

SWITCHING POWER SUPPLY

BY

VORAWUT CHAIPANHA

SUPIT PHOTISARN

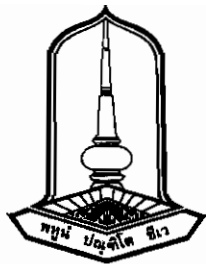
Presented in Partial Fulfillment Of the Requirements for

the Degree of Bachelor of Science in Applied Physics

Mahasarakham University

March 2007

All rights reserved by Mahasarakham University



แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง

วรุฒิ ไชยปัญญา

สุพิศ โพธิสาร

รายงาน โครงการฟิสิกส์นี้ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม
หลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะกรรมการตรวจสอบรายงานการศึกษาโครงการฟิสิกส์

.....^{๑๕๓}..... ประธานกรรมการ

(อาจารย์พิษณุ พูลเจริญศิลป์)

.....^{สันชัย นายสูงเนิน}..... กรรมการ

(อาจารย์สันชัย หาญสูงเนิน)

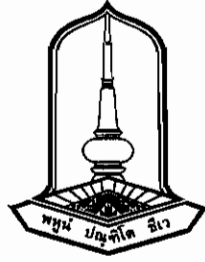
.....^{ภิไธยกรณ์ แสงอรุณ}..... กรรมการและอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

(อาจารย์ สิริยาภรณ์ แสงอรุณ)

..... กรรมการและอาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ พรณวดี ชูเรือง)

วันที่.....เดือน.....พ.ศ.



Switching Power Supply

Vorawut Chaipanha

Supit Photisarn

This special project has been approved to be a partial fulfillment of the requirement for the Degree of Bachelor of Science in Applied Physics.

Examining Committee:

.....Chairman

(Mr. Phitsanu Poolcharuansin)

.....Examining Member

(Mr.Sanchai Harnsoongnoen)

.....Examining Member and CO - Adviser

(Miss. Siriyaporn Sangaroon)

.....Examining Member and Adviser

(Miss. Phanwadee Churueang)

Date

กิตติกรรมประกาศ

โครงการปัญหาพิเศษเล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือหลายฝ่ายทั้ง บิดา มารดา และญาติพี่น้องทุกคนที่เลี้ยงดู อบรม สั่งสอน ให้การสนับสนุนในด้านต่างๆตลอดมา

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณ อาจารย์พรณวดี ชูเรือง อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์สิริยาภรณ์ แสงอรุณ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ให้ความกรุณา ให้คำแนะนำในการทำโครงการปัญหาพิเศษ ตลอดจนให้คำแนะนำในการแก้ไขปัญหาดังๆ ผู้จัดทำจึงขอกราบขอบพระคุณในโอกาสนี้ด้วย

ขอขอบพระคุณอาจารย์ประจำภาควิชาฟิสิกส์ทุกท่านที่กรุณาให้คำแนะนำและแนะแนวทางในการศึกษาเพิ่มเติม และขอขอบคุณเพื่อนๆน้องๆ ภาควิชาฟิสิกส์ทุกท่านที่คอยให้กำลังใจที่ดีเสมอมา

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ประจำภาควิชาฟิสิกส์และเจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำโครงการครั้งนี้และขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนเกี่ยวข้องที่ทำให้โครงการครั้งนี้สำเร็จไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณเพื่อนๆและน้องๆภาควิชาฟิสิกส์ทุกคนที่คอยให้กำลังใจจนการกระทำโครงการนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

วรวิมล ไชยปัญหา
สุพิศ โพธิสาร

ชื่อโครงการ	แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง
ผู้ศึกษาค้นคว้า	วรวิทย์ ไชยปัญญา สุพิศ โพธิสาร
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์พรรณวดี ชูเรือง
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	อาจารย์สิริยาภรณ์ แสงอรุณ
ปริญญา	วิทยาศาสตร์บัณฑิต (วท.บ.) สาขา ฟิสิกส์ประยุกต์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ปีที่พิมพ์ 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะศึกษาการทำงานของวงจรภายในของไอซี PWM พร้อมทั้งในโครงการนี้ได้สร้างวงจรที่อยู่ภายในไอซี PWM จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐานที่สามารถหาซื้อได้ตามร้านขายอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ซึ่งจะทําให้วงจรที่สร้างสามารถตรวจหาจุดบกพร่องได้ง่าย มีความยืดหยุ่นมากยิ่งขึ้น เพื่อทดสอบวงจรที่สร้างได้นําวงจรมาสร้างเป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าคงที่ได้ 12 โวลต์ จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้ 12 วัตต์ เพื่อที่จะนำไปใช้ประโยชน์กับเครื่องใช้ไฟฟ้าที่ใช้แรงดันไฟฟ้า 12 โวลต์หรือต่ำกว่าและต้องการกำลังไฟฟ้ต่ำกว่า 12 วัตต์

TITLE	switching power supply
AUTHOR	Warawut Chaipanha Supit Photisarn
ADVISOR	Miss.Panwadee Chooruang
CO-ADVISOR	Miss.Siriyaporn Saengaroon
DEGREE	B.Sc. MAJOR Applied Physics
UNIVERSITY	Maharakham University , DATE 2007

ABSTRACT

The purpose of this project is to study the performance of circuit in IC PWM with this project to build PWM circuit from general electronics component. To build circuit easy test to be defective and best elastic. To test of the circuit, make circuit switching power supply that can output of 12 Volt and maximum power is 12 Watt. So this use in electric component with voltage at 12 Volt or less than and it requite 12 watt of power.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	จ
บทคัดย่อภาษาไทย	ฉ
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ช
สารบัญ.....	ซ
สารบัญภาพประกอบ.....	ญ
สารบัญตาราง.....	ฎ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.4 ประโยชน์ที่ได้รับ.....	2
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 บทนำเกี่ยวกับเพาเวอร์ซัพพลาย.....	3
2.2 คอนเวอร์เตอร์(Converter).....	4
2.3 วงจรควบคุม (Control).....	14
2.4 การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์.....	19
2.5 ข้อกำหนดคุณสมบัติในการออกแบบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	20
2.6 วงจรอินพุตและเอาต์พุต.....	22
3. วิธีการดำเนินงานและการออกแบบ	30
วิธีการดำเนินงาน.....	30
การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	30

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
3.1 ภาคคอนเวอร์เตอร์.....	32
3.2 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย.....	35
3.3 วงจรกำหนดคิวดิถีสูงสุด.....	38
3.4 วงจร Error Amp.....	40
3.5 วงจร PWM.....	41
3.6 วงจรจ่ายไฟ.....	42
4. ผลการทดลอง.....	47
4.1 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย.....	47
4.2 วงจรกำหนด $T_{ON(MAX)}$	49
4.3 การทดสอบค่าคาปาซิเตอร์ในวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน ด้านอินพุต.....	53
4.4 วงจรจ่ายไฟตรง +12V,+5Vและ-5V.....	56
4.5 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้รับการออกแบบ.....	59
5. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	63
บรรณานุกรม.....	64
ภาคผนวก.....	66
ภาคผนวก ก.	67
ภาคผนวก ข.	86
ภาคผนวก ค.	90
ประวัติผู้วิจัย.....	93

สารบัญภาพประกอบ

ภาพประกอบ

หน้า

2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย.....	4
2.2 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	5
2.3 ลักษณะกระแสและแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในช่วงขณะทำงาน.....	6
2.4 วงจรการทำงานของฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์.....	8
2.5 ลักษณะการทำงานกระแสและแรงดันในวงจรช่วงขณะทำงาน.....	9
2.6 วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	10
2.7 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	11
2.8 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.9 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	13
2.10 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	15
2.11 ลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM.....	16
2.12 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส.....	17
2.13 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก.....	17
2.14 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจร.....	19
2.15 ตัวอย่างการต่อ LC ฟิลต์เตอร์เพื่อลดสัญญาณ RFI.....	23
2.16 ภาคเอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	24
2.17 ภาคเอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์.....	25
2.18 ภาคเอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบพุช-พูล ,ฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์.....	25
2.19 วงจร PWM ที่ใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย แบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	27
2.20 วงจรพื้นฐานของการสร้าง PWM.....	28
3.1 ผังการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย.....	31
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุกับเวลา.....	35

สารบัญภาพประกอบ(ต่อ)

ภาพประกอบ	หน้า
3.3 องค์ประกอบของวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย.....	36
3.4 วงจรจ่ายกระแสคงที่.....	36
3.5 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้ในโครงการ.....	38
3.6 วงจรกำหนด D_{MAX}	39
3.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำหนด D_{MAX} (CH2)	39
3.8 วงจร $errors\ Amp$ ที่ออกแบบเรียบร้อยแล้ว.....	40
3.9 วงจร PWM ที่ใช้งานจริงในโครงการ (ข) ลักษณะสัญญาณที่จุดต่างๆ.....	41
3.10 วงจรจ่ายไฟ +12V , +5V และ -5V	42
3.11 การทำงานของไอซี 555 ในการผลิตพัลส์ที่มีค่า duty cycle ประมาณ 50 %.....	43
3.12 การทำงานของวงจรป้อนแรงดันเพื่อกำหนดไฟ -10 V โดยไอซี Timer 555.....	45
4.1 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้ในโครงการ.....	47
4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่สร้างได้กับกระแสที่ใช้ในการชาร์ต ตัวเก็บประจุค่าต่างๆ.....	49
4.3 วงจรทดสอบออปแอมป์เพื่อนำมาใช้เป็นคอมพาราเตอร์.....	50
4.4 ค่าแรงดันอ้างอิงจากการคำนวณกับการทดลองเมื่อนำออปแอมป์ เบอร์ NE5532 เป็นคอมพาราเตอร์.....	51
4.5 ค่าแรงดันอ้างอิงจากการคำนวณกับการทดลองเมื่อใช้ออปแอมป์ เบอร์ LM 393 เป็นคอมพาราเตอร์.....	53
4.6 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน.....	54
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุของตัวเก็บประจุค่าต่างๆกับแรงดันเอาต์พุต.....	55
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุของตัวเก็บประจุค่าต่างๆกับแรงดันรีปีล.....	55
4.9 วงจรจ่ายไฟตรง +12V, +5V และ -5V.....	56
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ +12 V.....	58
4.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ -5 V.....	58

