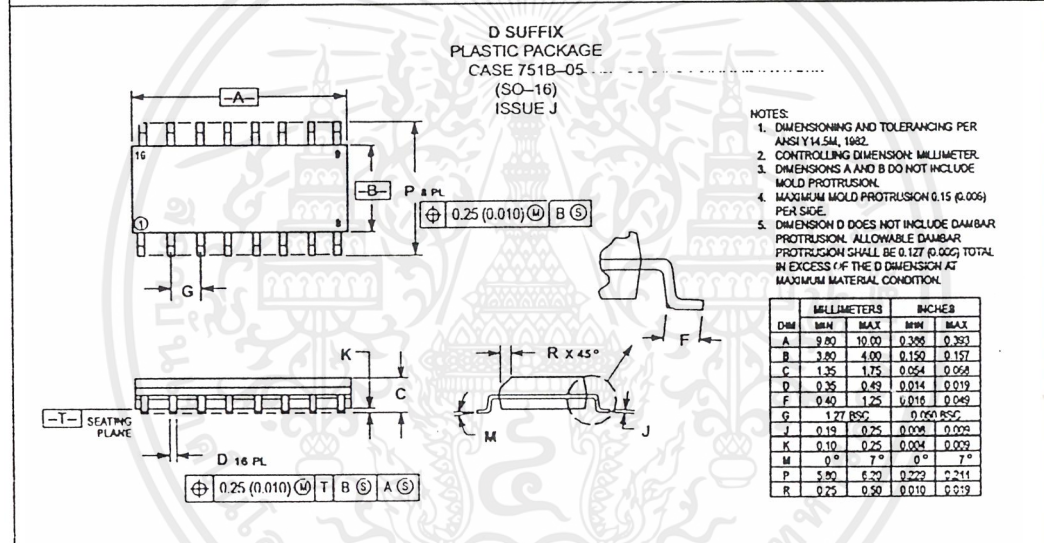
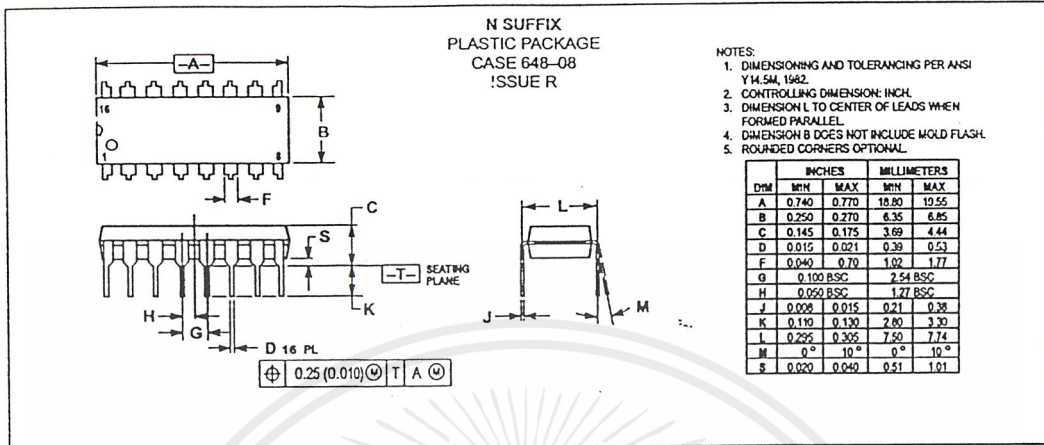
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

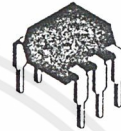
Vishay Telefunken

Optocoupler with Phototransistor Output

Description

The 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28 consist of a photo-transistor optically coupled to a gallium arsenide infrared-emitting diode in a 6-lead plastic dual-inline package.

The elements are mounted on one leadframe using a **coplanar technique**, providing a fixed distance between input and output for highest safety requirements.

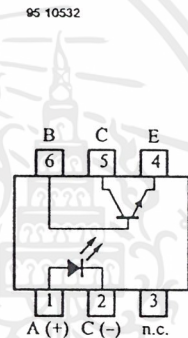


Applications

Galvanically separated circuits for general purposes

Features

- Isolation test voltage (RMS) 3.75 kV
- Underwriters Laboratory (UL) 1577 recognized, file number E-76222
- Low coupling capacity of typical 1 pF
- Current Transfer Ratio (CTR) of typical 100%
- Low temperature coefficient of CTR



Order Instruction

Ordering Code	CTR Ranking	Remarks
4N25/ 4N26	>20%	
4N27/ 4N28	>10%	

4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Telefunken

**Absolute Maximum Ratings**

Input (Emitter)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage		V_R	5	V
Forward current		I_F	60	mA
Forward surge current	$t_p \leq 10 \mu s$	I_{FSM}	3	A
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ C$	P_V	100	mW
Junction temperature		T_j	125	$^\circ C$

Output (Detector)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Collector base voltage		V_{CBO}	70	V
Collector emitter voltage		V_{CEO}	30	V
Emitter collector voltage		V_{ECO}	7	V
Collector current		I_C	50	mA
Peak collector current	$t_p/T = 0.5, t_p \leq 10 ms$	I_{CM}	100	mA
Power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ C$	P_V	150	mW
Junction temperature		T_j	125	$^\circ C$

Coupler

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Isolation test voltage (RMS)		$V_{IO}^{1)}$	3.75	kV
Total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ C$	P_{tot}	250	mW
Ambient temperature range		T_{amb}	-55 to +100	$^\circ C$
Storage temperature range		T_{stg}	-55 to +125	$^\circ C$
Soldering temperature	2 mm from case, $t \leq 10 s$	T_{sd}	260	$^\circ C$

1) Related to standard climate 23/50 DIN 50014



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Telefunken

Electrical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$)

Input (Emitter)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Forward voltage	$I_F = 50 \text{ mA}$	V_F		1.25	1.5	V
Junction capacitance	$V_R = 0, f = 1 \text{ MHz}$	C_j		60		pF

Output (Detector)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector base voltage	$I_C = 100 \mu\text{A}$	V_{CB0}	70			V
Collector emitter voltage	$I_E = 1 \text{ mA}$	V_{CE0}	30			V
Emitter collector voltage	$I_E = 100 \mu\text{A}$	V_{ECO}	7			V
Collector dark current	$V_{CB} = 10 \text{ V}$	I_{CBO}		0.1	20	nA
Collector dark current	$V_{CE} = 10 \text{ V}$	I_{CEO}		3.5	50	nA

Coupler

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Isolation test voltage (RMS)	$f = 50 \text{ Hz}, t = 2 \text{ s}$	$V_{IO}^{1)}$	3.75			kV
Isolation resistance	$V_{IO} = 1 \text{ kV}$, 40% relative humidity	$R_{IO}^{1)}$		10^{12}		Ω
Collector emitter saturation voltage	$I_F = 50 \text{ mA}, I_C = 2 \text{ mA}$	V_{CEsat}			0.5	V
Cut-off frequency	$V_{CE} = 5 \text{ V}, I_F = 10 \text{ mA}$, $R_L = 100 \Omega$	f_c		110		kHz
Coupling capacitance	$f = 1 \text{ MHz}$	C_k		1		pF

¹⁾ Related to standard climate 23/50 DIN 50014

Current Transfer Ratio (CTR)

Parameter	Test Conditions	Type	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_C/I_F	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_F = 10 \text{ mA}$	4N25, 4N26	CTR	0.2	1		
		4N27, 4N28	CTR	0.1	1		

4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Telefunken



Switching Characteristics

Parameter	Test Conditions	Symbol	Typ.	Unit
Turn-on time	$V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 10\text{ mA}, R_L = 100\ \Omega$ (see figure 1)	t_{on}	4.0	μs
Turn-off time		t_{off}	3.0	μs
Turn-on time	$V_{CE} = 5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}, R_L = 1\text{ k}\Omega$ (see figure 2)	t_{on}	9.0	μs
Turn-off time		t_{off}	18.0	μs

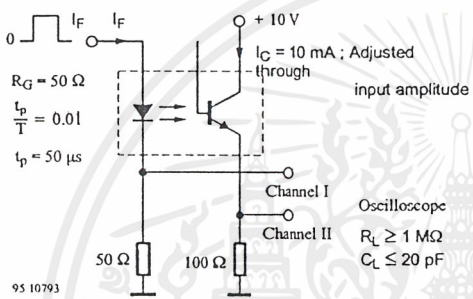


Figure 1. Test circuit, non-saturated operation

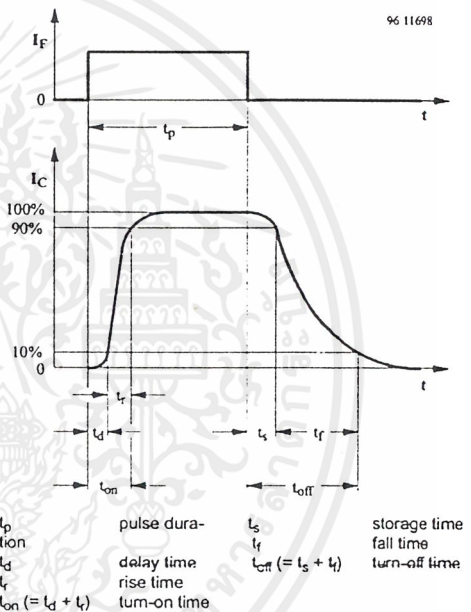


Figure 3. Switching times

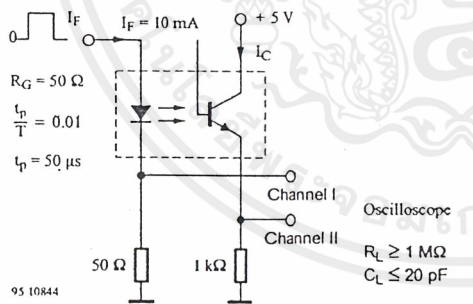


Figure 2. Test circuit, saturated operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28
Vishay Telefunken

Typical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

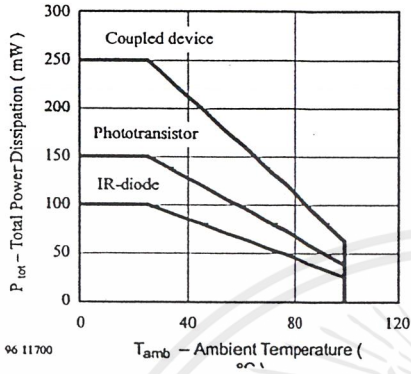


Figure 4. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

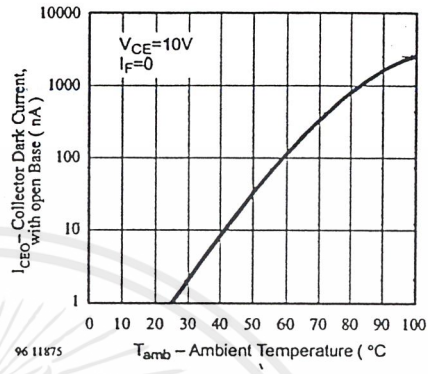


Figure 7. Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

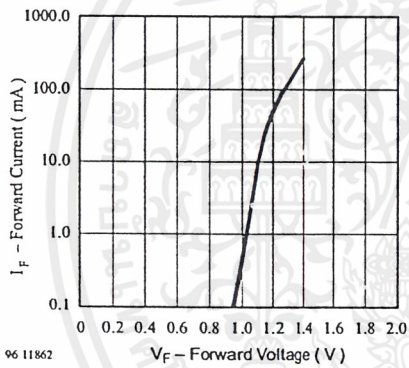


Figure 5. Forward Current vs. Forward Voltage

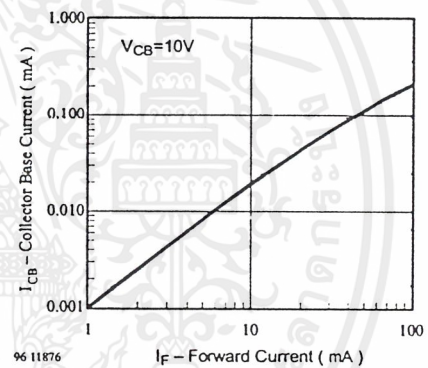


Figure 8. Collector Base Current vs. Forward Current

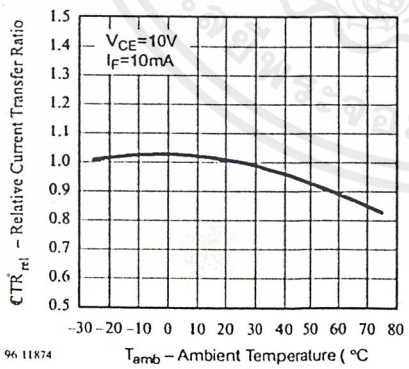


Figure 6. Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

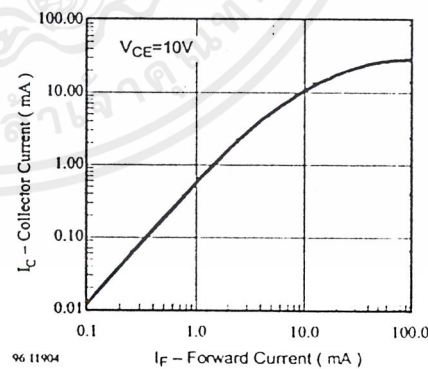


Figure 9. Collector Current vs. Forward Current

4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Telefunken

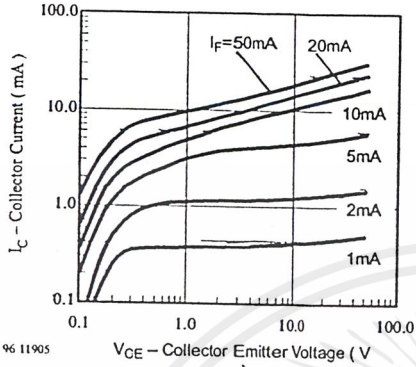


Figure 10. Collector Current vs. Collector Emitter Voltage

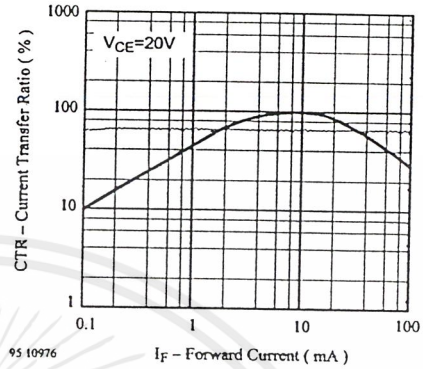


Figure 13. Current Transfer Ratio vs. Forward Current

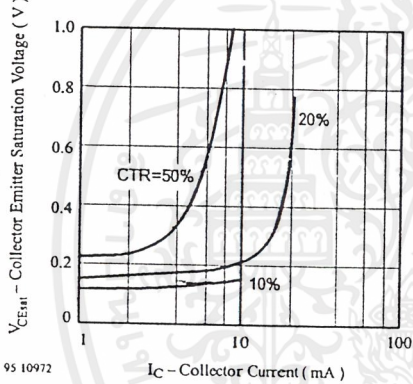


Figure 11. Collector Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

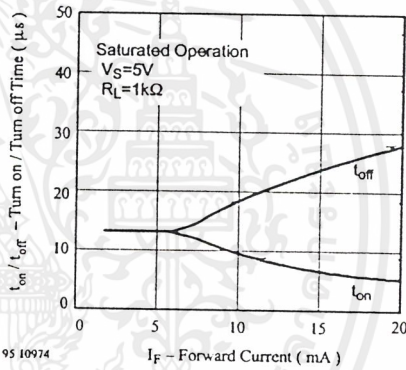


Figure 14. Turn on / off Time vs. Forward Current

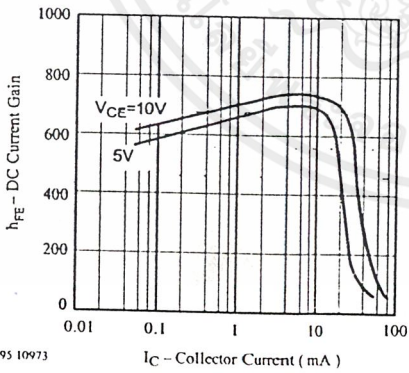


Figure 12. DC Current Gain vs. Collector Current

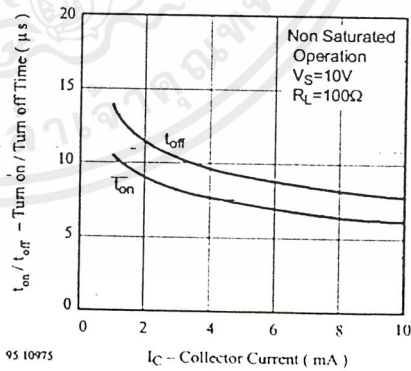


Figure 15. Turn on / off Time vs. Collector Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Telefunken