สารบัญภาพประกอบ(ต่อ)

ภาพประกอบ	หน้า
4.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ +5V.....	59
4.13 วงจรสวิตช์ที่ได้รับการออกแบบ	60
4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุต.....	62

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
4.1 ค่ากระแสในการชาร์ตตัวเก็บประจุค่าต่างๆ เมื่อต้องการ สัญญาณที่มีความถี่เพิ่มขึ้น.....	48
4.2 แรงดันอ้างอิงที่วัดได้เมื่อเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน โดยใช้ออปแอมป์ เบอร์ NE5532 เป็นคอมพาราเตอร์.....	50
4.3 แรงดันอ้างอิงที่วัดได้เมื่อเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน โดยใช้ออปแอมป์ เบอร์ LM393 เป็นคอมพาราเตอร์.....	52
4.4 ผลการทดลองวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน เมื่อ $R_L = 100k\Omega$	54
4.5 ผลการทดลองวงจรจ่ายไฟตรง +12V,+5Vและ-5V ที่ค่าโหลดต่างๆ.....	57
4.6 ผลการทดสอบแรงดันเอาต์พุต (ทดสอบที่กำลัง 6 วัตต์).....	61

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โดยปกติงานด้านอิเล็กทรอนิกส์แรงดันไฟฟ้าที่วงจรใช้ในการทำงานจะเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าต่ำ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมียุทธศาสตร์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมกับวงจร ซึ่งยุทธศาสตร์ดังกล่าวมีอยู่สองแบบคือ แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น (Linear power supply) และแหล่งจ่ายแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching power supply)

แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น เป็นวงจรที่สามารถออกแบบได้ง่าย ยุทธศาสตร์ที่ใช้ในวงจรมีจำนวนน้อย แต่ก็มีย่อเสียคือ มีประสิทธิภาพต่ำ ย่านการรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแคบทำให้วงจรทำงานผิดพลาดหรือพังเสียหายได้ในกรณีที่ไฟตกหรือไฟเกิน หม้อแปลงที่ใช้มีขนาดใหญ่ซึ่งทำให้แหล่งจ่ายไฟประเภทนี้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักค่อนข้างมาก

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เป็นแหล่งจ่ายไฟชนิดหนึ่งที่นิยมนำมาใช้กับงานด้านอิเล็กทรอนิกส์เนื่องจากเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงที่สามารถแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันต่ำ

เมื่อพิจารณาเพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบพบว่ามีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่า

ในปัจจุบันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงแต่มีขนาดเล็ก เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และ โทรศัพท์ จำเป็นจะต้องใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง อีกทั้งตามท้องตลาดที่มีขายนั้นมีเพียงบางส่วนเท่านั้นอาจจะไม่ตรงกับความต้องการของผู้ที่ออกแบบวงจรเฉพาะทางซึ่งได้พัฒนางานของตน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเอง ดังนั้นการศึกษาหลักการงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

1.2. วัตถุประสงค์

สามารถออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงได้

1.3. ขอบเขตในการศึกษา

สามารถออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงแรงดันคงที่ 12 โวลต์ กำลังสูงสุด 12 วัตต์

1.4. ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 สามารถนำความรู้พื้นฐานด้านอิเล็กทรอนิกส์มาใช้ในการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง

1.4.2 สามารถนำความรู้และทักษะกระบวนการนำไปสู่การพัฒนาวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงในระดับอุตสาหกรรมต่อไป

บทที่ 2

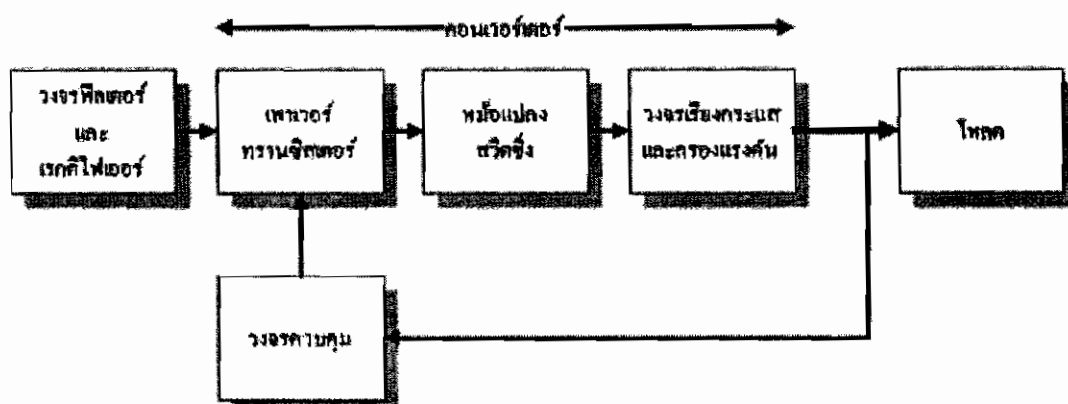
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำเกี่ยวกับเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากไปสลับแรงดันสูงให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้ เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น ถึงแม้เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจะต้องมีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะต้องการใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่าอีกด้วย

ซึ่งข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นคือ ประสิทธิภาพที่สูง ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบาว่าแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมาก ขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากหม้อแปลงจึงมีค่าสูง การคงค่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นส่วนมากจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80% สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโคลสตัดออฟประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะทำได้เพียงประมาณ 2×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันไฟตกอีกด้วย อย่างไรก็ตาม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่าและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะประหยัดกว่าและให้ผลดีเท่าเทียมกัน ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไปมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน และไม่ซับซ้อนมากนัก ดังแสดงในภาพประกอบ 1 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538: 2)และพบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีความสำคัญมากเนื่องจากทำหน้าที่ลดทอนแรงดันและยกค่าแรงดันเอาต์พุต



ภาพประกอบ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ภาพประกอบ 2.1 แสดงส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรสวิตชิงโดยแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับค่าสูงจะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงด้วยวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่ตัดต่อแรงดันเป็นช่วงๆ ที่ความถี่ประมาณ 20-200 KHz จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดแรงดันลง เอาต์พุตของหม้อแปลงจะต่อกับวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันให้เรียบ การยกค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตกลับมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

2.2 คอนเวอร์เตอร์ (Converter)

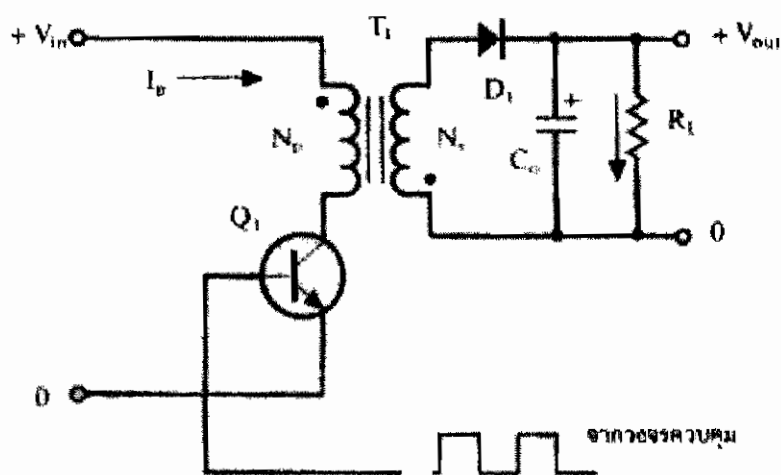
คอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถยกค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นในอุตสาหกรรมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันมากนักขึ้นอยู่กับลักษณะของการใช้งาน โดยแต่ละประเภทยังสามารถแบ่งย่อยได้อีกโดยการเพิ่มรายละเอียดและเงื่อนไขของการควบคุมและการทำงานตามความต้องการของผู้ออกแบบ ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงแต่เพียงการทำงานพื้นฐาน

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

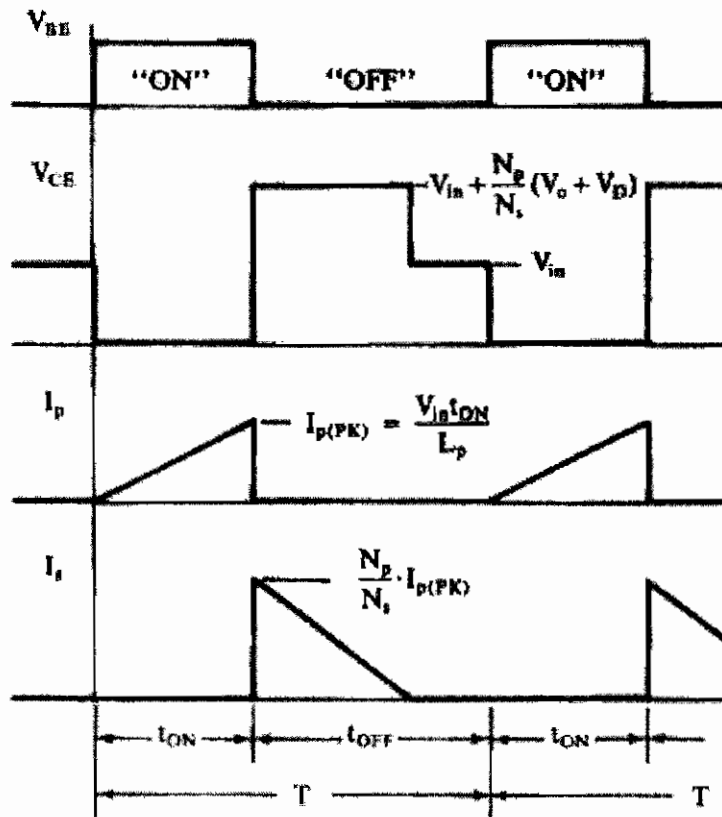
ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมสำหรับการสร้างสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ ซึ่งใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก แต่ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ มีข้อเสีย คือแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีแรงดันกระเพื่อม(ripple)ค่อนข้างสูงและเมื่อใช้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1000 โวลต์



ภาพประกอบ 2.2 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพประกอบ 2.2 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 12) แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอน

เวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้ทางขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมาเรียของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมาเรียของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต โดยจะพบลักษณะกระแสและแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในช่วงขณะทำงานซึ่งแสดงดังภาพประกอบ 2.3 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 15)



ภาพประกอบ 2.3 ลักษณะกระแสและแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในช่วงขณะทำงาน

จากภาพประกอบ 2.3 เมื่อพิจารณาวงจรทำงานอยู่ในสถานะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์มีค่าดังสมการ

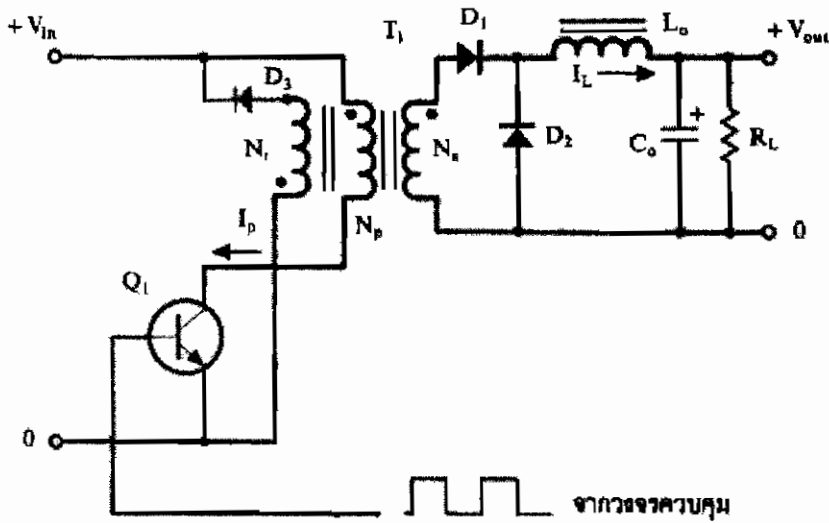
$$V_{out} = \frac{t_{ON} \times (N_s / N_p)(V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D \quad (2.1)$$

โดย

T	คาบเวลาการทำงานของ Q_1 เป็นวินาที
t_{ON}	ช่วงเวลา
N_p	จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
N_s	จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
V_{out}	แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
V_{in}	แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
$V_{CE(sat)}$	แรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็น โวลต์
V_D	แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 ขณะนำกระแส เป็น โวลต์

2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

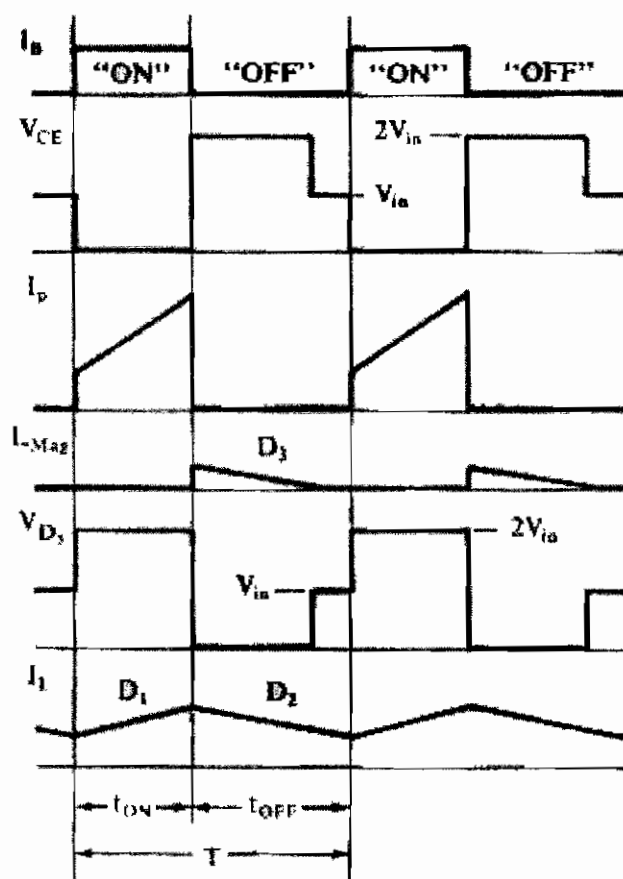
ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้ว่าจะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ดังนั้นที่กำลังงานสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายและพบว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่พื้นฐานการทำงานจะแตกต่างกัน คือหม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ซึ่งแสดงดังภาพประกอบ 2.4 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 27)



ภาพประกอบ 2.4 วงจรการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากภาพประกอบ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดปฐมภูมิ N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จำกัดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นไดโอด D_1 จึงถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ทุติยภูมิ N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ จึงไม่มีการนำกระแส เช่นเดียวกันไดโอด D_3 เนื่องจากขดเค้นแกนไดซึ่ง N_r ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดปฐมภูมิ N_p ไดโอด D_3 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ และไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะถูกไบแอสกลับและไม่มีการไหลจากขดทุติยภูมิ N_s แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_o ยุบตัว ทำให้มีการกลับชั่วแรงแค้นที่ L_o ไดโอด D_2 จึงถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_o จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลดได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัวและกลับชั่วแรงแค้นที่ขด N_p , N_s และ N_r ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดเค้นแกนไดซึ่ง N_r และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดทุติยภูมิในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง สนามแม่เหล็กที่เหลืออยู่จะทำให้ Q_1 เป็นอันตรายได้ โดยจะพบลักษณะกระแสและแรงดันของวงจร

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ในช่วงขณะทำงาน ซึ่งแสดงดังภาพประกอบ 2.5 (เทคนิคและการออกแบบ สวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 28)



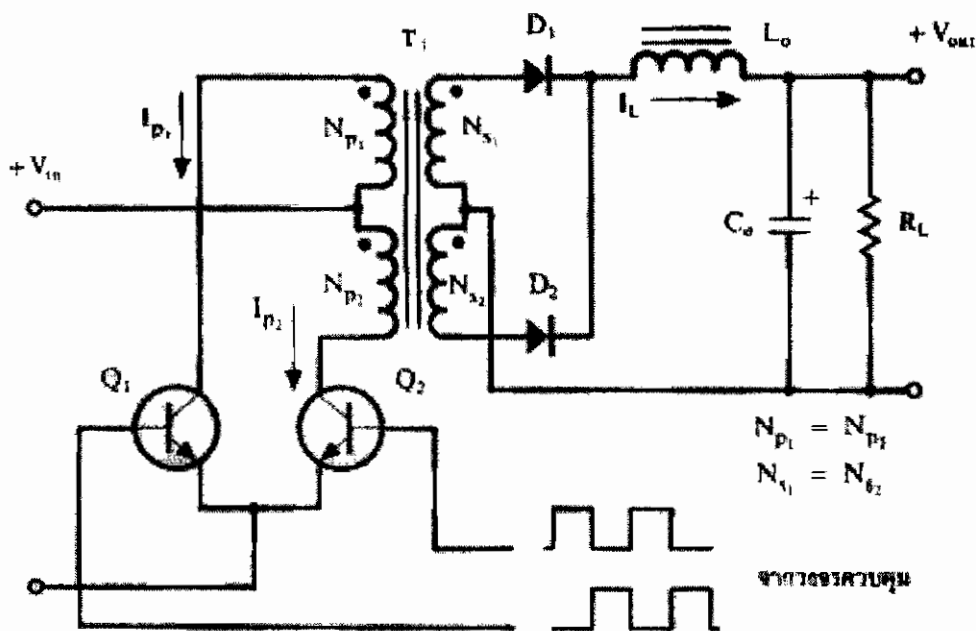
ภาพประกอบ 2.5 ลักษณะการทำงานกระแสและแรงดันในวงจรช่วงขณะทำงาน

สำหรับฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์พิจารณาได้ดังสมการ

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

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เปรียบเสมือนการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในขณะกัลบเฟส ทำให้พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกำลังได้สูง ในช่วง 200 ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีระดับแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์รวมทั้งปัญหาการเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ง่าย ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสช่วยลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังสูง พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีการทำงานคล้ายกัน แต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่า ดังภาพประกอบ 2.6 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 41)



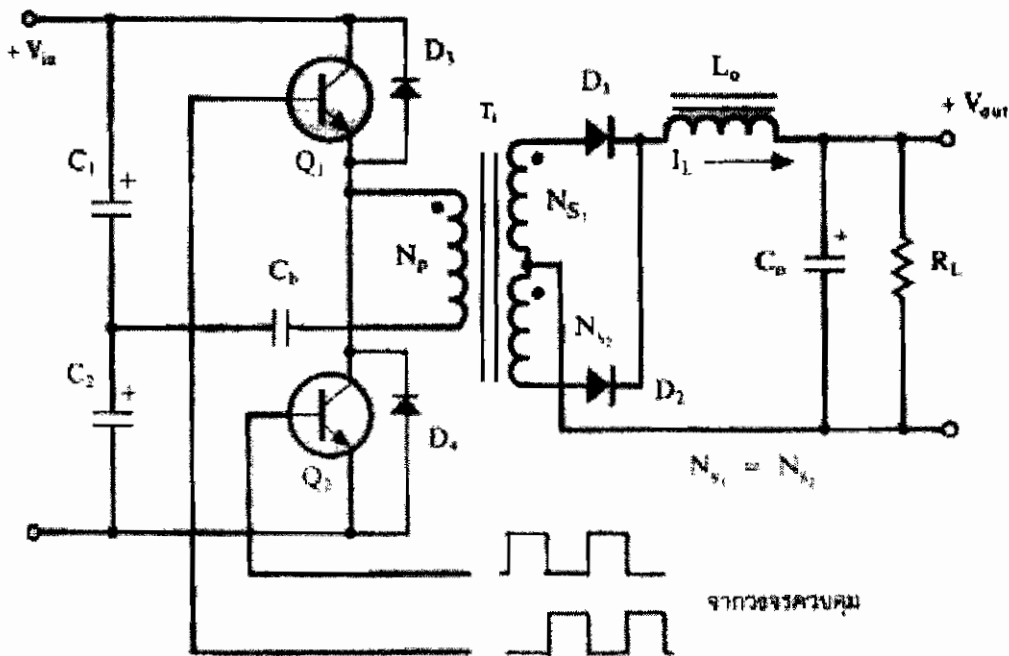
ภาพประกอบ 2.6 วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