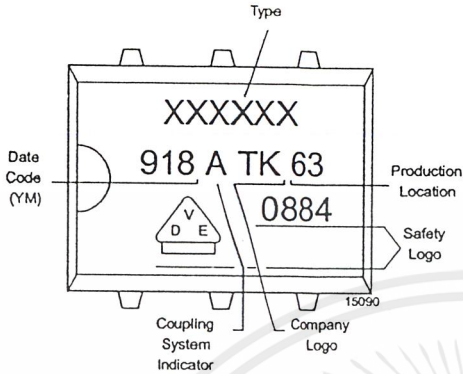
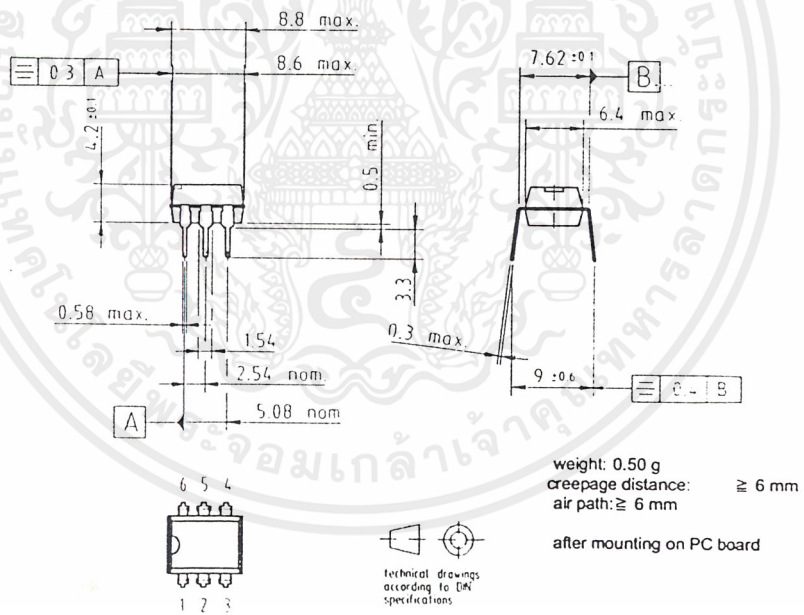


Figure 16. Marking example

Dimensions in mm





2N3055
MJ2955

COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

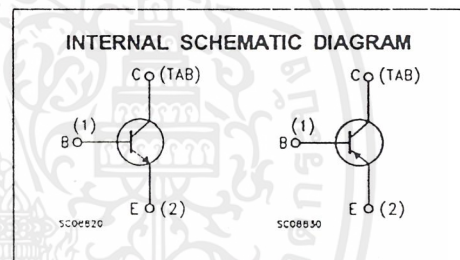
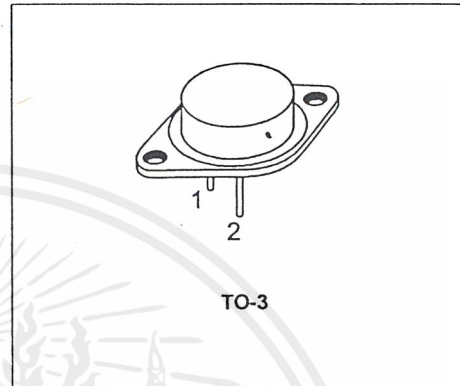
- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES
- COMPLEMENTARY NPN-PNP DEVICES

DESCRIPTION

The 2N3055 is a silicon Epitaxial-Base Planar NPN transistor mounted in Jedec TO-3 metal case.

It is intended for power switching circuits, series and shunt regulators, output stages and high fidelity amplifiers.

The complementary PNP type is MJ2955.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		NPN	MJ2955	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	100		V
V_{CER}	Collector-Emitter Voltage ($R_{BE} \leq 100\Omega$)	70		V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	60		V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	7		V
I_C	Collector Current	15		A
I_B	Base Current	7		A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c \leq 25^\circ\text{C}$	115		W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 200		$^\circ\text{C}$
T_J	Max. Operating Junction Temperature	200		$^\circ\text{C}$

For PNP types voltage and current values are negative.

August 1999

1/4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3055 / MJ2955

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.5	$^{\circ}C/W$
----------------	----------------------------------	-----	-----	---------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

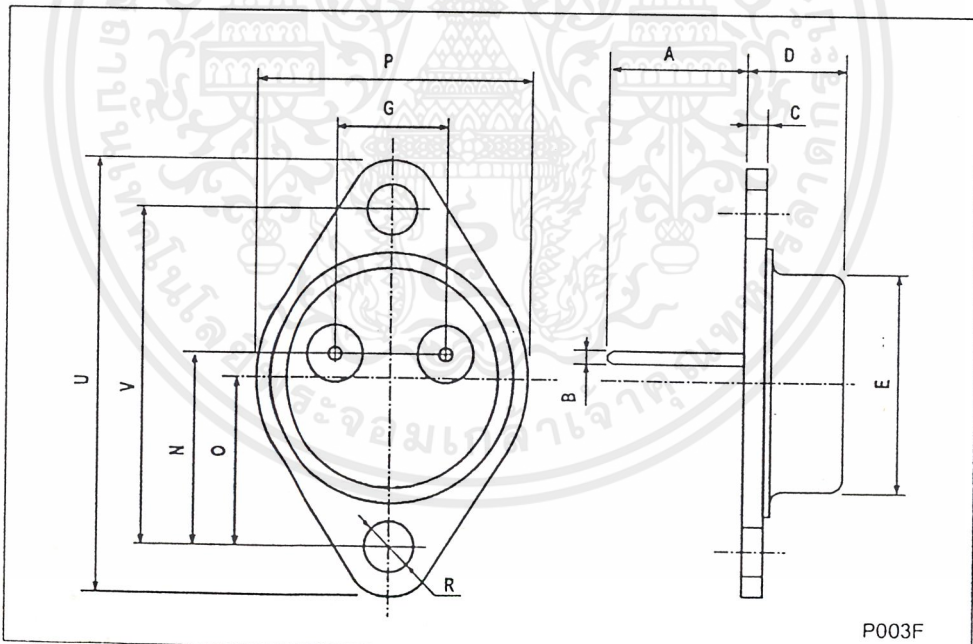
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -1.5V$)	$V_{CE} = 100 V$ $V_{CE} = 100 V$ $T_j = 150^{\circ}C$			1 5	mA mA
I_{CEO}	Collector Cut-off Current ($I_B = 0$)	$V_{CE} = 30 V$			0.7	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 7 V$			5	mA
$V_{CEO(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 200 mA$	60			V
$V_{CER(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ($R_{BE} = 100 \Omega$)	$I_C = 200 mA$	70			V
$V_{CE(sat)*}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 4 A$ $I_B = 400 mA$ $I_C = 10 A$ $I_B = 3.3 A$			1 3	V V
V_{BE*}	Base-Emitter Voltage	$I_C = 4 A$ $V_{CE} = 4 A$			1.8	V
h_{FE*}	DC Current Gain	$I_C = 4 A$ $V_{CE} = 4 A$ $I_C = 10 A$ $V_{CE} = 4 A$	20 5		70	
f_T	Transition frequency	$I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 10 V$	3			MHz
$I_{s/b*}$	Second Breakdown Collector Current	$V_{CE} = 40 V$	2.87			A

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
For PNP types voltage and current values are negative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TO-3 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	11.00		13.10	0.433		0.516
B	0.97		1.15	0.038		0.045
C	1.50		1.65	0.059		0.065
D	8.32		8.92	0.327		0.351
E	19.00		20.00	0.748		0.787
G	10.70		11.10	0.421		0.437
N	16.50		17.20	0.649		0.677
P	25.00		26.00	0.984		1.023
R	4.00		4.09	0.157		0.161
U	38.50		39.30	1.515		1.547
V	30.00		30.30	1.187		1.193



P003F



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP450

N - CHANNEL 500V - 0.33Ω - 14A - TO-247
PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP450	500 V	< 0.4 Ω	14 A

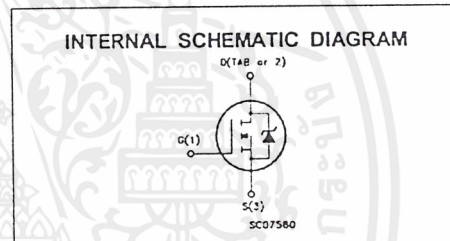
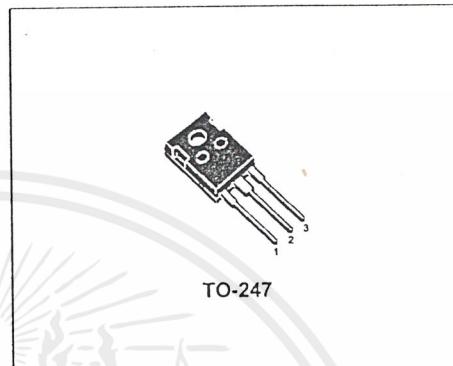
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.33 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	14	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	8.7	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	56	A
P _{Tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	190	W
	Derating Factor	1.5	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SO} ≤ 14 A, c. dt ≤ 130 A/μs, V_{CE} ≤ V_{BRDSS}, T_J ≤ T_{Jmax}

August 1998

1/8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.66	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}C/W$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T_j max)	14	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50$ V)	800	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ $V_{GS} = 0$	500			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20$ V			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10$ V $I_D = 8.4$ A		0.33	0.4	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10$ V	14			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 8.4$ A	9.3	13		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25$ V $f = 1$ MHz $V_{GS} = 0$		2600		pF
C_{oss}	Output Capacitance			330		pF
C_{rfs}	Reverse Transfer Capacitance			40		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 7\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		24 14		ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75 13.5 27		nC nC nC

SWITCHING OFF

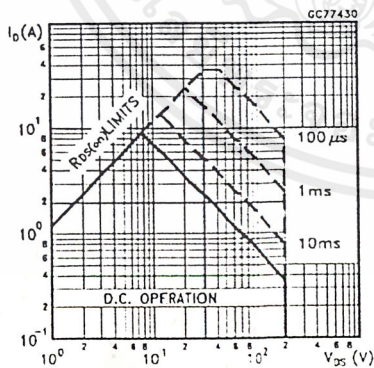
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		15 25 35		ns ns ns

SOURCE DRAIN DIODE

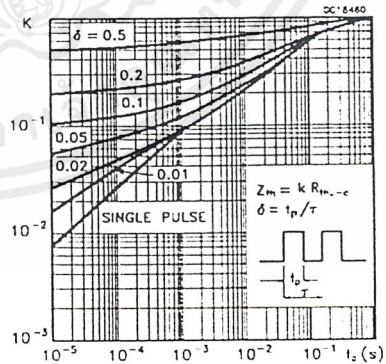
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM}(\ast)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				14 56	A A
$V_{SD}(\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.4	V
t_{rr} Q_{rr} I_{RRM}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		680 9 26		ns μC A

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
(*) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area



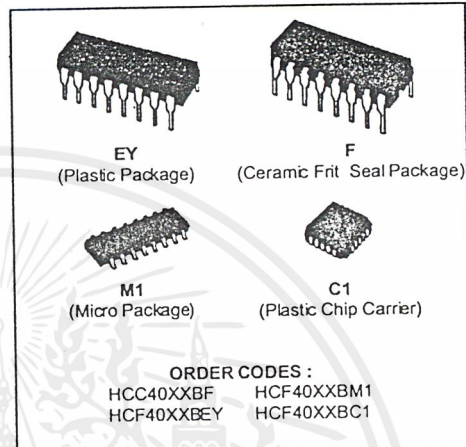
Thermal Impedance



HEX BUFFER/CONVERTERS

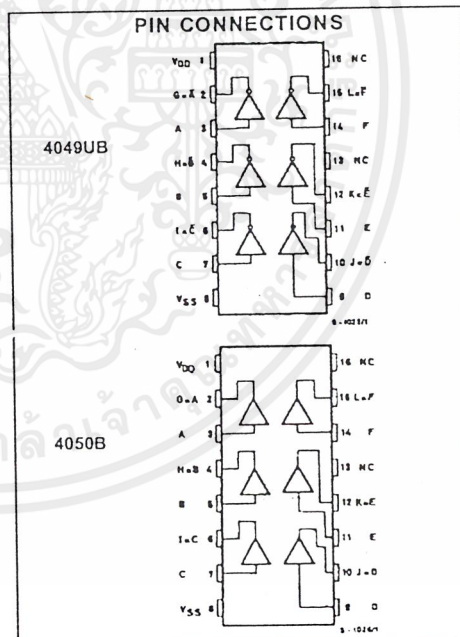
4049UB INVERTING TYPE
4050B NON-INVERTING TYPE

- HIGH SINK CURRENT FOR DRIVING 2 TTL LOADS
- HIGH-TO-LOW LEVEL LOGIC CONVERSION
- QUIESCENT CURRENT SPECIFIED TO 20V FOR HCC DEVICE
- HIGH "SINK" AND "SOURCE" CURRENT CAPABILITY
- 5V, 10V AND 15V PARAMETRIC RATINGS
- INPUT CURRENT OF 100 nA AT 18V AND 25°C FOR HCC DEVICE
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDEC TENTATIVE STANDARD N°. 13A, "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF "B" SERIES CMOS DEVICES"


DESCRIPTION

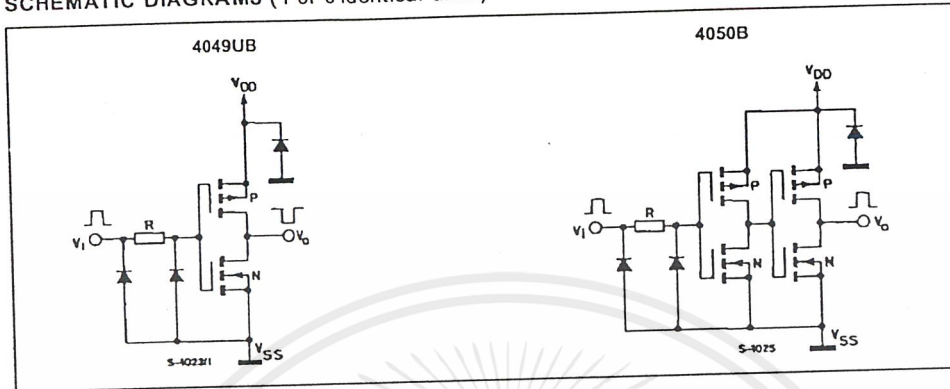
The HCC4049UB/4050B (extended temperature range) and the HCF4049UB/4050B (intermediate temperature range) are monolithic integrated circuits available in 16-lead dual in-line plastic or ceramic package and plastic micro package.