จากภาพประกอบ 2.6 เป็นการแสดงการทำงานของวงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานโดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานโดยสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ในขณะที่ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดปฐมภูมิ N_{p1} และไดโอด D_1 จะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D_2 จะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่

ขดปฐมภูมิ N_{S2} ผ่านไดโอด D_2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเป็น $2V_m$ (จำนวนรอบ $N_{P1} = N_{P2}$ และ $N_{S1} = N_{S2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 และ D_2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D_1 ซึ่งถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดทุติยภูมิ N_{S1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงาน ขดทุติยภูมิจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากัน และโหลดมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

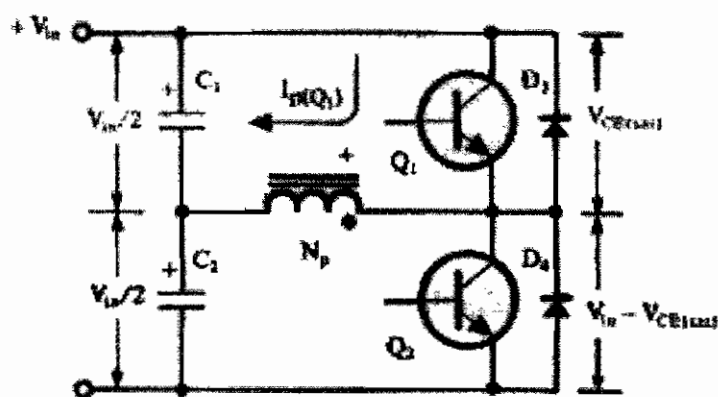
2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในพวกเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจัดวงจรจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูก และหาได้ง่ายกว่า และลดข้อจำกัดเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงได้มาก รวมทั้งยังไม่มีปัญหาการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้ด้วย

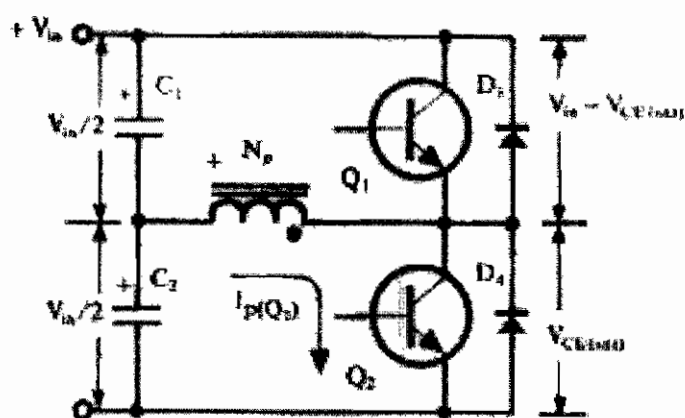


ภาพประกอบ 2.7 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากภาพประกอบ 2.7 (เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 55)แสดง วงจรพื้นฐานของฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีลักษณะการทำงาน โดยตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกัน ทำงานตัวละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b ต่ออยู่ในวงจร โดยให้ปลายของขดลวดปฐมภูมิ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังแสดงดังภาพประกอบ 2.7



(ก)



(ข)

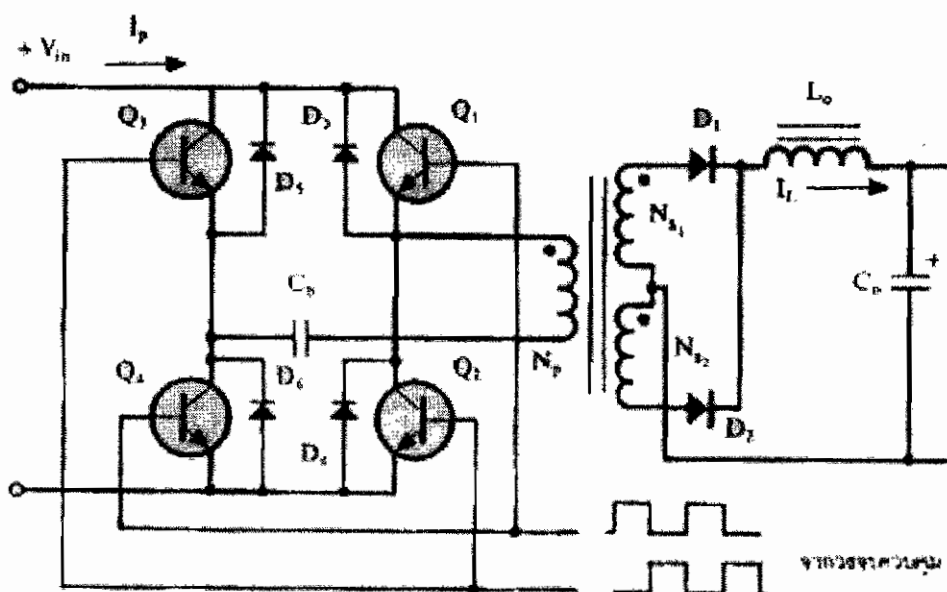
ภาพประกอบ 2.8 (ก) วงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ขณะ Q_1 นำกระแส

(ข) วงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ขณะ Q_2 นำกระแส

จากภาพประกอบ 2.8 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 56)แสดง วงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ขณะทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 นำกระแส โดยเมื่อ ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่ม นำกระแสและ Q_2 ไม่นำกระแส(ภาพประกอบ 2.8 (ก)) แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{ce(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $(V_{in}/2) - V_{ce(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส(รูปที่ 2.8 ข) แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดปฐมภูมิ N_p ก็ ยังคงมีค่าเท่ากับ $(V_{in}/2) - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเดียวกันกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุต แต่ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแส สูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไป กำลังงาน สูงสุดที่ได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูง ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์



ภาพประกอบ 2.9 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

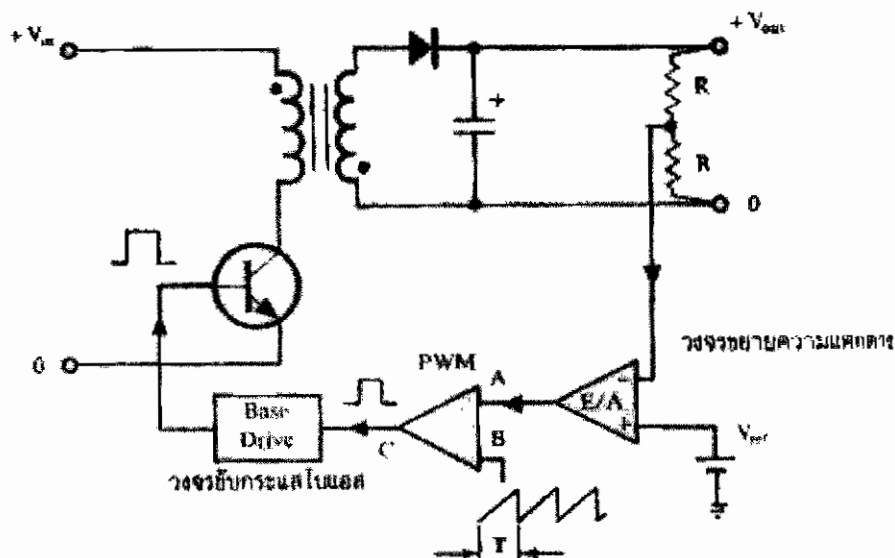
จากภาพประกอบ 2.9 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 66) เป็นการแสดงการทำงานของวงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานโดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงาน ซึ่งจะนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากพวช-พวล คอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุลือกัก C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ceQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{ceQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{ceQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{ceQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด $D_3 - D_6$ ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน $Q_1 - Q_4$ เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.3 วงจรควบคุม (Control)

คอนเวอร์เตอร์เกือบทุกรูปแบบ จะคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สามารถทำได้ใน 2 ลักษณะคือการควบคุมในโหมดควบคุมแรงดันและการควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน

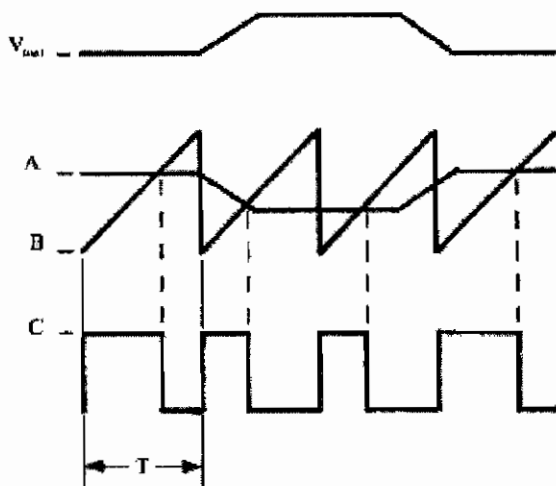
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก ซึ่งแสดงวงจรพื้นฐานเป็นดังภาพประกอบ 2.10 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 128)



ภาพประกอบ 2.10 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากภาพประกอบ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน โดยวงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจบบการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

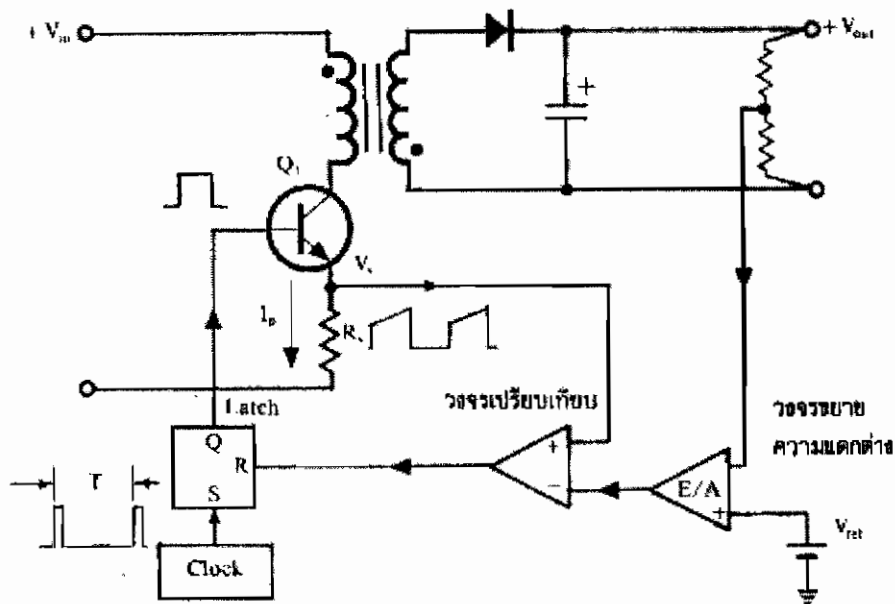


ภาพประกอบ 2.11 ลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตซึ่งผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังภาพประกอบ 2.11 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 129)

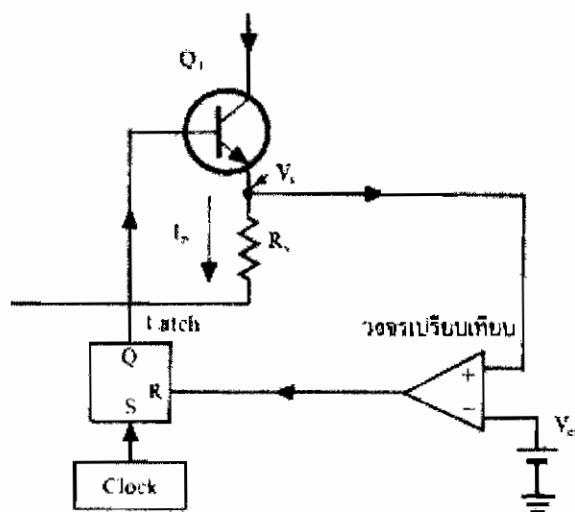
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมที่นิยมใช้กันมาก วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน(PWM)เช่นกัน ซึ่งแสดงวงจรพื้นฐานดังภาพประกอบ 2.12 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. 2538 : 130)



ภาพประกอบ 2.12 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติ่งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ซึ่งแสดงดังรูป 2.13 (เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ชิพพลาซ. 2538 : 3-8) วงจร latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร latch จะมีสถานะเป็น high เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

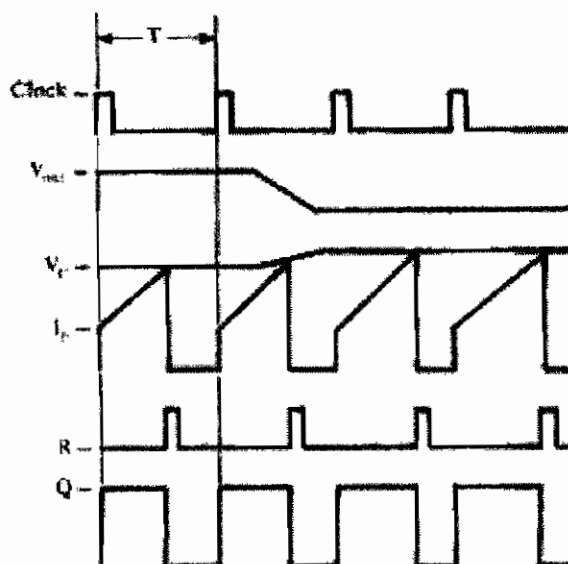


ภาพประกอบ 2.13 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก

จากภาพประกอบ 2.13 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก โดยเมื่อวงจรทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณพิก้า จะให้กำเนิดสัญญาณพิก้าที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของ latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น high เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_S ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_S ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_S ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_S ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{er} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_S เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{er} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ จะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิก้าอีกครั้ง จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_S ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_S ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_S จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{er} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลด แรงดัน V_S จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในภาพประกอบ 2.12 เมื่อต้องวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสน้อยลงด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_S มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงาน ซึ่งแสดงดังภาพประกอบ 2.14 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 132)



ภาพประกอบ 2.14 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจร

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันดังนี้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของทุข-ทุลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
5. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์

การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

2.4.1 ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

- 2.4.2 ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- 2.4.3 ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 2.4.4 ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 2.4.5 การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
- 2.4.6 การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

2.5 ข้อกำหนดคุณสมบัติในการออกแบบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆที่จะใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม ซึ่งจะต้องกำหนดคุณสมบัติของสิ่งเหล่านี้

2.5.1 กำลังงานขาออก (Output Power)

คือความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับโหลดของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณกระแสและแรงดันรวมที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

2.5.2 ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพที่แสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ระหว่าง 60-80 %

2.5.3 ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือช่วงของแรงดันที่อินพุต ที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้างๆ โดยโครงงานนี้จะใช้ช่วงแรงดัน 24-36 โวลต์ ที่แรงดันปกติ 30 โวลต์

2.5.4 แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ (regulate) โดยสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งาน และกำลังขาออกที่ทำได้ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า

2.5.5 โหลดเรกูเลชัน (Line Regulation)

คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

2.6 โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

2.5.7 แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันที่ไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตทำให้เกิดการกระเพื่อม

2.5.8 ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time)

คือเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้จะหยุดจ่ายแรงดันที่อินพุต (ที่โหลดค่าสูง) ปกติช่วงโฮลด์อัปจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

2.5.9 สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด

2.5.10 การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือการคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่สภาวะปกติที่เอาต์พุตหลังจากที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดได้โดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (Recovery Time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

2.5.11 การแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดค่าแรงดันสูงสุดที่ดักครอบระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

2.5.12 ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 KHz ขึ้นอยู่กับการจัดการวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

2.6 วงจรอินพุตและเอาต์พุต

2.6.1 วงจรอินพุต

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนใหญ่ถูกออกแบบให้ใช้ได้กับระบบแรงดัน 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงด้วยวงจรอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งไปยังคอนเวอร์เตอร์เพื่อกำหนดแรงดันอีกที วงจรนี้จะรับแรงดันจากไฟฟ้าบ้านโดยตรงซึ่งไม่ผ่านหม้อแปลง

วงจรอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบ่งได้ 3 ส่วนคือ

1. เรกติไฟเออร์ (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)
3. RFI ฟิวเตอร์ (RFI Input Filter)

ก. เรกติไฟเออร์ (Rectifier)

วงจรเรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายและจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และRFIฟิวเตอร์ วงจรเรกติไฟเออร์จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์และไดโอดเรกติไฟเออร์ $D_1 - D_4$ มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

- ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S

ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S มีประโยชน์มากในวงจรเรกติไฟเออร์ R_S จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะขณะเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเสมือนมีการลัดวงจร ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆและลดกระแสกระชาก ตัวต้านทาน R_S จะต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากไดโอดเรกติไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุฟิวเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าของ R_S และกำลังงานที่วงจรเรกติไฟเออร์ที่ต้องจ่ายออกไป

- ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอด $D_1 - D_4$ ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุ

-การเลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรอินพุตนั้นควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ที่สามารถทนแรงดันได้ 1.5 เท่า ของแรงดันไฟตรงเอาต์พุต ในการกำหนดค่าความจุ้นค่าความจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ควรมีค่าไม่ต่ำกว่า $1,000 \mu F$ ต่อกระแสโหลด 1 แอมป์

-ไดโอดเรกติไฟเออร์

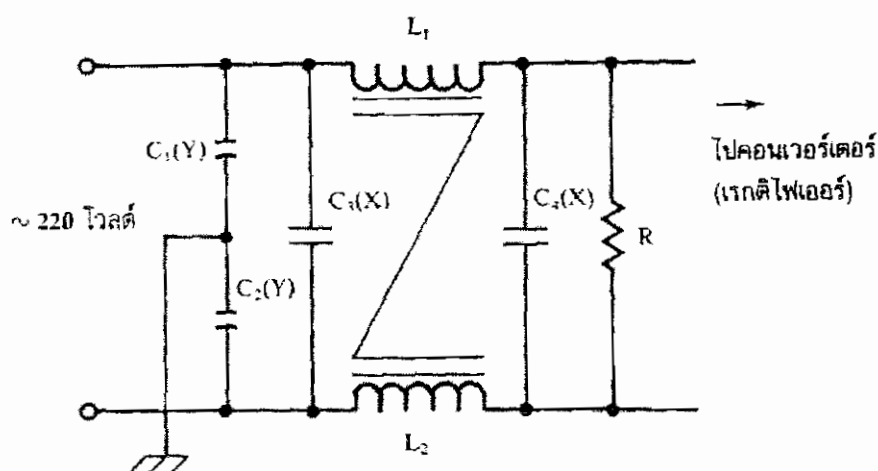
ไดโอดเรกติไฟเออร์ $D_1 - D_4$ มีหน้าที่หลักคือเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง โดยไดโอดที่จะนำมาใช้เป็นไดโอดเรกติไฟเออร์นั้น ต้องสามารถทนกระแสสูงสุดเมื่อได้รับการไบแอสกลับสูงสุดได้

ข. ฟิวส์ (Fuse)

ฟิวส์ในวงจรอินพุตของเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีหน้าที่หลายประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสไฟเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น

ค. RFI ฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงกระแสแบบฉับพลันที่ค่าสูงๆ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกคือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุต กับระบบแรงดันไฟสลับเพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งสัญญาณโหมดความแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมดคร่อม (common mode) การต่อ LC ฟิลเตอร์ทำได้ดังภาพประกอบ 2.15 (เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, 2538 : 212)