The HCC/HCF4049UB/4050B are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic-level conversion using only one supply voltage (V_{DD}). The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as COS/MOS to DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads ($V_{DD} = 5V$, $V_{OL} \leq 0.4V$, and $I_{OL} \geq 3.2mA$).



HCC/HCF4049UB/4050B

SCHEMATIC DIAGRAMS (1 of 6 identical units)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}^*	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	- 0.5 to + 20 - 0.5 to + 18	V
V_i	Input Voltage	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_i	DC Input Current (any one input)	± 10	mA
P_{tot}	Total Power Dissipation (per package) Dissipation per Output Transistor for $T_{op} = \text{Full Package-temperature Range}$	200 100	mW
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	$^{\circ}\text{C}$

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for external periods may affect device reliability.

* All voltage values are referred to V_{SS} pin voltage.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	3 to 18 3 to 15	V
V_i	Input Voltage	0 to V_{DD}	V
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}\text{C}$

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (over recommended operating conditions)

Symbol	Parameter	Test Conditions			Value								Unit
		V _I (V)	V _O (V)	V _{DD} (V)	T _{Low} *		25°C			T _{High} *			
					Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.		
I _{CC}	Quiescent Supply Current	HCC Types	0/ 5		5		1		0.02	1		30	μA
			0/10		10		2		0.02	2		60	
			0/15		15		4		0.02	4		120	
			0/20		20		20		0.04	20		600	
			0/ 5		5		4		0.02	4		30	
			0/10		10		8		0.02	8		60	
V _{OH}	Output High Voltage	HCC Types	0/ 5		5	4.95		4.95			4.95		V
			0/10		10	9.95		9.95			9.95		
			0/15		15	14.95		14.95			14.95		
V _{OL}	Output Low Voltage	HCC Types	5/0		5		0.05			0.05		0.05	V
			10/0		10		0.05			0.05		0.05	
			15/0		15		0.05			0.05		0.05	
V _{IH}	Input High Voltage (4049UB)	HCC Types	0.5	5	4		4				4		V
			1	10	8		8				8		
			2	15	12		12				12		
V _{IH}	Input High Voltage (4050B)	HCC Types	4.5	5	3.5		3.5				3.5		V
			9	10	7		7				7		
			13.5	16	11		11				11		
V _{IL}	Input Low Voltage (4049UB)	HCC Types	4.5	5		1				1		1	V
			9	10		2				2		2	
			13	15		3				3		3	
V _{IL}	Input Low Voltage (4050B)	HCC Types	0.5	5		1.5				1.5		1.5	V
			1	10		3				3		3	
			1.5	15		4				4		4	
I _{OH}	Output Drive Current	HCC Types	0/ 5	2.5	5	1.6		-1.25	-6.4			-0.9	mA
			0/ 5	4.6	5	0.64		-0.51	-1.6			-0.36	
			0/10	9.5	10	1.6		-1.30	-3.6			-0.9	
		0/15	13.5	15	4.7		-3.75	-12			-2.7		
		0/ 5	2.5	5	1.5		-1.25	-6.4			-1		
		0/ 5	4.6	5	0.61		-0.51	-1.6			-0.42		
HCF Types	0/10	9.5	10	1.5		-1.25	-3.6			-1			
	0/15	13.5	15	4.5		-3.75	-12			-3			
	0/ 5	2.5	5	3.75		3.2	6.4			2.2			
I _{OL}	Output Sink Current	HCC Types	0/10	0.5	10	10		8	16			5.6	mA
			0/15	1.5	15	30		24	48			17	
			0/ 5	0.4	5	3.6		3.2	6.4			2.6	
HCF Types	0/10	0.5	10	9.6		8	16			6.6			
	0/15	1.5	15	28		24	48			19			
	I _{IH} , I _{IL}	Input Leakage Current	HCC Types	0/18		18		± 0.1		± 10 ⁻⁵	± 0.1		± 1
0/15					15		± 0.3		± 10 ⁻⁵	± 0.3		± 1	
C _I	Input Capacitance	4049UB	Any Input							15	22.5		pF
		4050B								5	7.5		

(*) T_{Low} = -55°C for HCC device ; -40°C for HCF device.
 T_{High} = +125°C for HCC device ; +85°C for HCF device.
 The Noise Margin (only HCC/HCF4050B type) for both '1' and '0' level is : 1V min. with V_{DD} = 5V, 2V min. with V_{DD} = 10V, 2.5V min. with V_{DD} = 15V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

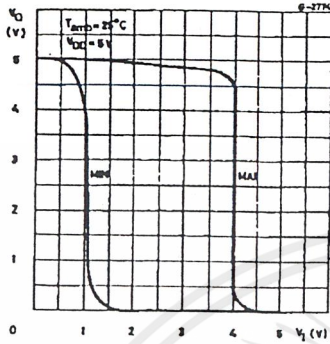
HCC/HCF4049UB/4050B

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $C_L = 50\text{pF}$, $R_L = 200\text{k}\Omega$, typical temperature coefficient for all V_{DD} values is $0.3\%/^{\circ}\text{C}$, all input rise and fall times = 20ns)

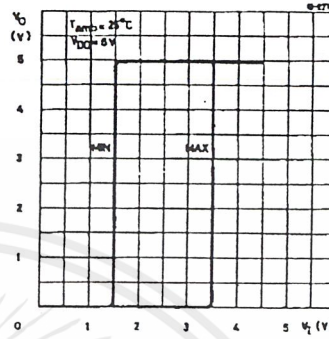
Symbol	Parameter	Test Conditions		Value			Unit
		V_I (V)	V_{DD} (V)	Min.	Typ.	Max.	
t_{PLH}	Propagation Delay Time (4049UB)	5	5		60	120	ns
		10	10		32	65	
		10	5		45	90	
		15	15		25	50	
		15	5		45	90	
t_{PLH}	Propagation Delay Time (4050B)	5	5		70	140	ns
		10	10		40	80	
		10	5		45	90	
		15	15		30	60	
		15	5		40	80	
t_{PHL}	Propagation delay Time (4049UB)	5	5		32	65	ns
		10	10		20	40	
		10	5		15	30	
		15	15		15	30	
		15	5		10	20	
t_{PHL}	Propagation Delay Time (4050B)	5	5		55	110	ns
		10	10		22	55	
		10	5		50	100	
		15	15		15	30	
		15	5		50	100	
t_{TLH}	Transition Time	5	5		80	160	ns
		10	10		40	80	
		15	15		30	60	
t_{THL}	Transition Time	5	5		30	60	ns
		10	10		20	40	
		15	15		15	30	

HCC/HCF4049UB/4050B

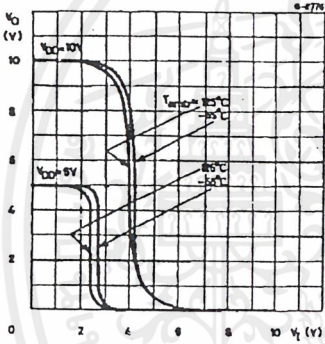
Minimum and Maximum Voltage Transfer Characteristics for 4049UB.



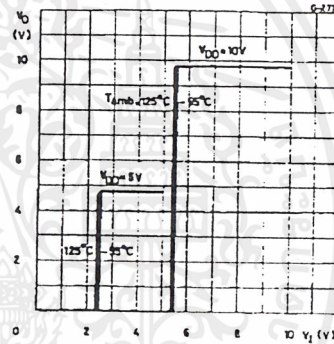
Minimum and Maximum Voltage Transfer Characteristics for 4050B.



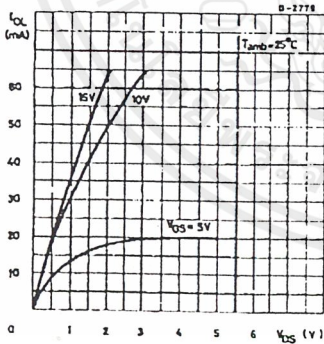
Typical Voltage Transfer Characteristics as a Function of Temperature for 4049UB.



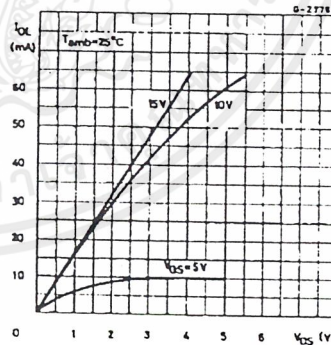
Typical Voltage Transfer Characteristics as a Function of Temperature for 4050B.



Typical Output Low (sink) Current Characteristics.

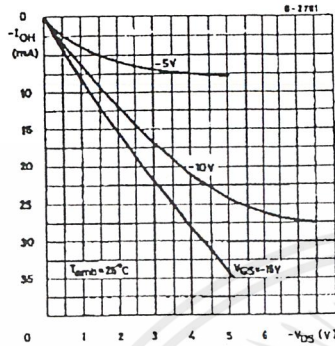


Minimum Output Low (sink) Current Characteristics.

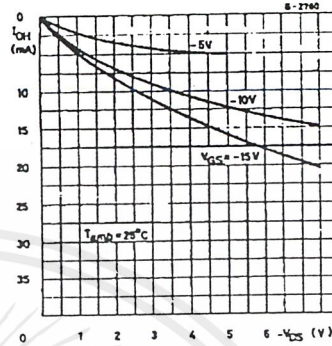


HCC/HCF4049UB/4050B

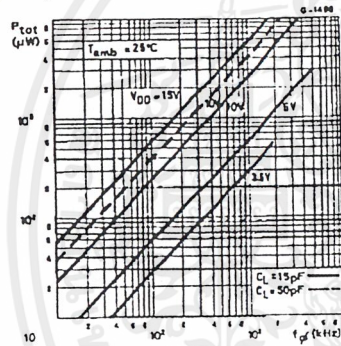
Typical Output High (source) Current Characteristics.



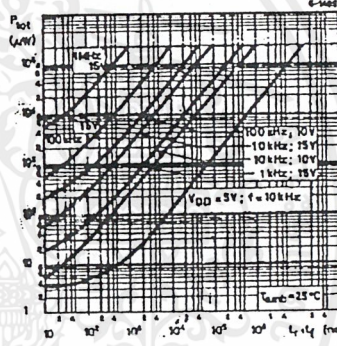
Minimum Output High (source) Current Characteristics.



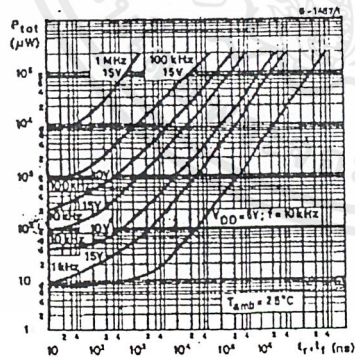
Typical Power Dissipation per Buffer/Inverter vs. Frequency.



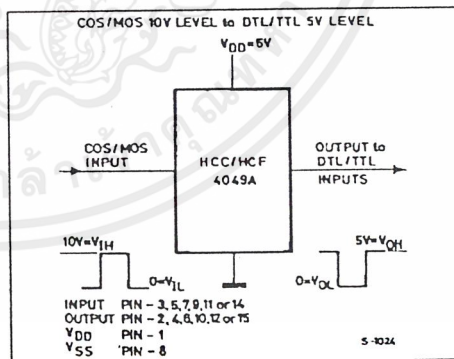
Typical Power Dissipation vs. Input Transition Time per Inverter for 4049UB.



Typical Power Dissipation vs. Input Transition Time per Inverter for 4050B.

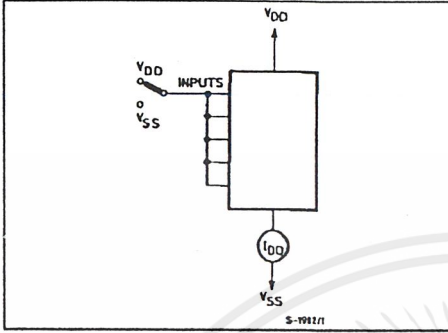


Logic-Level Conversion Application.

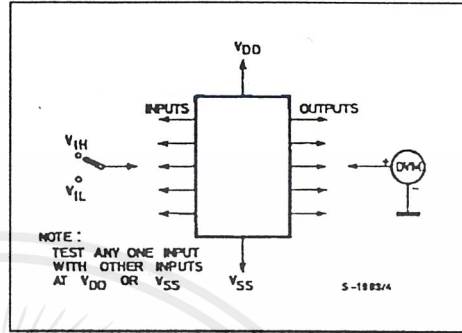


TEST CIRCUITS

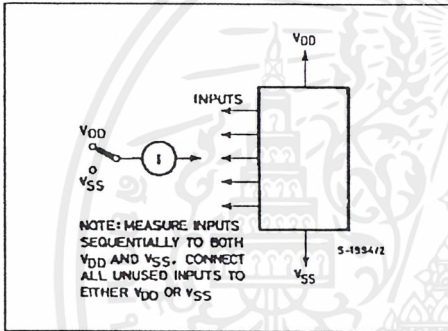
Quiescent Device Current



Input Voltage.