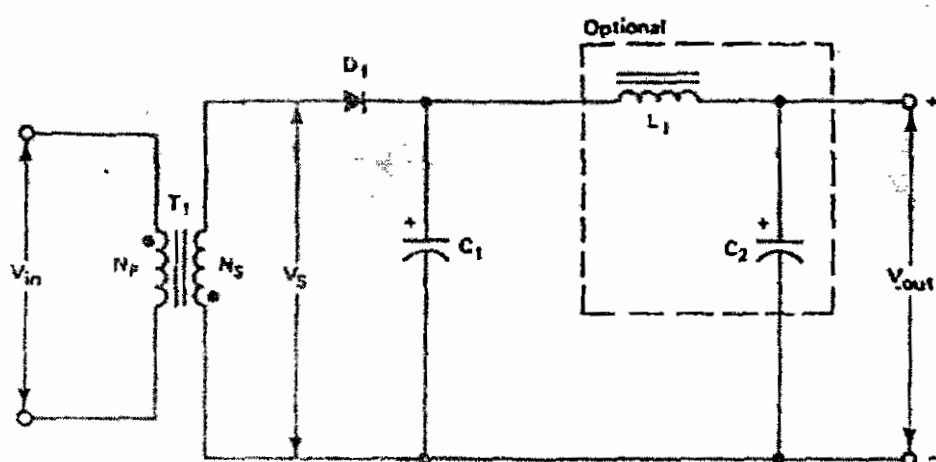
ภาพประกอบที่ 2.15 ตัวอย่างการต่อ LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณ RFI

2.6.2 ภาคเอาต์พุต

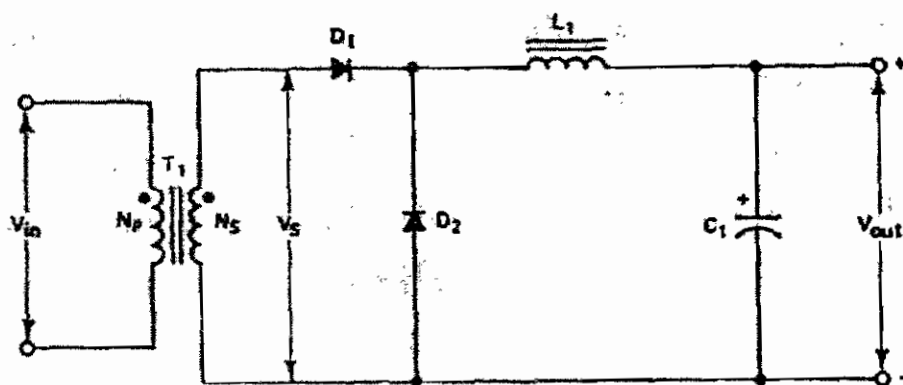
โดยทั่วไปแล้วภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นสามารถออกแบบให้จ่ายแรงดันได้ ไม่ว่าจะเป็นเพียงระดับเดียวหรือหลายระดับ (ขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบหรือแปลงว่าจะจ่ายแรงดันด้านทุติยภูมิต้องการกี่ระดับ, กี่ชนิดนั่นเอง) ส่วนกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายสวิตชิงที่พบเห็นในท้องตลาดก็มีตั้งแต่วัตต์ต่ำจนถึงวัตต์สูงๆเป็นพันวัตต์เลยทีเดียว

ในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการคุณภาพสูงๆ นั้นแน่นอนย่อมจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพดีเป็นพิเศษไม่ว่าจะเป็นไดโอดชนิด Schottky หรือชนิด Fast Recovery ตัวเก็บประจุแบบ ESR ค่าจลนกระทั่งตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับสะสมพลังงาน ในทางทฤษฎีนั้นก็เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุตให้น้อยที่สุด

การที่จะเลือกว่าแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงจะใช้วงจรจจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันรูปแบบใดนั้นย่อมขึ้นอยู่กับชนิดของแหล่งจ่ายสวิตชิงนั้น เช่นแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ Converter แบบ Flyback เหมาะที่จะใช้ภาคเอาต์พุตดังภาพประกอบ 2.16 (แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching power supply). 2541 : 100) โดยทั่วไปหรือแปลง T_1 ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับสะสมพลังงานในตัว ไดโอด D_1 กับ ตัวเก็บประจุ C_1 เป็นตัวเรียงกระแสและกรองแรงดันเพื่อให้แรงดันไฟตามต้องการสำหรับการสำหรับตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวเก็บประจุ C_2 ในกรอบเส้นประสี่เหลี่ยมนี้ จะใส่เพื่อต้องการลดแรงดันกระชากจากการสวิตชิงเมื่อความถี่สูง



ภาพประกอบ 2.16 ภาคเอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

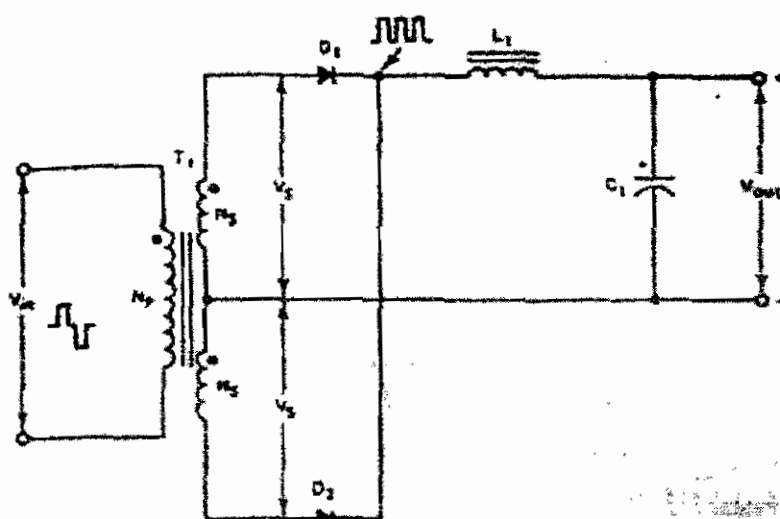


ภาพประกอบ 2.17 ภาคเอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

แพกเกจที่จำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบภาคเอาต์พุตที่น่าสนใจก็คือ อัตราทนแรงดันไฟ อย่างน้อยที่สุดของไดโอดเรียงกระแส (Minimum DC blocking Voltage) ซึ่ง Converter แบบ Flyback นั้นไดโอดเรียงกระแส D_1 ควรจะมีอัตราทนแรงดันไฟตรงย้อนกลับ (Reverse Voltage rating) เท่ากับ $\left[1.2V_m \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \right]$ เป็นอย่างน้อย ส่วนภาคเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบ Forward แสดงดัง

ภาพประกอบ 2.17 (แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching power supply). 2541 : 100)

ไดโอด D_1 กับ D_2 จะสลับกันนำกระแสจึงเป็นผลให้กระแสไหลไปยังเอาต์พุตอย่างเต็มที่ โดยอัตราทนแรงดันเท่ากับ $\left[1.2V_m \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \right]$ เป็นอย่างน้อยเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ Flyback



ภาพประกอบ 2.18 ภาคเอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบพุช-พูล, ฮาร์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

สำหรับภาคเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล , สาร์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ นั้นจะแสดงดังภาพประกอบ 2.18 (แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching power supply). 2541 : 100) การทำงานเหมือนกับวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ทุกประการ แต่อัตราทดแรงดันกลับอย่างน้อยที่สุดจะ

$$\text{เท่ากับ } \left[2.4V_{out} \left(\frac{V_{in(max)}}{V_{in(min)}} \right) \right]$$

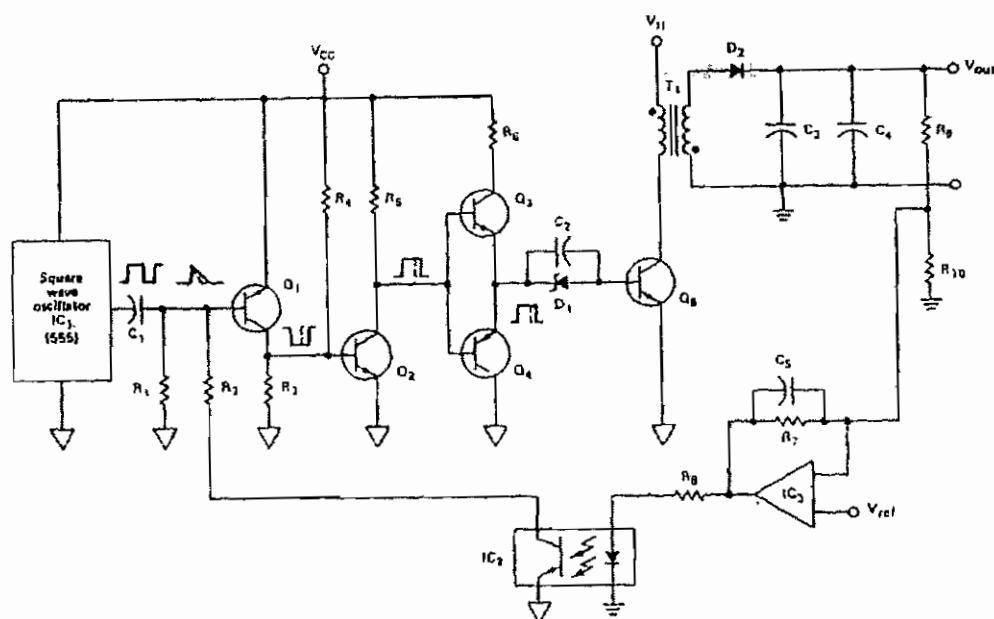
2.7 การควบคุมความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulated , PWM)

ในการควบคุมระดับแรงดันของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ปรณสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต หรืออื่นๆ นั้น นำกระแส เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาต์พุตให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้สูง เพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันที่เอาต์พุตมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิขณะการใช้งานสูง

ลักษณะการทำงานโดยทั่วไปของ PWM โดยทั่วไปมี 3 ลักษณะคือ

1. เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และความกว้างพัลส์ (Variation of frequency and pulse width)
2. เปลี่ยนแปลงความถี่ โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant pulse width with variable frequency)
3. เปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ โดยความถี่คงที่ (Constant frequency width with variable pulse)

การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไป โดยการทำงานลักษณะที่ 2 และที่ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากสามารถกำหนดความถี่หรือช่วง t_{ON} ที่จะทำให้สวิตซ์เรกกูเลเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด แต่แบบที่ 1 ความถี่และความกว้างพัลส์กำหนดขึ้นเองจากวงจรจึงอาจจะไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจร PWM ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานในลักษณะที่ 2 เป็นส่วนใหญ่



ภาพประกอบ 2.19 วงจร PWM ที่ใช้ในสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

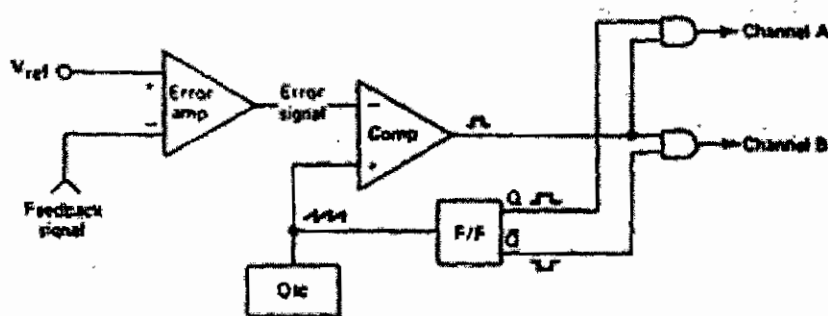
จากภาพประกอบ 2.19 (แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง (Switching power supply). 2541 : 120) แสดงวงจร PWM ที่ใช้ในสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบ FLYBACK โดย IC_1 (555) จะเป็นตัวกำเนิดพัลส์โดยในที่นี้สามารถนำ IC เบอร์ 555 มาใช้เป็นตัวกำเนิดพัลส์ได้ทันที จากนั้นสัญญาณพัลส์สัญญาณพัลส์ที่เปลี่ยนจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย โดยวงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differential) โดยตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 เพื่อนำไปใช้ขับทรานซิสเตอร์ Q_1 (ปกติจะปิดวงจรนำกระแส) สัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 จะถูกส่งไปที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 สังเกตว่าสัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 และสัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 จะมีลักษณะพัลส์ที่มีเฟสตรงกันข้าม

สำหรับทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 จะเป็นชุดขับสัญญาณที่ได้จากทรานซิสเตอร์ Q_2 ให้กับทรานซิสเตอร์สวิตซิ่ง Q_5 สวิตช์เปิด-ปิดวงจรที่จาก IC_1 ผลของการเปิด-ปิดวงจรของทรานซิสเตอร์ Q_5 อย่างรวดเร็วทำให้เกิดการส่งถ่ายพลังงานขึ้นที่หม้อแปลง T_1 เกิดแรงดันตกคร่อมที่ขดลวดทุติยภูมิ โดยแรงดันนี้จะถูกเรียงการสลับและกรองแรงดันให้เรียบโดยไดโอด D_2 และตัวเก็บประจุ C_3 กับ C_4 เกิดเป็นแรงดันเอาต์พุต V_{out} ตามต้องการส่วนตัวเก็บประจุ C_2 และซีเนอร์ไดโอด D_1 เป็นวงจรช่วยลดช่วงเวลาสะสมของทรานซิสเตอร์ Q_5 ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_5 มีความเร็วในการสวิตช์สูงขึ้น

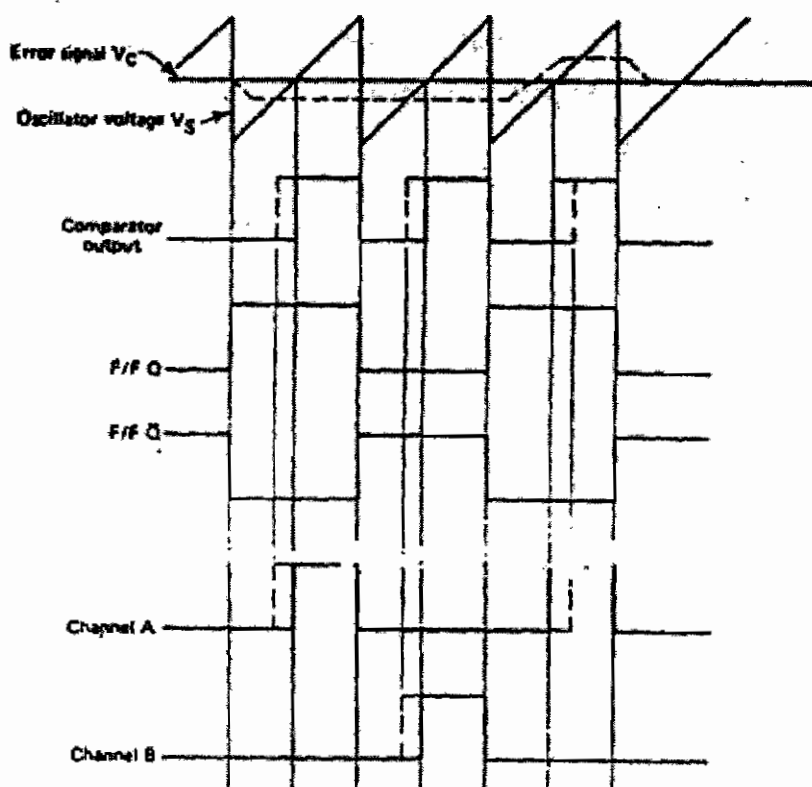
ในภาคป้อนกลับนั้นมีการทำงานโดย IC_3 เป็น IC เปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันที่ได้จากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทาน R_9 กับ R_{10} โดยนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงคงที่ V_{ref} ดังนั้นเมื่อแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) เกิดการเปลี่ยนแปลงหรือโหลดมีการเปลี่ยนแปลงก็ตาม จะทำให้ IC_3 จำ

แรงดันไบแอสตรงให้กับโฟลต์ไดโอดใน IC_2 เกิดแสง เป็นผลให้โฟลต์ทรานซิสเตอร์ใน IC_2 นำกระแสด้วย ถ้าแรงดันเอาต์พุตสูงเกินไปมากก็ยิ่งทำให้โฟลต์ทรานซิสเตอร์ใน IC_2 นำกระแสมากขึ้นเท่านั้นและทำให้ช่วงเวลาในการเปิดวงจรของทรานซิสเตอร์ Q_1 สั้นลง(ตั้งเส้นประ)ซึ่งช่วงเวลาของแรงดันพัลส์ที่จะไปขับให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 ปิดวงจรสั้นลงด้วย

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) ที่ได้จากการเรียงกระแสและกรองแรงดันจึงลดลงทำให้วงจรที่มีการจ่ายแรงดัน V_{out} ที่เสถียรภาพมากเนื่องจากการควบคุมแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) ให้คงที่อยู่เสมอ



(a)



(b)

ภาพประกอบ 2.20 วงจรพื้นฐานของการสร้าง PWM

จากภาพประกอบ 2.20 (แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching power supply). 2541 : 122) แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของการสร้างPWMและสัญญาณรูปคลื่นที่จุดต่างๆของวงจร โดยมีหลักการทำงานคือ ออปแอมป์ตัวแรกจะมีหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันที่ป้อนกลับมาจากด้านเอาต์พุตกับค่าระดับแรงดันคงที่ V_{ref} ซึ่งผลต่างแรงดันที่ได้(Error Signal)จะถูกป้อนกลับเข้าไปที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ตัวที่ 2 เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยเพื่อสร้างพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างพัลส์ตามต้องการที่จะนำไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานและการออกแบบ

วิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีและค้นคว้าข้อมูลของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ออกแบบแผนการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย
3. ออกแบบแผนการทำงานของวงจร
4. ทำการทดลองวงจรตามลำดับ วิเคราะห์ผลการทดลอง สรุปผลการทดลอง
5. ออกแบบวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ทำการทดลอง วิเคราะห์ผลการทดลอง แก้ไขวงจรและสรุปผล

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแสดงในภาพประกอบ 3.1 โดยสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานดังนี้ แรงดันอินพุต 12 - 36 V จะผ่านเข้ามาทางด้านเรกติไฟเออร์และฟิวเตอร์เพื่อกรองกรองสัญญาณให้เป็นไฟตรงและเรียบขึ้น จากนั้นภาคคอนเวอร์เตอร์จะทำการสวิตซ์ตัดต่อแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์ที่ถี่สูงประมาณ 20-400 kHz ซึ่งวงจรสวิตซ์นี้จะสร้างจากเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งเพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานเป็นเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยการตัดต่อแรงดันเป็นช่วงๆ จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งหลักการทำงานจะทำงานในลักษณะสวิตซ์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานเพาเวอร์

มอสเฟตต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (Turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส (Turn off) รวมทั้งเพาเวอร์มอสเฟตยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{DS(sat)}$) การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวมันเองด้วยและแรงดันที่ได้จะส่งเข้าไปยังภาคเรกติไฟเออร์และฟิวเตอร์ทางด้านเอาต์พุตเพื่อทำการเรียงกระแสและกรองแรงดันไฟเสียบก่อนจึงสามารถที่จะจ่ายกระแสให้แก่โหลดได้ สำหรับการคงค่าแรงดันนั้นทำได้โดยการป้อนค่าแรงดันที่เอาต์พุต มายังวงจรควบคุม วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต สัญญาณเอาต์พุตของวงจรนี้ที่ได้จะเป็นสัญญาณพัลส์ซึ่งจะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรกำหนด $T_{ON(MAX)}$ ซึ่งเอาต์พุตของ PWM จะนำไปควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

ประโยชน์ต่อไป

3. ส่วนควบคุมแรงดันเอาต์พุต ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่แม้แรงดันอินพุตจะมีการเปลี่ยนแปลงรวมถึงโหลดมีการเปลี่ยนแปลงด้วย

ซึ่งในการออกแบบจะทำการออกแบบแยกเป็นส่วนๆแล้วจึงนำมาประกอบเข้าด้วยกันเพื่อทดสอบวงจรและแก้ไขให้สมบูรณ์ ในการออกแบบในส่วนต่างๆจะได้กล่าวดังต่อไปนี้

3.1 ภาควิทยาศาสตร์

การทำงานของภาควิทยาศาสตร์ประกอบด้วย หม้อแปลงไฟฟ้า อุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งจะได้กล่าวถึงการออกแบบในแต่ละส่วนดังนี้

3.1.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะต้องกำหนดคุณสมบัติของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายเสียก่อนซึ่งในโครงการนี้ได้กำหนดคุณสมบัติของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายดังนี้