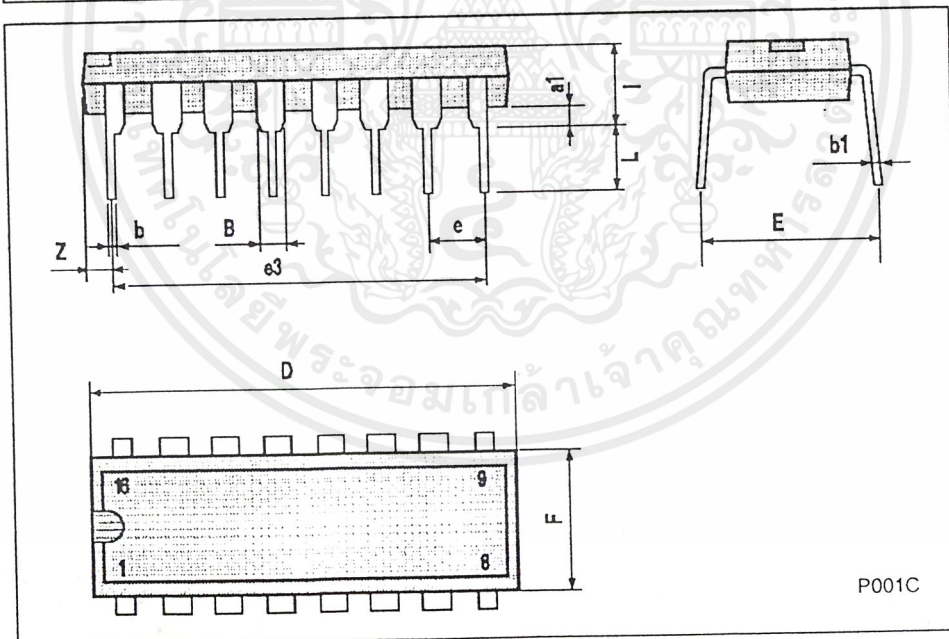
Input Current.



HCC/HCF4049UB/4050B

Plastic DIP16 (0.25) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050



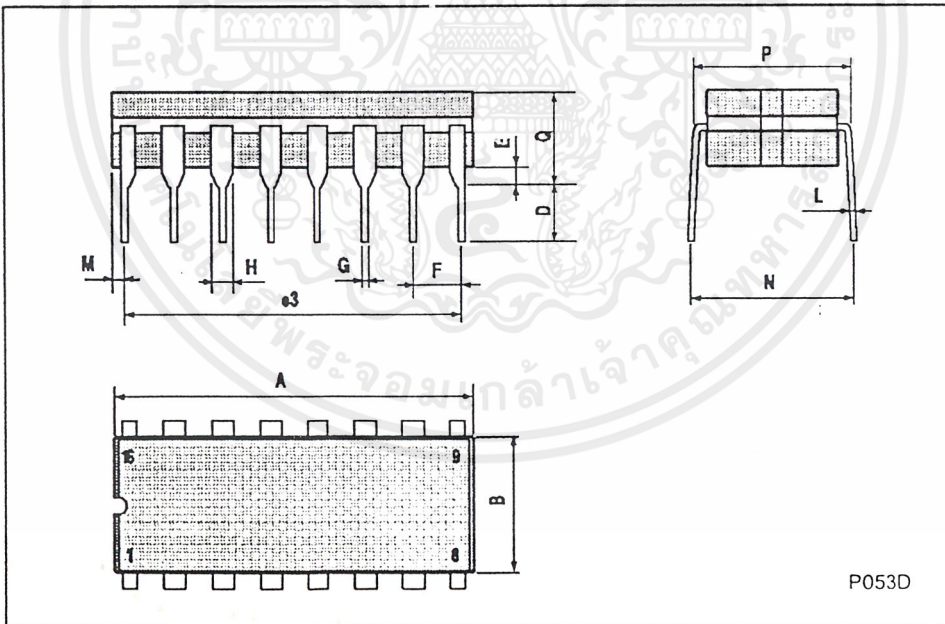
8/12



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ceramic DIP16/1 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			20			0.787
B			7			0.276
D		3.3			0.130	
E	0.38			0.015		
e3		17.78			0.700	
F	2.29		2.79	0.090		0.110
G	0.4		0.55	0.016		0.022
H	1.17		1.52	0.046		0.060
L	0.22		0.31	0.009		0.012
M	0.51		1.27	0.020		0.050
N			10.3			0.406
P	7.8		8.05	0.307		0.317
Q			5.08			0.200

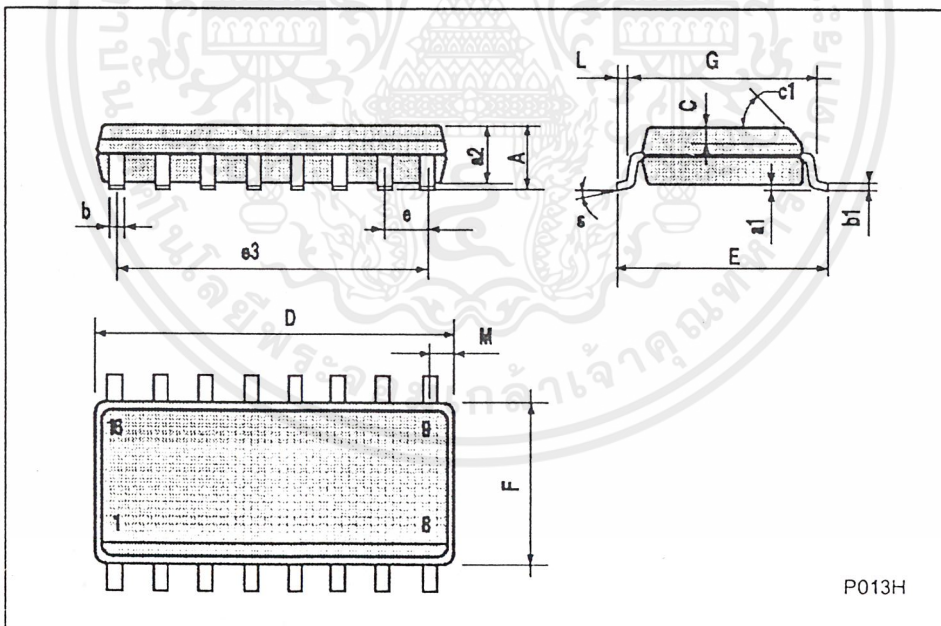


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCC/HCF4049UB/4050B

SO16 (Narrow) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.068
a1	0.1		0.2	0.004		0.007
a2			1.65			0.064
b	0.35		0.46	0.013		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5		0.019		
c1	45° (typ.)					
D	9.8		10	0.385		0.393
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F	3.8		4.0	0.149		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.019		0.050
M			0.62			0.024
S	8° (max.)					

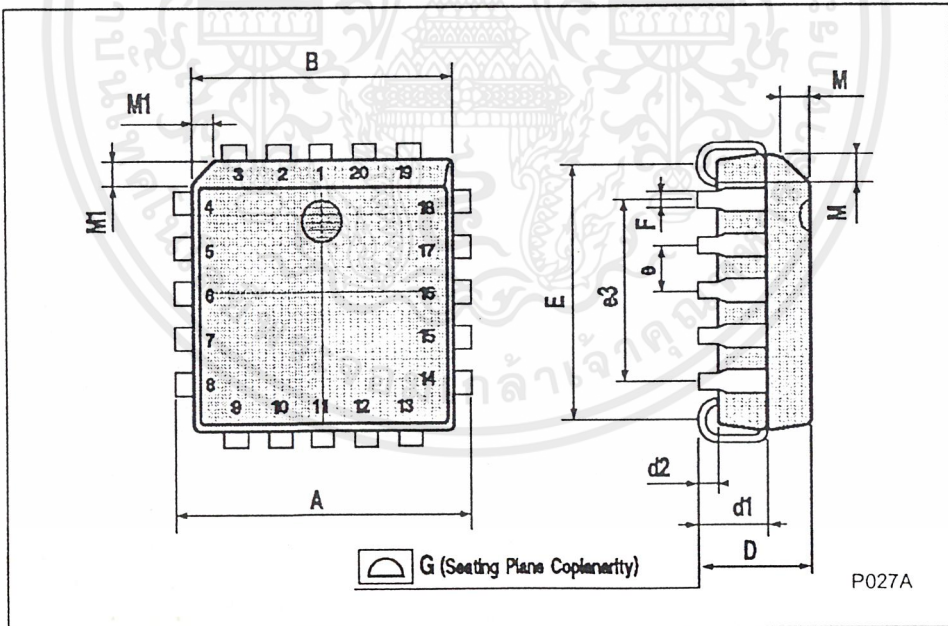


10/12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLCC20 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	9.78		10.03	0.385		0.395
B	8.89		9.04	0.350		0.356
D	4.2		4.57	0.165		0.180
d1		2.54			0.100	
d2		0.56			0.022	
E	7.37		8.38	0.290		0.330
e		1.27			0.050	
e3		5.08			0.200	
F		0.38			0.015	
G			0.101			0.004
M		1.27			0.050	
M1		1.14			0.045	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

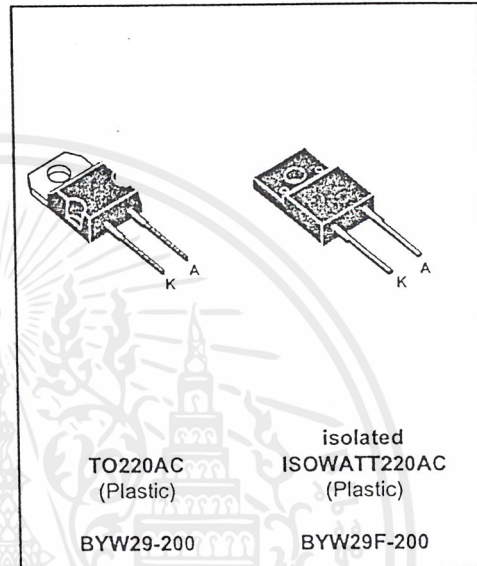
HIGH EFFICIENCY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

FEATURES

- SUITED FOR SMPS
- VERY LOW FORWARD LOSSES
- NEGLIGIBLE SWITCHING LOSSES
- HIGH SURGE CURRENT CAPABILITY
- HIGH AVALANCHE ENERGY CAPABILITY
- INSULATED VERSION (ISOWATT220AC):
Insulating voltage = 2000 V DC
Capacitance = 12 pF

DESCRIPTION

Single chip rectifier suited for switchmode power supply and high frequency DC to DC converters. Packaged in TO220AC or ISOWATT220AC this device is intended for use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling and polarity protection applications.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current		16	A	
$I_{F(AV)}$	Average forward current $\delta = 0.5$	TO220AC	$T_c = 120^\circ\text{C}$	8	A
		ISOWATT220AC	$T_c = 100^\circ\text{C}$	8	
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current		$t_p = 10\text{ms}$ sinusoidal	80	A
T_{stg} T_j	Storage and junction temperature range		- 65 to + 150	$^\circ\text{C}$	
			- 65 to + 150	$^\circ\text{C}$	

Symbol	Parameter	BYW29-(F)				Unit
		50	100	150	200	
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	50	100	150	200	V

BYW29(F)

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter		Value	Unit
Rth (j-c)	Junction to case	TO220AC	2.8	°C/W
		ISOWATT220AC	5.0	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I _R *	T _j = 25°C	V _R = V _{RRM}			10	μA
	T _j = 100°C				0.6	mA
V _F **	T _j = 125°C	I _F = 5 A			0.85	V
	T _j = 125°C	I _F = 10 A			1.05	
	T _j = 25°C	I _F = 10 A			1.15	

Pulse test : * t_p = 5 ms, duty cycle < 2 %
 ** t_p = 380 μs, duty cycle < 2 %

To evaluate the conduction losses use the following equation :
 $P = 0.65 \times I_{F(AV)} + 0.040 \times I_F^2 (RMS)$

RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{rr}	T _j = 25°C	I _F = 0.5A I _R = 1A I _{rr} = 0.25A			25	ns
		I _F = 1A V _R = 30V dI _F /dt = -50A/μs			35	
t _{fr}	T _j = 25°C	I _F = 1A V _{FR} = 1.1 x V _F		15		ns
V _{FP}	T _j = 25°C	I _F = 1A		2		V

Fig.1 : Average forward power dissipation versus average forward current.

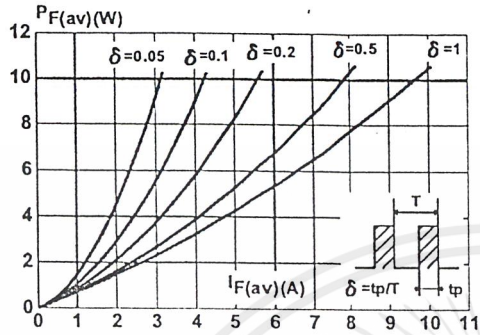


Fig.2 : Peak current versus form factor.

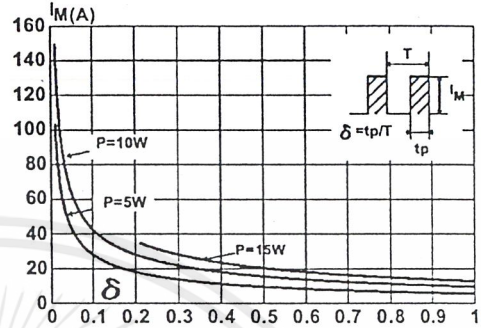


Fig.3 : Forward voltage drop versus forward current (maximum values).

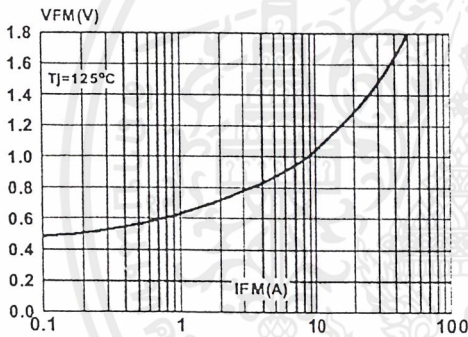


Fig.4 : Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration. (TO220AC)

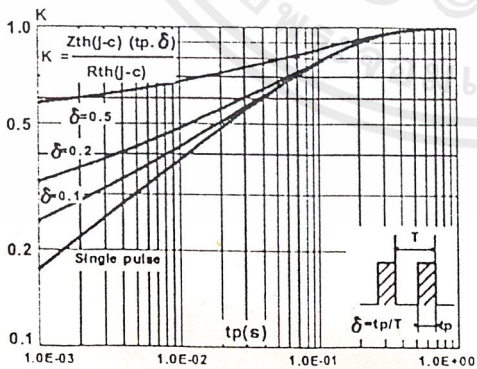
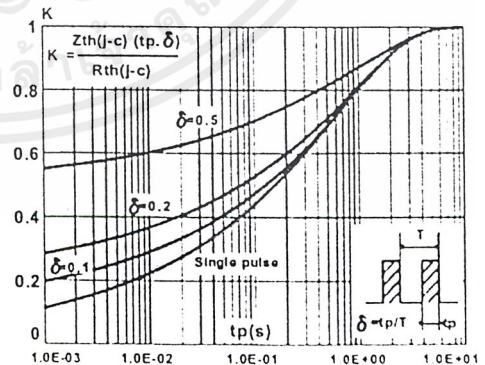


Fig.5 : Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration. (ISOWATT220AC)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BYW29(F)

Fig.6 : Non repetitive surge peak forward current versus overload duration. (TO220AC)

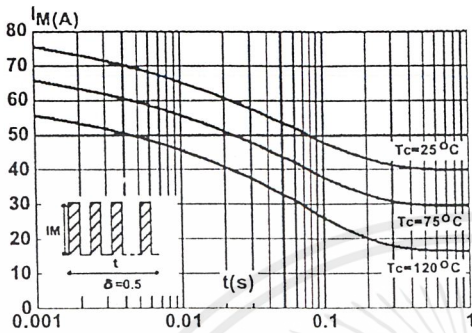


Fig.7 : Non repetitive surge peak forward current versus overload duration. (ISOWATT220AC)

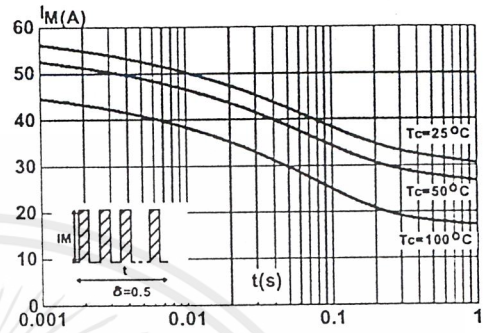


Fig.8 : Average current versus ambient temperature. (duty cycle : 0.5) (TO220AC)

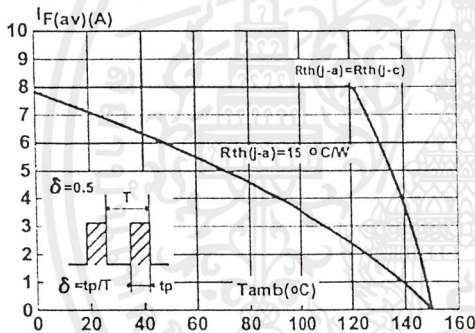


Fig.9 : Average current versus ambient temperature. (duty cycle : 0.5) (ISOWATT220AC)

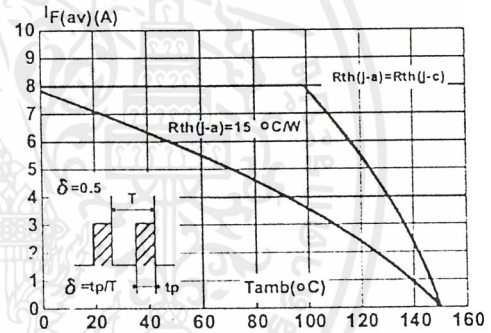


Fig.10 : Junction capacitance versus reverse voltage applied (Typical values).

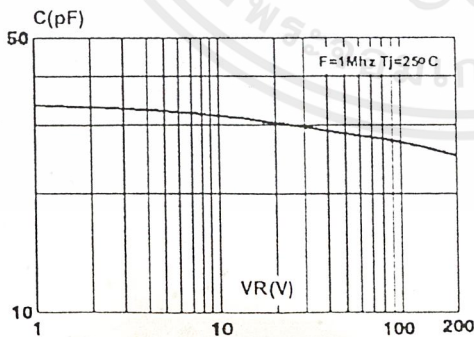
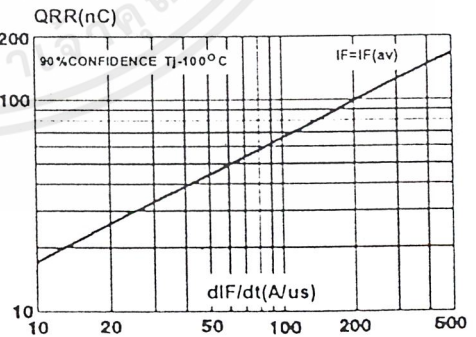


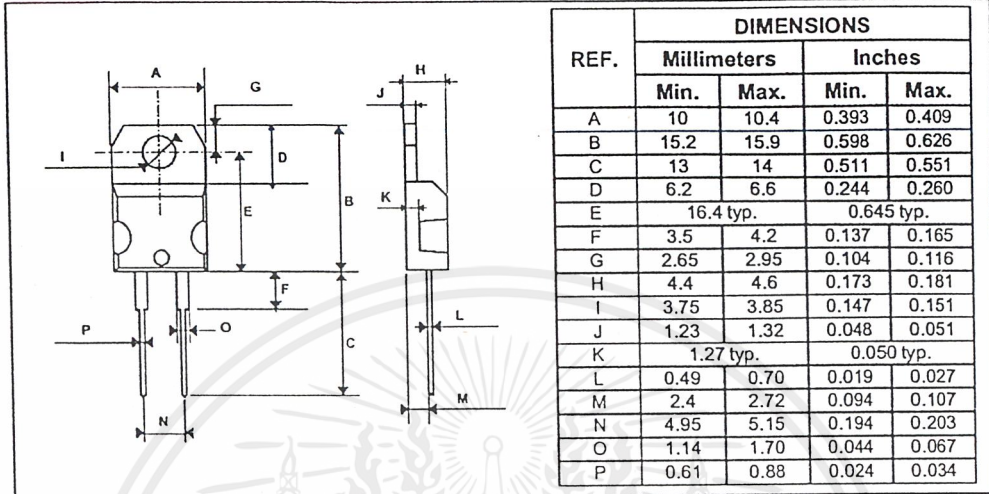
Fig.11 : Recovery charges versus dIF/dt.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

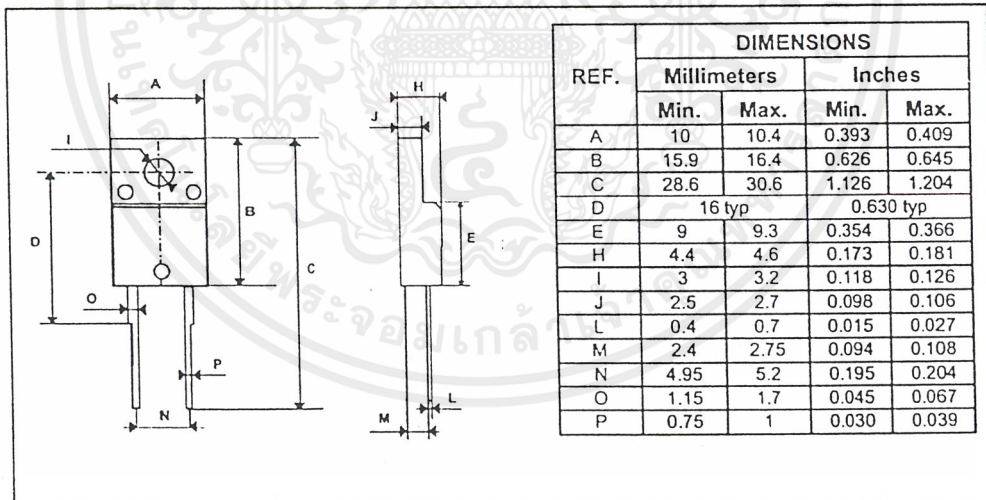
BYW29(F)

PACKAGE MECHANICAL DATA
TO220AC (JEDEC outline)



Cooling method : C
 Marking : Type number
 Weight : 1.9 g
 Recommended torque value : 0.8m.N
 Maximum torque value : 1.0m.N

PACKAGE MECHANICAL DATA
ISOWATT220AC (JEDEC outline)



Cooling method : C
 Marking : Type number
 Weight : 2 g
 Recommended torque value : 0.55m.N
 Maximum torque value : 0.70m.N

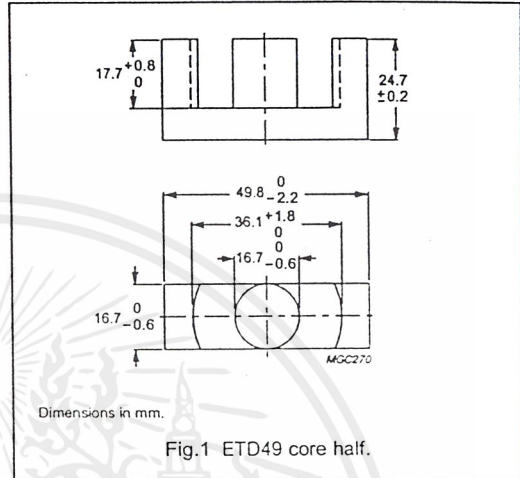
ETD cores and accessories

ETD49

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.534	mm ⁻¹
V_e	effective volume	24000	mm ³
l_e	effective length	114	mm
A_e	effective area	211	mm ²
A_{\min}	minimum area	209	mm ²
m	mass of core half	≈62	g



Core halves

Clamping force for A_L measurements, 50 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	$4200 \pm 25\%$	≈1950	≈0	ETD49-3C90
3F3	$3900 \pm 25\%$	≈1800	≈0	ETD49-3F3

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at		
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; \dot{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \dot{B} = 100 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; \dot{B} = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥330	≤2.9	≤3.1	-
3F3	≥320	-	≤3.0	≤5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

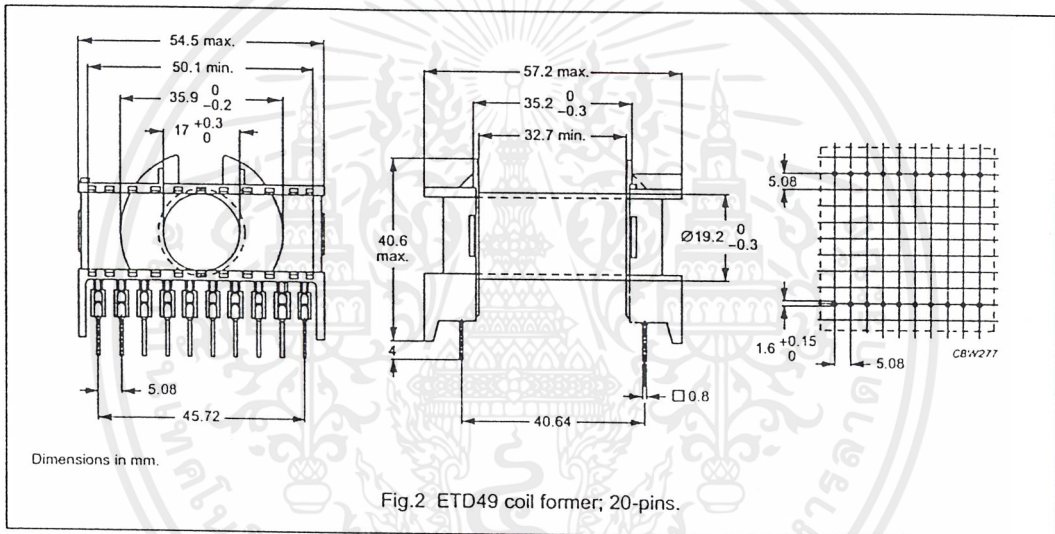
ETD cores and accessories

ETD49

COIL FORMERS

General data 20-pins ETD49 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	155 °C, "IEC 60085", class F
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1



Winding data for 20-pins ETD49 coil former

NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	273	32.7	85	CPH-ETD49-1S-20P ⁽¹⁾

Note

- Also available with $\varnothing 1.0$ mm pins.

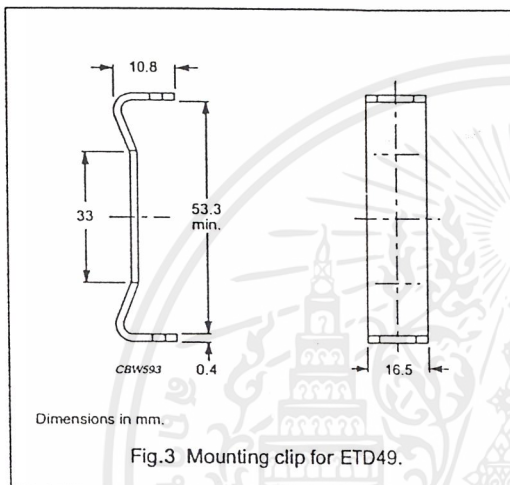
ETD cores and accessories

ETD49

MOUNTING PARTS

General data

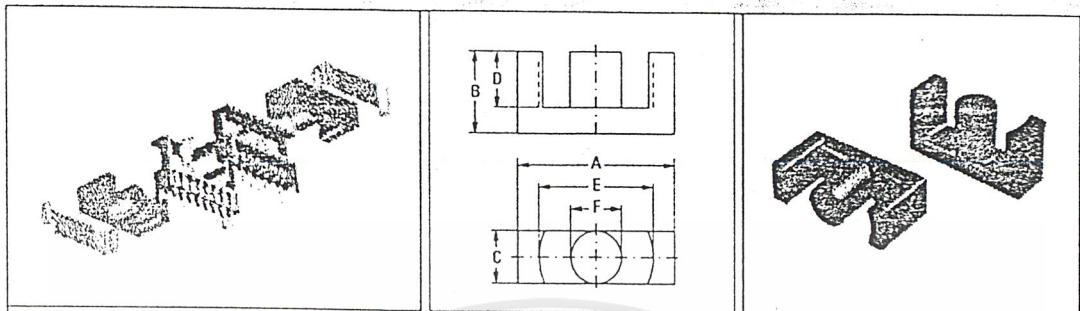
ITEM	REMARKS	FIGURE	TYPE NUMBER
Mounting clip	material: stainless steel	3	CLI-ETD49



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ferrite Ceramics

ETD cores



The ETD core design is a further development of E cores. They are optimized for use in SMPS transformers with switching frequencies between 50 and 200 kHz. The designation ETD (Economic Transformer Design) implies that this design achieves maximum throughput power related to volume and weight of the total transformer. Shielding is somewhat improved compared with E cores. The matching coil formers are suitable for many winding types and can be handled on automatic equipment. Clips are easy to mount and the range is available from several major suppliers.

Summary:

- optimized shape for AC/DC SMPS transformers up to 200 kHz
- lowest weight and volume for throughput power
- efficient mounting parts
- moderate shielding

Core type	ETD29	ETD34	ETD39	ETD44	ETD49	ETD54	ETD59	
core factor $\Sigma V/A(\text{mm}^{-1})$	0.947	0.810	0.737	0.589	0.534	0.454	0.378	
eff. volume $V_e(\text{mm}^3)$	5470	7640	11500	17800	24000	35500	51500	
eff. length $l_e(\text{mm})$	72	78.6	92.2	103	114	127	139	
eff. area $A_e(\text{mm}^2)$	76	97.1	125	173	211	280	368	
min. area $A_{\text{min}}(\text{mm}^2)$	71	91.6	123	172	209	280	368	
mass of core half (g)	= 14	= 20	= 30	= 47	= 62	= 90	= 130	
dimensions (mm)	A	30.6 - 1.6	35 - 1.6	40 - 1.8	45 - 2	49.8 - 2.2	54.5 - 1.3	59.8 ± 1.3
	B	15.8 ± 0.2	17.3 ± 0.2	19.8 ± 0.2	22.3 ± 0.2	24.7 ± 0.2	27.6 ± 0.2	31.0 ± 0.2
	C	9.8 - 0.6	11.1 - 0.6	12.8 - 0.6	15.2 - 0.6	16.7 - 0.6	18.9 ± 0.4	21.65 ± 0.45
	D	11 ± 0.3	11.8 - 0.6	14.2 ± 0.5	16.1 ± 0.8	17.7 - 0.8	20.2 ± 0.4	22.5 ± 0.4
	E	22 ± 1.4	25.6 - 1.4	29.3 ± 1.6	32.5 ± 1.6	36.1 - 1.8	41.2 ± 1.1	44.7 ± 1.1
	F	9.8 - 0.6	11.1 - 0.6	12.8 - 0.6	15.2 - 0.6	16.7 - 0.6	18.9 ± 0.4	21.65 ± 0.45
coil formers	CPH	1S-13P	1S-14P	1S-16P	1S-18P	1S-20P	1S-22P	1S-24P
	CPV	1S-12P			1S-18P			
	CSV		1S-12P			1S-22P		
	CSCI		1S-7P					
	CSCO		1S-7P					
clips	CU	■	■	■	■	■	■	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig.12 : Peak reverse current versus dIF/dt.

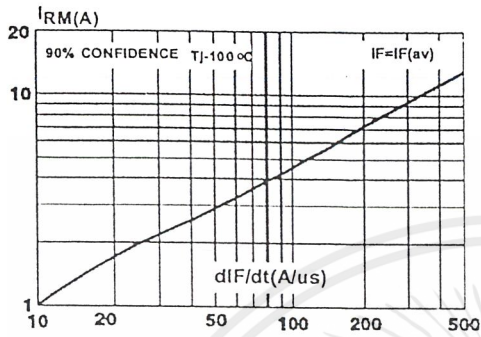
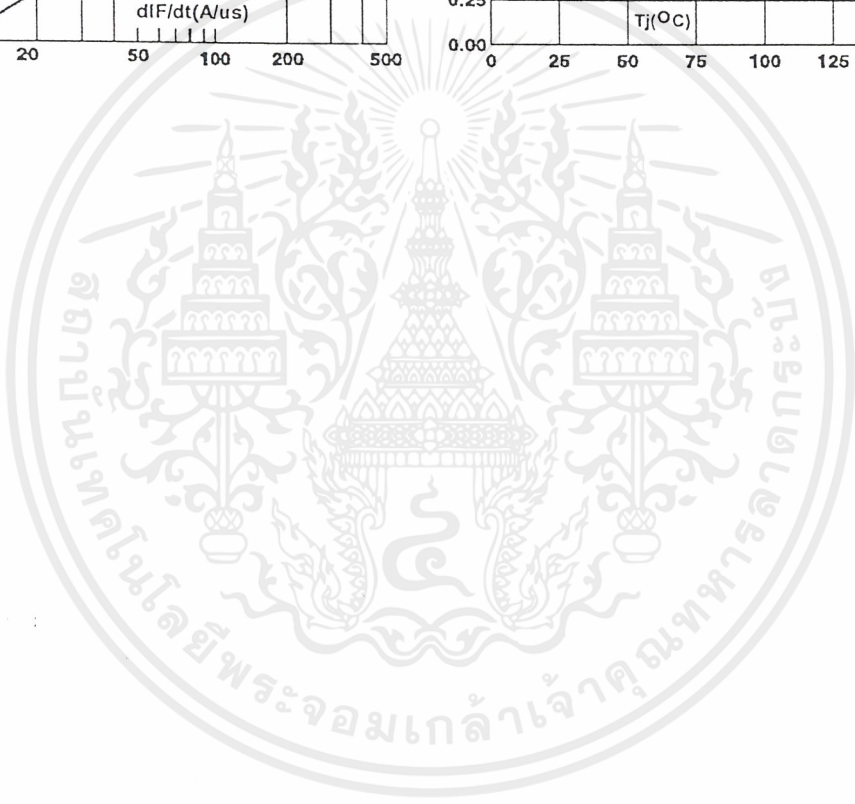
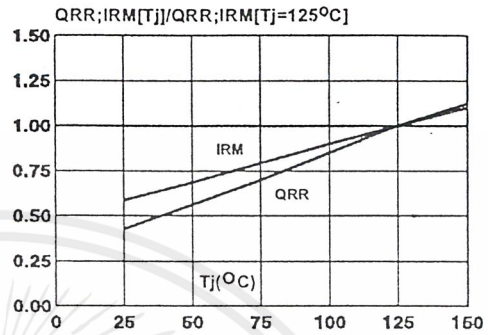


Fig.13 : Dynamic parameters versus junction temperature.



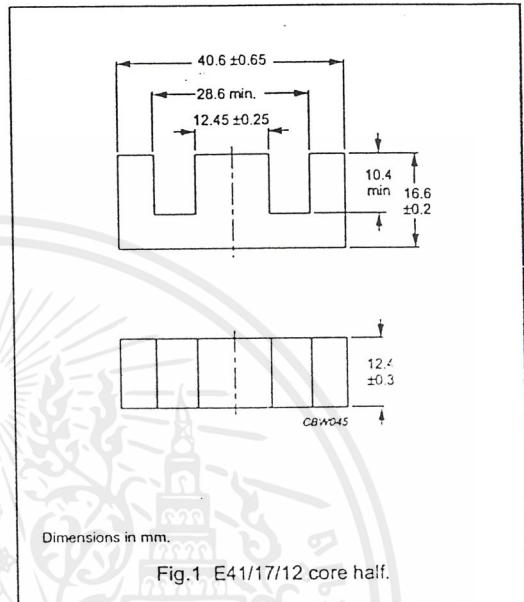
E cores and accessories

E41/17/12

CORE SETS


Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.517	mm ⁻¹
V_e	effective volume	11500	mm ³
l_e	effective length	77.0	mm
A_e	effective area	149	mm ²
A_{min}	minimum area	142	mm ²
m	mass of core half	≈30	g



Core halves

A_L measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for A_L measurements 40 ± 20 N, unless stated otherwise.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μ m)	TYPE NUMBER
3C81	250 ± 3% ⁽¹⁾	≈105	≈880	E41/17/12-3C81-E250
	315 ± 5% ⁽¹⁾	≈130	≈670	E41/17/12-3C81-E315
	400 ± 5%	≈165	≈500	E41/17/12-3C81-A400
	630 ± 10%	≈260	≈290	E41/17/12-3C81-A630
	1000 ± 10%	≈415	≈160	E41/17/12-3C81-A1000
	5370 ± 25%	≈2230	≈0	E41/17/12-3C81
3C90	250 ± 3% ⁽¹⁾	≈105	≈880	E41/17/12-3C90-E250
	315 ± 5% ⁽¹⁾	≈130	≈670	E41/17/12-3C90-E315
	400 ± 5%	≈165	≈500	E41/17/12-3C90-A400
	630 ± 10%	≈260	≈290	E41/17/12-3C90-A630
	1000 ± 10%	≈415	≈160	E41/17/12-3C90-A1000
	4100 ± 25%	≈1800	≈0	E41/17/12-3C90
3C94 	4100 ± 25%	≈1800	≈0	E41/17/12-3C94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E cores and accessories

E41/17/12

GRADE	A_L (nH)	μ_0	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	250 $\pm 3\%$ ⁽¹⁾	≈ 105	≈ 880	E41/17/12-3F3-E250
	315 $\pm 5\%$ ⁽¹⁾	≈ 130	≈ 670	E41/17/12-3F3-E315
	400 $\pm 5\%$	≈ 165	≈ 500	E41/17/12-3F3-A400
	630 $\pm 10\%$	≈ 260	≈ 290	E41/17/12-3F3-A630
	1000 $\pm 10\%$	≈ 415	≈ 160	E41/17/12-3F3-A1000
	3575 $\pm 25\%$	≈ 1470	≈ 0	E41/17/12-3F3

Note

1. Measured in combination with an equal gapped core half, clamping force for A_L measurements 40 \pm 20 N.

Core halves of high permeability gradesClamping force for A_L measurements 40 \pm 20 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_0	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3E25 ^{sup}	9400 $\pm 25\%$	≈ 3870	≈ 0	E41/17/12-3E25
3E27	9400 $\pm 25\%$	≈ 3870	≈ 0	E41/17/12-3E27

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C
3C81	≥ 320	≤ 2.40	–	–	–
3C90	≥ 330	≤ 1.30	≤ 1.45	–	–
3C94	≥ 330	–	≤ 1.10	≈ 5.00	≈ 2.30
3F3	≥ 320	–	≤ 1.40	–	≤ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E cores and accessories

E41/17/12


GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	$250 \pm 3\%^{(1)}$	≈ 105	≈ 880	E41/17/12-3F3-E250
	$315 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 130	≈ 670	E41/17/12-3F3-E315
	$400 \pm 5\%$	≈ 165	≈ 500	E41/17/12-3F3-A400
	$630 \pm 10\%$	≈ 260	≈ 290	E41/17/12-3F3-A630
	$1000 \pm 10\%$	≈ 415	≈ 160	E41/17/12-3F3-A1000
	$3575 \pm 25\%$	≈ 1470	≈ 0	E41/17/12-3F3

Note

1. Measured in combination with an equal gapped core half, clamping force for A_L measurements 40 ± 20 N.

Core halves of high permeability grades

Clamping force for A_L measurements 40 ± 20 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3E25 	$9400 \pm 25\%$	≈ 3870	≈ 0	E41/17/12-3E25
3E27	$9400 \pm 25\%$	≈ 3870	≈ 0	E41/17/12-3E27

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at		CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C	
3C81	≥ 320	≤ 2.40	–	–	–	–
3C90	≥ 330	≤ 1.30	≤ 1.45	–	–	–
3C94	≥ 330	–	≤ 1.10	≈ 5.00	≈ 2.30	–
3F3	≥ 320	–	≤ 1.40	–	≤ 2.20	–

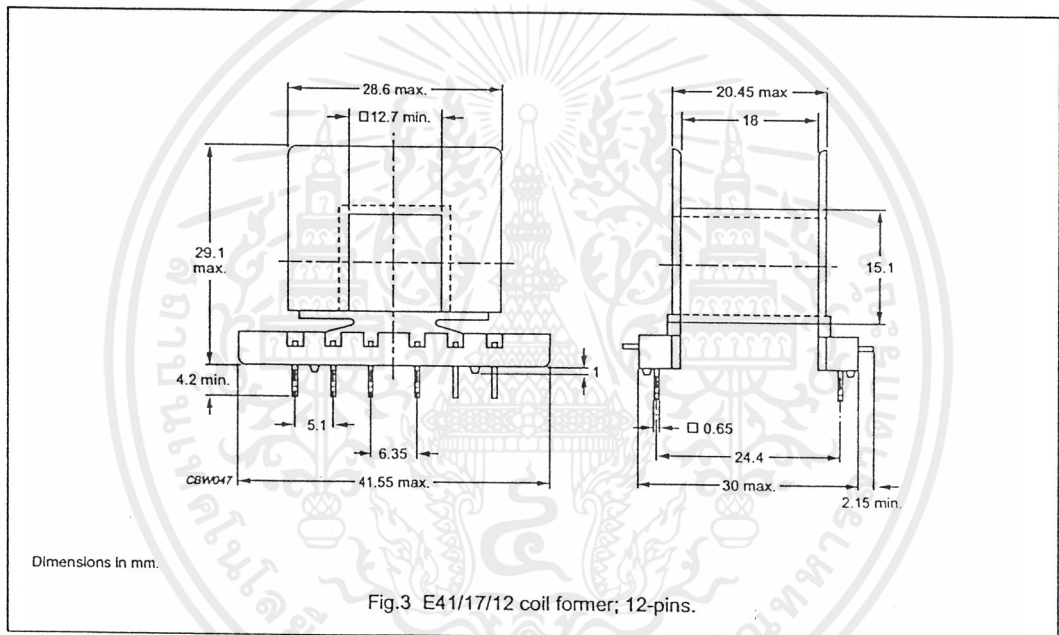
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E cores and accessories

E41/17/12

General data for 12-pins E41/17/12 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polyethyleneterephthalate (PET), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E69578
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	155 °C, "IEC 60085", class F
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1: 235 °C, 2 s



Winding data for 12-pins E41/17/12 coil former

NUMBER OF SECTIONS	MINIMUM WINDING AREA (mm ²)	NOMINAL WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	114	18	81.2	CPH-E41/12-1S-12PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

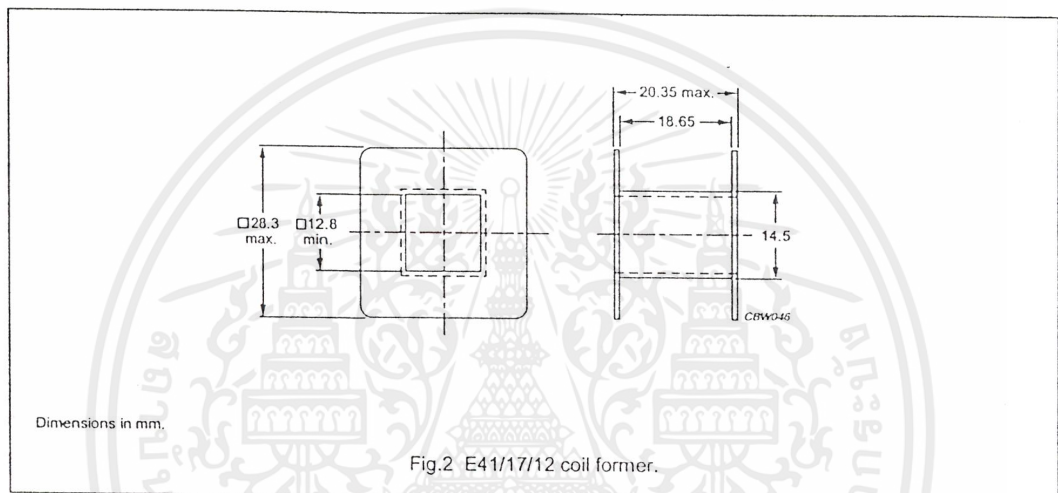
E cores and accessories

E41/17/12

COIL FORMERS

General data for E41/17/12 coil former without pins

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polyamide (PA6.6), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-2"; UL file number E41938(M)
Maximum operating temperature	130 °C, "IEC 60085", class B



Winding data for E41/17/12 coil former without pins

NUMBER OF SECTIONS	MINIMUM WINDING AREA (mm ²)	NOMINAL WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	120	18.6	79.6	CP-E41/17/12-1S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก จ
คู่มือการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มือประกอบการใช้งาน

ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ

DC TO DC CONVERTOR DEMONSTRATOR

1) บทนำ

ชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ นี้สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการทดลองในห้องปฏิบัติการเพื่อทำการทดลองในวิชาอิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม สาขาวิชาเทคโนโลยีการควบคุมทางอุตสาหกรรม โดยมีขั้นตอนในการใช้งานเครื่องเบื้องต้นดังนี้ ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับ ชุดทดลอง โดยสามารถป้อนให้ได้ ตั้งแต่ 12 ถึง 60 โวลต์ (ตามคำสั่งในใบงาน) จากนั้นให้ทำการต่อไฟให้กับพัลลัม (ช่วยในการระบายความร้อน) จากนั้นทำตามขั้นตอนการปฏิบัติในใบงาน

2) การใช้งานชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ

1) ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ ให้กับชุดทดลอง ดังแสดงในรูปที่ 1 [สามารถที่จะปรับระดับแรงดัน ได้ 3 ระดับ คือ 12 โวลต์ , 35 โวลต์ และ 60 โวลต์ (ตามคำสั่งในใบงาน) โดย หากต้องการแรงดันไฟกระแสตรงเอาต์พุตที่ 12 โวลต์ สามารถทำได้ ดังแสดงในรูปที่ 2 และหากต้องการแรงดันไฟกระแสตรงเอาต์พุตที่ 35 โวลต์ สามารถทำได้ ดังแสดงในรูปที่ 3

2) ให้ทำการจ่ายไฟให้กับพัลลัม ดังแสดงในรูปที่ 4

3) ให้ทำการอ่านคำสั่งในใบงานเพื่อที่จะทำการทดลอง

4) ทำการเปิดสวิตซ์แหล่งจ่ายไฟ

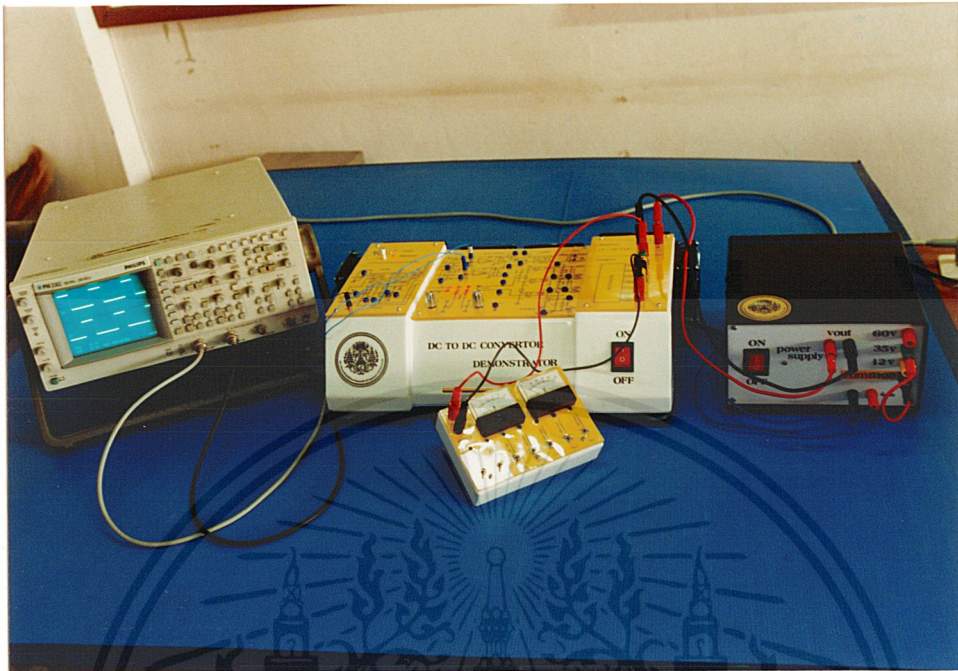
5) หลังจากนั้นพัลลัมจะหมุน

6) ทำการเปิดสวิตซ์ชุดทดลอง เมื่อทำการเปิดแล้ว ไฟที่ชุดทดลองจะขึ้น หากขึ้นเป็นสีแดง คือ การใช้ในโหมด Manual หากเป็นสีเขียวจะเป็นการเลือกใช้ ดังรูปที่ 5 และ 6

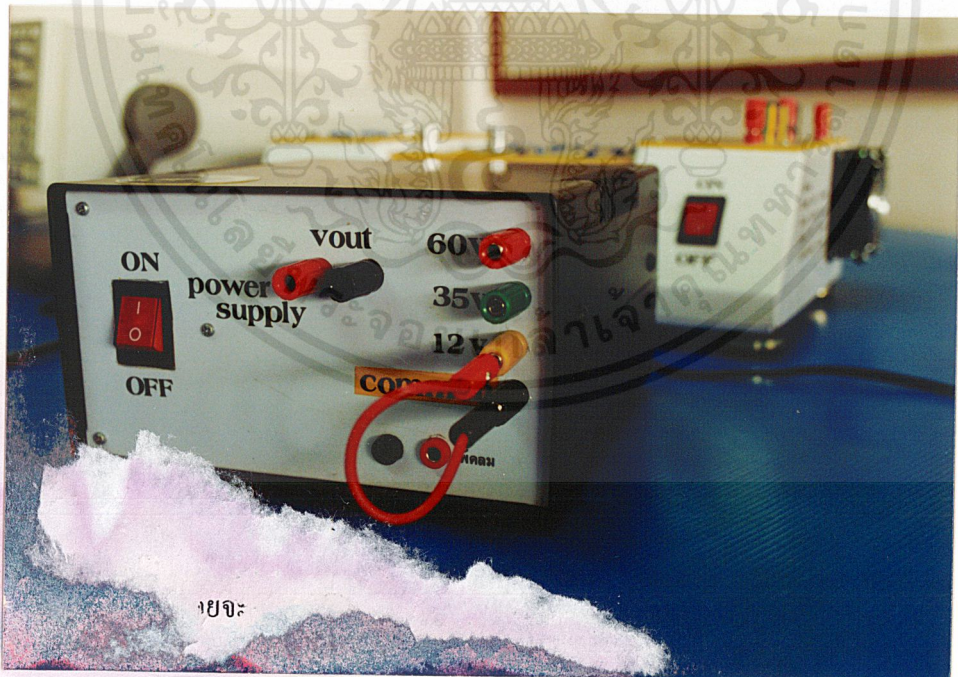
6.1) หากใช้ในโหมดของ Manual จะสามารถปรับโหมด Auto รูปสัญญาณ ได้ตามต้องการ และสามารถปรับที่ VR1 และ VR2 ดังรูปที่ 7 และ 8

6.2) หากใช้ในโหมดของ Auto จะไม่สามารถปรับรูปสัญญาณได้ตามต้องการ โดยชุดทดลองจะทำการสร้างรูปสัญญาณขึ้นเอง ตามแรงดันเอาต์พุต เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ตามที่โหลดต้องการ ดังรูปที่ 9 และ 10

7) ทำตามขั้นตอนที่สั่งไว้ในใบงาน เพื่อทำการทดลอง

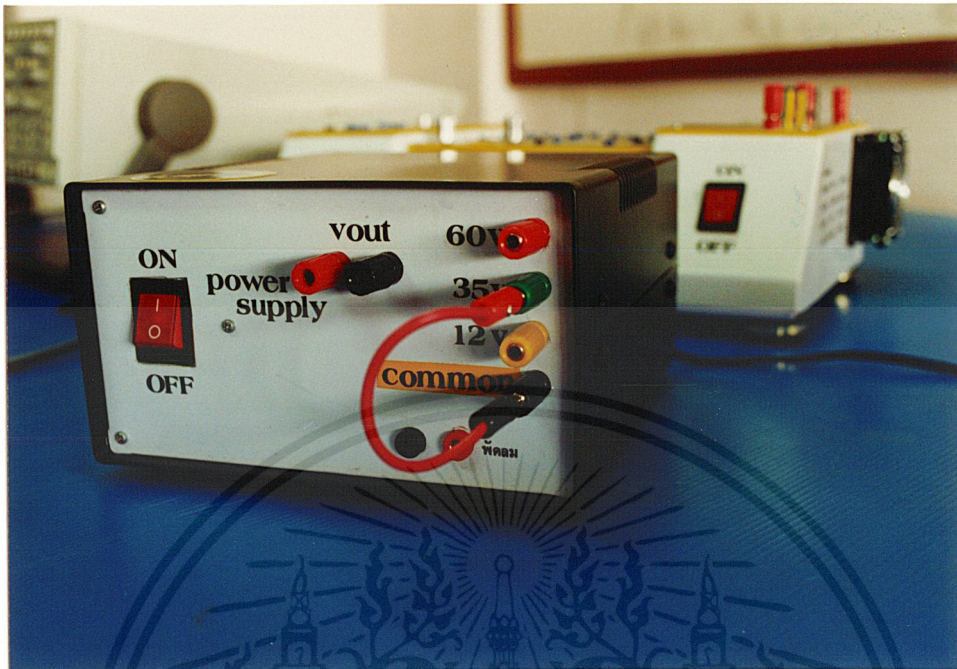


รูปที่ จ.1 การต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดทดลอง

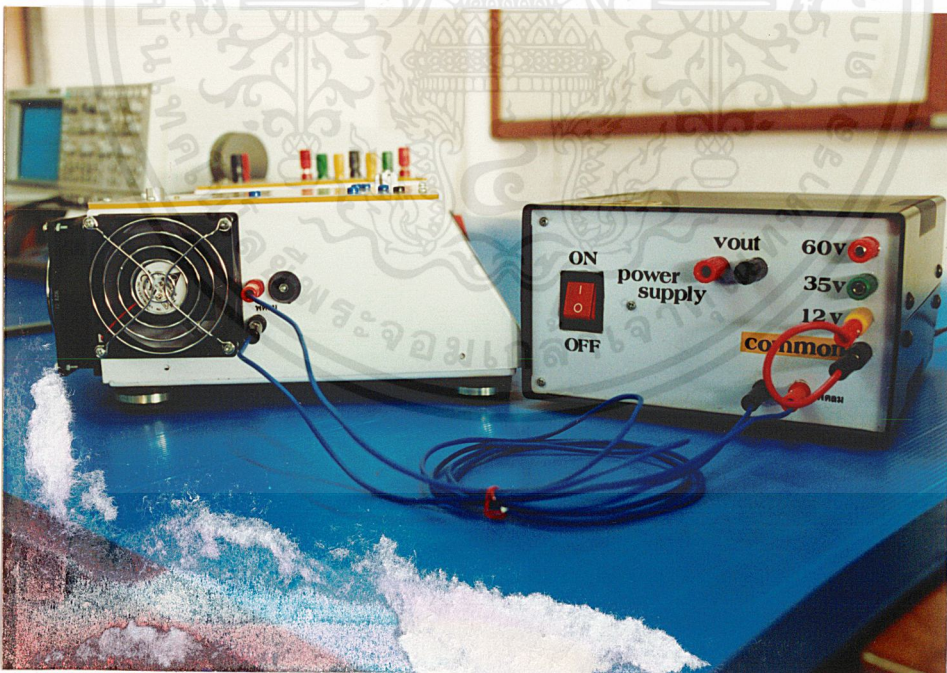


รูปที่ จ.2 การปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 12 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

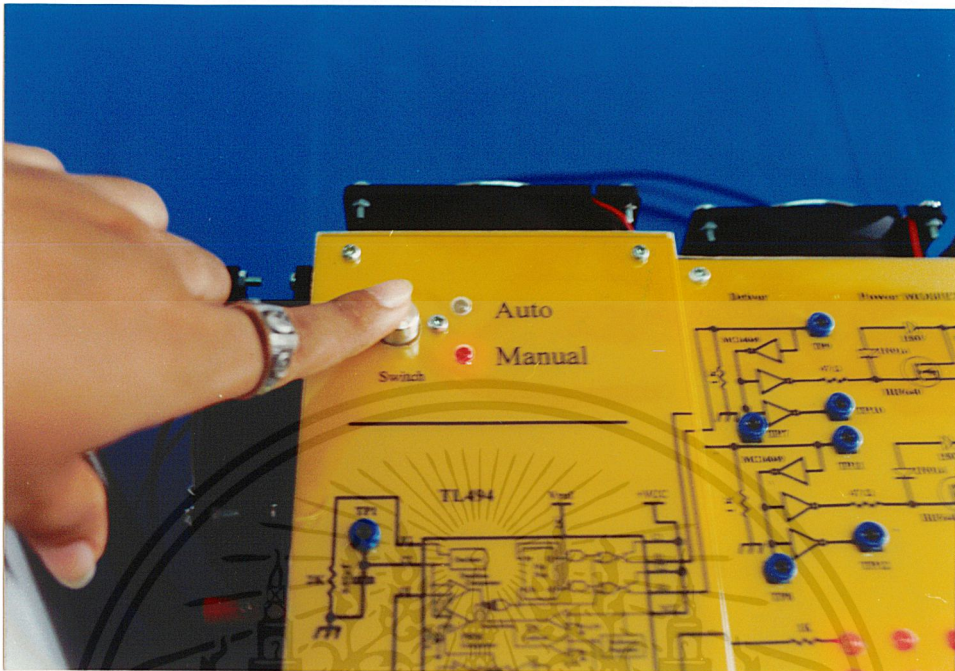


รูปที่ จ.3 การปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 35 โวลต์

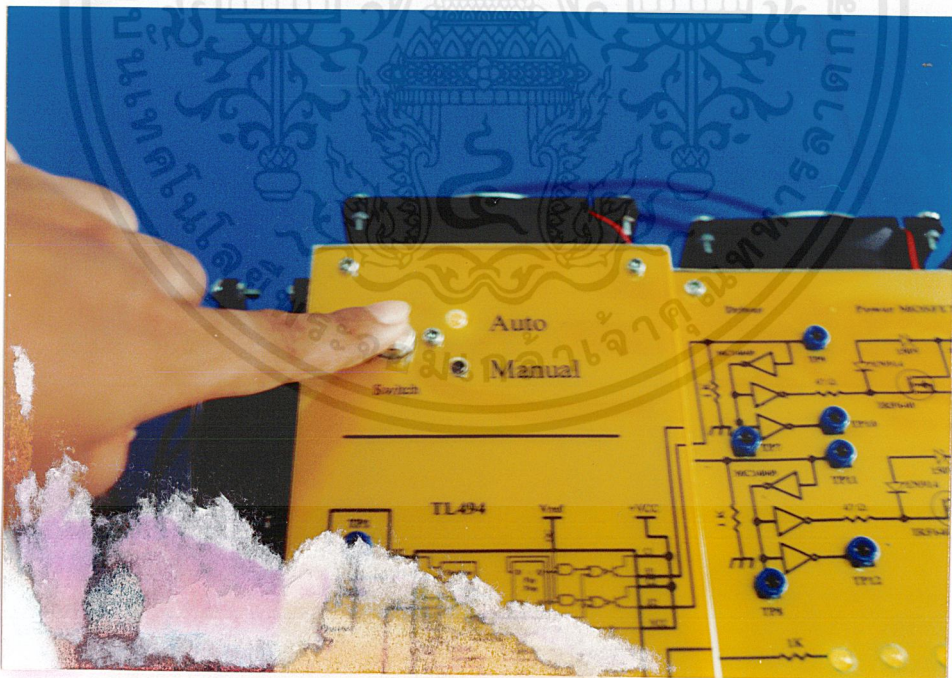


รูปที่ จ.4 การต่อแรงดันไฟให้กับพัดลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

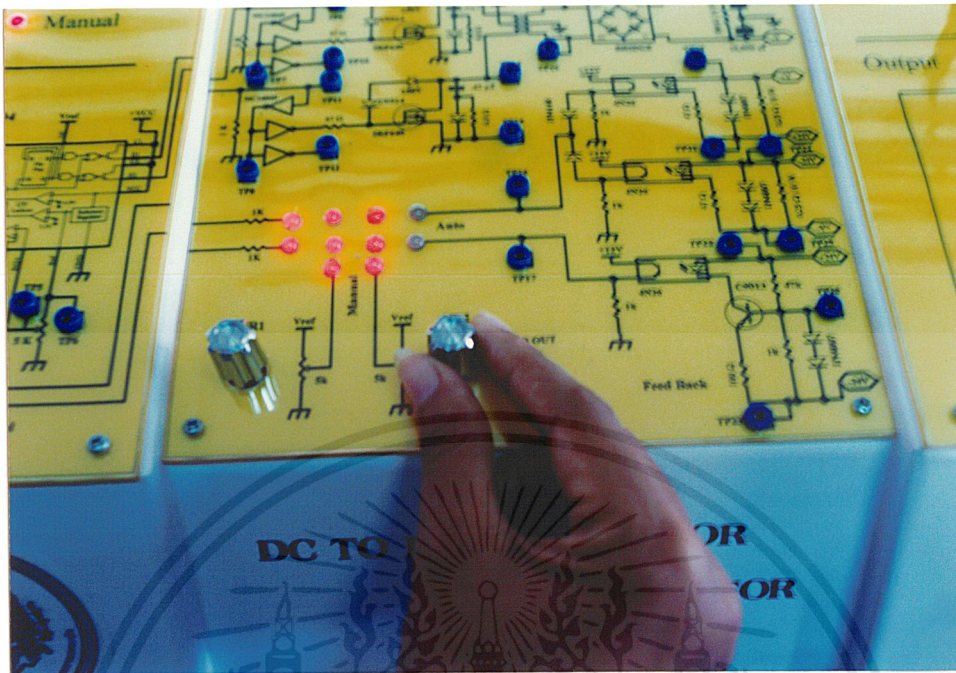


รูปที่ จ.5 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Manual

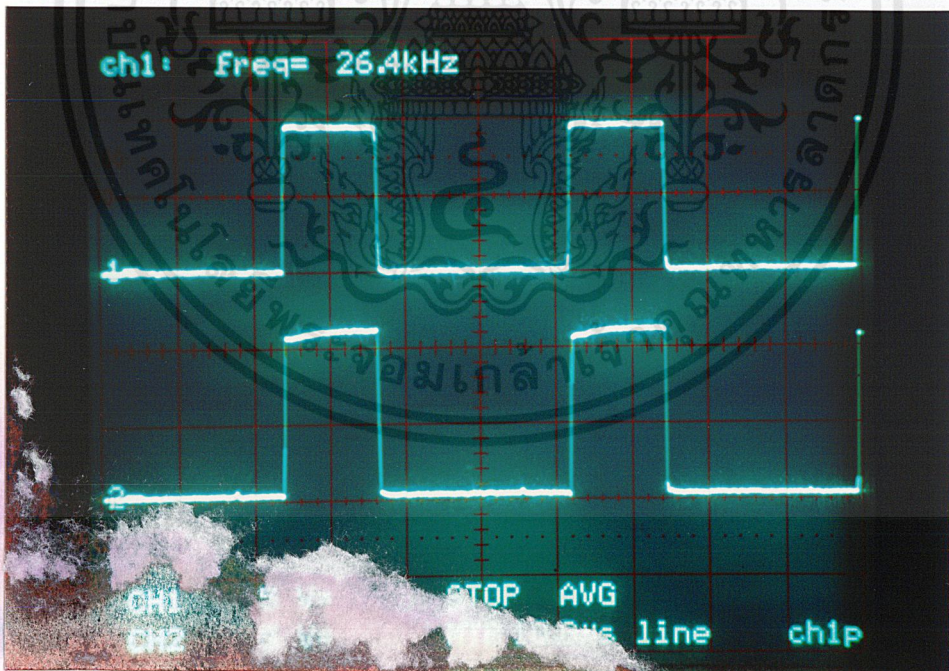


รูปที่ จ.6 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Auto

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

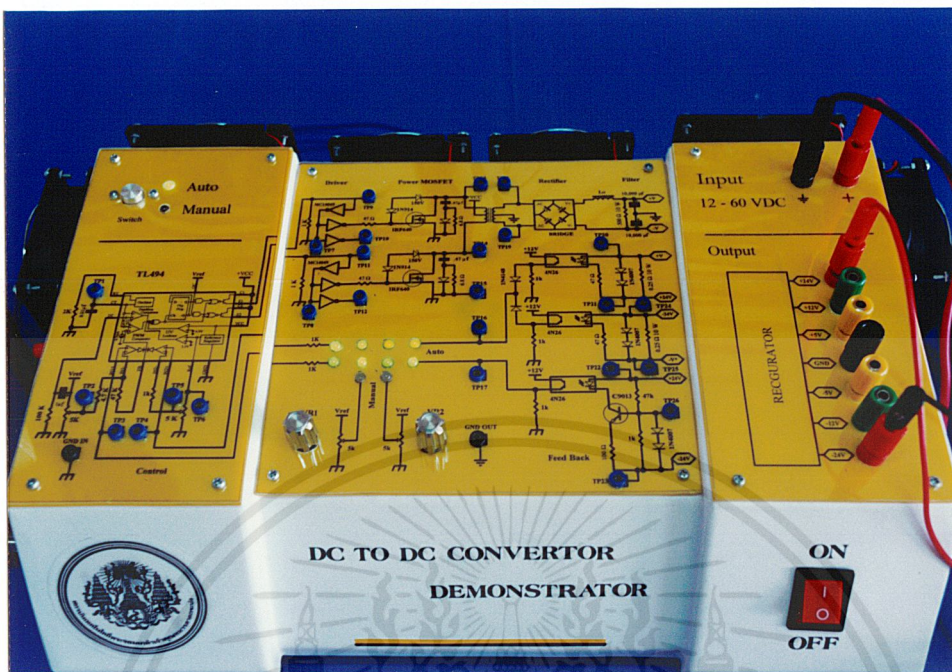


รูปที่ จ.7 การปรับแรงดัน ที่ VR1 และ VR2 เพื่อทำการปรับระดับรูปสัญญาณ ในโหมด Manual

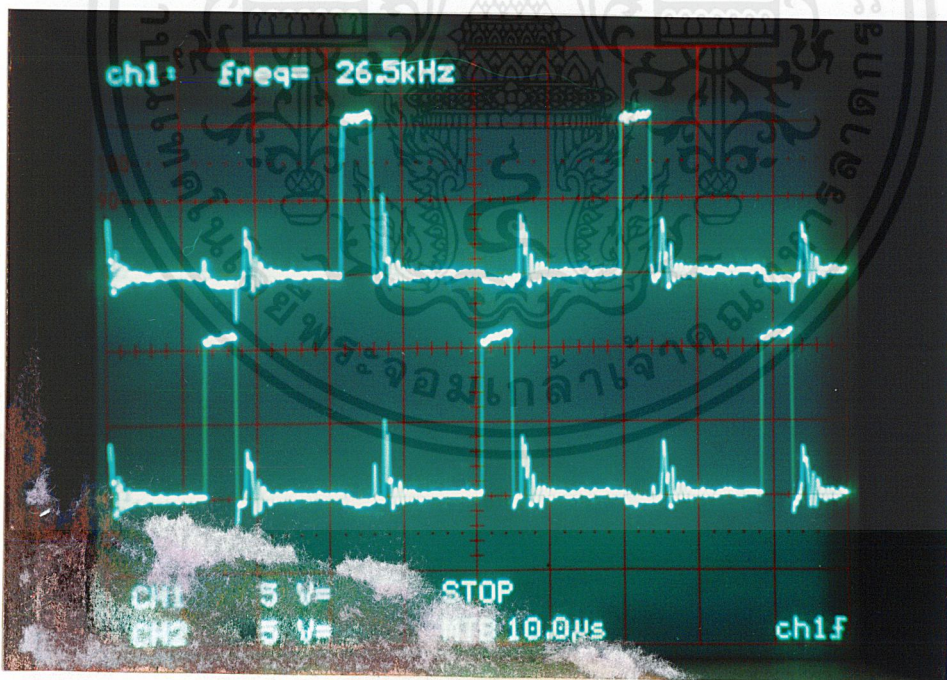


รูปที่ จ.8 สัญญาณหากมีการปรับแรงดัน ที่ VR1 และ VR2 ในโหมด Manual

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ จ.9 การเข้าสู่โหมดการทำงาน Auto



รูปที่ จ.10 สัญญาณที่ได้ใน โหมดการทำงาน Auto

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) การซ่อมบำรุงชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับ

3.1) บทนำ

แนวทางในการซ่อมบำรุงชุดทดลองแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับนั้น เป็นเพียงการแก้ไขปัญหาเบื้องต้นเท่านั้น หากมีปัญหาที่เกิดขึ้นนอกเหนือจากคู่มือประกอบการซ่อมบำรุงเล่มนี้ ให้ทำการติดต่อกับผู้ชำนาญงานเรื่องนี้โดยเฉพาะเท่านั้น ไม่ควรทำการซ่อมบำรุง และแก้ไขเองโดยเด็ดขาด

3.2) แนวทางในการซ่อมบำรุงเบื้องต้น

3.2.1) เมื่อเสียบปลั๊ก และทำการเปิดสวิตช์แล้ว เครื่องไม่ทำงาน

การแก้ไข

- ตรวจสอบว่ามีแรงดันออกที่แหล่งจ่ายไฟหรือไม่
- ตรวจสอบว่ามีไฟออกที่ หน้าปัดของชุดทดลองหรือไม่ หากไม่มี แสดงว่ารีกกูเลต 12 โวลต์ เสีย
- ตรวจสอบว่ามีสัญญาณออกจาก TP 9 และ TP 11 หรือไม่ โดยการ กดสวิตช์ ไปที่ Manual โดยใช้ Scope ตรวจสอบ หากไม่มีสัญญาณ ให้เช็ค ชุดบัฟเฟอร์ก่อน (MC14049)

3.2.2) เมื่อเสียบปลั๊ก และทำการเปิดสวิตช์แล้ว พัดลมไม่หมุน

การแก้ไข

- ตรวจสอบว่ามีไฟไปเลี้ยงพัดลมหรือเปล่า

บรรณานุกรม

สุวัฒน์ คั่น.เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.กรุงเทพฯ:สหภาพสื่อค
ซีเอ็ดยูเคชั่น.รวมโครงการอิเล็กทรอนิกส์เครื่องจ่ายไฟ.กรุงเทพฯ:ซีเอ็ดยูเคชั่น

Ferroxcube.Linear Ferrite Materials & Components.Catalog.1984

Fisher,M.J.Power Electronics.PWS-Kent.Boston.1991.

Motorola.Recitifiers and Zener Diodes Data.Motorola Data Book.DL125Rev4.1988.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายพุดินัย ไชยวงศ์
วันเดือนปีเกิด	10 มิถุนายน 2522
สถานที่เกิด	จังหวัดเชียงใหม่
ภูมิลำเนา	4/1 ซ.12 ถ.โชตนา ต.ช้างเผือก อ.เมือง จ.เชียงใหม่ 50300
ที่อยู่ปัจจุบัน	4/1 ซ.12 ถ.โชตนา ต.ช้างเผือก อ.เมือง จ.เชียงใหม่ 50300
โทรศัพท์	(053) 408057 , (01) 5300649
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนปิ่นสร้อยแยลวิทยาลัย
มัธยมศึกษา	โรงเรียนปิ่นสร้อยแยลวิทยาลัย
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	โรงเรียน politeknik เชียงใหม่
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคเชียงใหม่
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
คติพจน์	ความพยายามอยู่ที่ไหนความสำเร็จจะอยู่ที่นั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายวิทยา เกตรา
วันเดือนปีเกิด	21 มีนาคม 2521
สถานที่เกิด	จังหวัดพะเยา
ภูมิลำเนา	70 หมู่ 4 ต.สันป่าม่วง อ.เมือง จ. พะเยา
ที่อยู่ปัจจุบัน	70 หมู่ 4 ต.สันป่าม่วง อ.เมือง จ. พะเยา
โทรศัพท์	(054) 458641 , (01) 7505771
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านสันป่าม่วง
มัธยมศึกษา	โรงเรียนพากกว้านวิทยาคม
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคพะเยา
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคเชียงใหม่
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
คติพจน์	อย่าเลี้ยงกระรอกเลย มันเป็นบาป

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปริญญาโท	นายวรรณ น้อยพิทักษ์
วันเดือนปีเกิด	12 กุมภาพันธ์ 2521
สถานที่เกิด	จ. สุพรรณบุรี
ภูมิลำเนา	168 หมู่ 1 ต. บ้านกร่าง อ. ศรีประจันต์ จ. สุพรรณบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	168 หมู่ 1 ต. บ้านกร่าง อ. ศรีประจันต์ จ. สุพรรณบุรี
โทรศัพท์	(035) 548164 , (02) 6762871
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนวัดละหาร
มัธยมศึกษา	โรงเรียนศรีประจันต์เมธีประมุข
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคสุพรรณบุรี
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตเทคนิค กรุงเทพ
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ผลงานที่ได้รับรางวัล	-
คติพจน์	ยัมวันละนิดจิตแจ่มใส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อผู้ทำปริญญาโท	นางสาวอุษาห์ แดงสกล
วันเดือนปีเกิด	5 ธันวาคม 2521
สถานที่เกิด	จังหวัดชุมพร
ภูมิลำเนา	44 หมู่ 2 ต. หินแก้ว อ. ท่าแซะ จ. ชุมพร
ที่อยู่ปัจจุบัน	44 หมู่ 2 ต. หินแก้ว อ. ท่าแซะ จ. ชุมพร
โทรศัพท์	(01) 4461098

ประวัติการศึกษา

ประถมศึกษา	โรงเรียนวัดสุบรรณนิมิตร
มัธยมศึกษา	โรงเรียนสอาดเผดิมวิทยา
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคชุมพร
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคชุมพร
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ผลงานที่ได้รับรางวัล

คติพจน์

-
สิ่งที่คุณรู้เขาอาจรู้ สิ่งที่คุณไม่รู้เขาอาจรู้