- แรงดันอินพุต 24-36 VDC
- แรงดันเอาต์พุต 12 VDC
- กำลังเอาต์พุต 12 W
- ความถี่ในการสวิตช์ 50 KHz ($T = 20 \mu\text{s}$)

โดยขั้นตอนต่อไปจะทำการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

1. คำนวณหาค่ากระแสสูงสุดของขดลวดปฐมภูมิ (I_p) ซึ่งสามารถพิจารณาจากสมการที่ (1)

$$I_p = \frac{2P_o}{\mu D_{\max} (V_{m(\min)} - V_{sat})} \quad (1)$$

ถ้ากำหนดให้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงเท่ากับ 80 % $D_{\max} = 0.4$

ดังนั้น

$$I_p = \frac{2 \times 12}{0.8 \times 0.4 \times (24 - 1)}$$

$$I_p = 3.26 \text{ A}$$

2. คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ (L_p) ซึ่งสามารถพิจารณาจากสมการที่ (2)

$$L_p = \frac{(V_{m(\min)} - V_{sat}) \cdot T_{on(\max)}}{I_p} \quad (2)$$

ดังนั้น

$$L_p = \frac{(24 - 1) \times 8 \times 10^{-6}}{3.26}$$

$$L_p = 56.44 \mu\text{H}$$

3. คำนวณหาพื้นที่การพันขดลวด ($A_e A_c$) ซึ่งสามารถพิจารณาจากสมการที่ (3)

$$A_e A_c = \frac{25.32 \cdot 10^8 \cdot L_p I_p D^2}{B_{\max}} \quad (3)$$

เลือกขนาดเส้นลวด

$$400 \times 3.26 = 1304.348 \quad \text{circular mils}$$

จะได้ลวดเบอร์ 19 ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0391 นิ้ว

ถ้ากำหนดให้ $B_{\max} = 1600 \text{ G}$

ดังนั้น

$$A_e A_c = \frac{25.32 \times 10^8 \times 56.44 \times 10^{-6} \times 3.26 \times 0.0391^2}{1600}$$

$$A_e A_c = 0.445 \text{ cm}^4$$

เลือกแกนหม้อแปลงและบอบปิ่นที่ใช้ในการพันขดลวด จากการหาค่า $A_e A_c$ จึงเลือกแกนและบอบปิ่นเบอร์ ETD34 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

$$A_e = 0.971 \text{ cm}^2 \quad A_c = 1.22 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_c = 1.185 \text{ cm}^4$$

4. หาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (N_p) ซึ่งสามารถพิจารณาจากสมการที่ (4)

$$N_p = \frac{L_p I_p \cdot 10^8}{A_e B_{\max}} \quad (4)$$

ดังนั้น

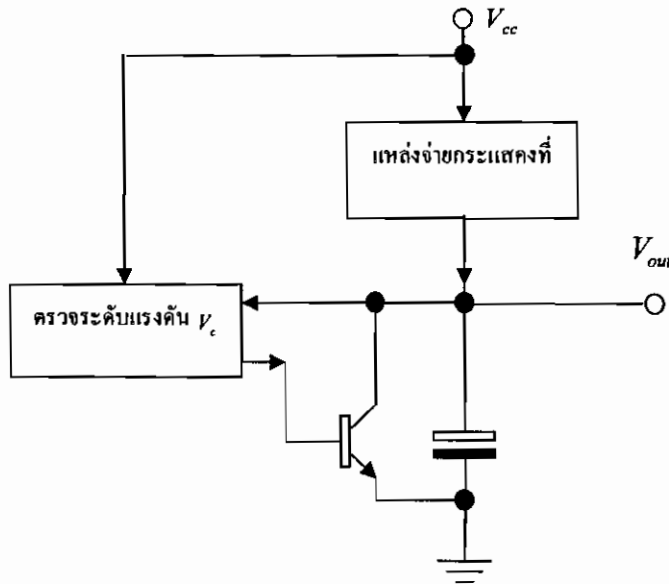
$$N_p = \frac{56.44 \times 10^{-6} \times 3.26 \times 10^8}{0.971 \times 1600}$$

$$N_p = 12 \quad \text{รอบ}$$

5. หาอัตราส่วนจำนวนขดลวดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ $\frac{N_p}{N_s}$ ซึ่งสามารถพิจารณาจากสมการที่ (5)

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{D_{\max} V_{m(\min)}}{(1 - D_{\max})(V_o + V_D)} \quad (5)$$

จากภาพประกอบ 3.2 จะเห็นว่าในการทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุลดลงจนเป็นศูนย์จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกให้หมด จากเงื่อนไขที่ได้กล่าวมาจึงนำไปสู่การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย โดยองค์ประกอบของวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยแสดงดังภาพประกอบ 3.3

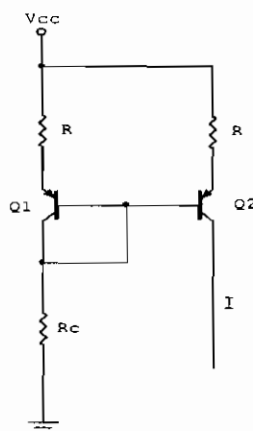


ภาพประกอบ 3.3 องค์ประกอบของวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

ซึ่งจะได้กล่าวถึงการออกแบบองค์ประกอบต่างๆของวงจรดังนี้

3.2.1 วงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่

ในโครงงานนี้เลือกใช้วงจรเคอร์เรนท์มิลเลอร์ดังแสดงในรูป 3.4 เพราะวงจรนี้สามารถควบคุมกระแสจ่าย โดยเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_c ก็สามารถควบคุมกระแส I ให้ได้ตามต้องการ



ภาพประกอบ 3.4 วงจรจ่ายกระแสคงที่

จากภาพประกอบ 3.4 สามารถพิจารณาค่ากระแส I จากสมการ

$$I \cong \frac{V_{cc} - 0.6}{R + R_c} \quad (8)$$

3.2.2 วงจรตรวจระดับแรงดัน V_c

ในโครงการนี้ได้นำไอซีเบอร์ NE555 มาทำเป็นวงจรตรวจระดับแรงดัน V_c ซึ่งแรงดันอ้างอิงสูงสุดที่ยอมให้แรงดัน V_c เพิ่มขึ้นได้เท่ากับ $\frac{2}{3}V_{cc}$ จากสมการที่ (7) จะได้

$$\frac{2}{3}V_{cc} = \frac{It}{C} \quad (9)$$

จากสมการที่ (4) เมื่อกำหนดความถี่ที่ต้องการแล้วสามารถพิจารณากระแสคงที่ที่ใช้ในการประจุตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$I = \frac{2V_{cc}C}{3t} \quad (10)$$

ขั้นตอนการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

1. กำหนดความถี่ที่ต้องการ เลือกค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสม ซึ่งในโครงการนี้ใช้แรงดันไฟฟ้า +5V ตัวเก็บประจุค่า $2.2nF$ ความถี่ในการสวิตช์ $50kHz$ แล้วคำนวณหาคาบเวลาโดยใช้สมการ $T = 1/f$ ทำให้ได้คาบเวลาเท่ากับ $20\mu s$ หากกระแสที่ใช้ในการประจุตัวเก็บประจุจากสมการที่ (10) จะได้

$$I = \frac{2 \times 5 \times 2.2 \times 10^{-9}}{3 \times 20 \times 10^{-6}}$$

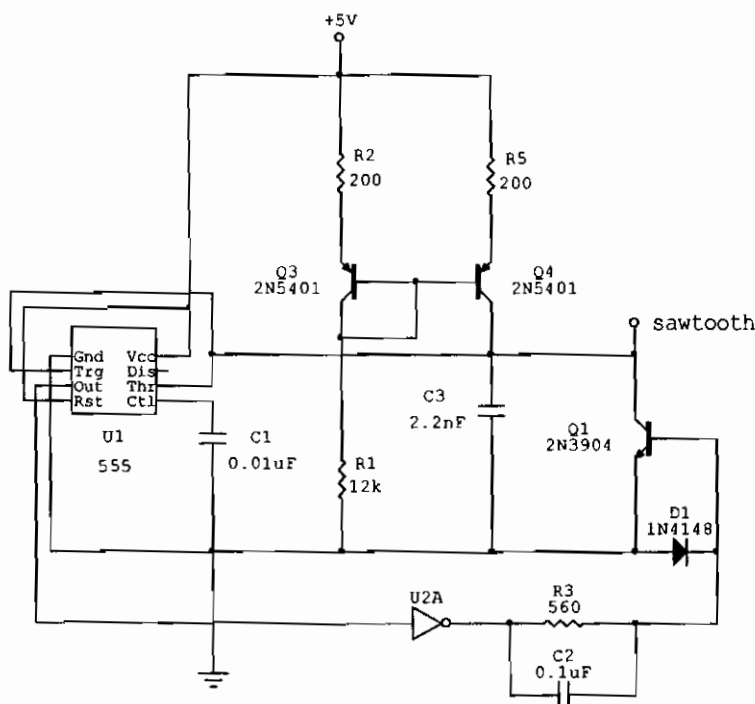
$$I = 0.3667mA$$

2. เมื่อทราบค่ากระแสที่ใช้ในการประจุตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาค่า R_c ได้จากสมการที่ (8) จะได้

$$0.3667 \times 10^{-3} = \frac{5 - 0.6}{R + R_c}$$

$$R + R_c = 11.9989k\Omega$$

แต่จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่า R ถูกต่ออนุกรมกับเอาต์พุต ดังนั้นในการเลือกค่าความต้านทาน R ควรให้ R มีค่าน้อยๆเพื่อไม่ให้เกิดการแบ่งแรงดันขึ้นระหว่าง R กับเอาต์พุตในโครงงานนี้ใช้ค่า 200Ω ทำให้ได้ $R_c = 11.7989k\Omega$ วงจรที่ได้รับการออกแบบเรียบร้อยแล้วแสดงดังภาพประกอบ 3.5



ภาพประกอบ 3.5 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้ในโครงงาน

3.3 วงจรกำหนดคิวดั้สูงสุด (D_{MAX})

โครงงานนี้ทำการออกแบบสัญญาณพัลส์ที่มีคิวดั้ไซเกิล 0.4 โดยเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยกับแรงดันอ้างอิงเพื่อปรับค่าคิวดั้ไซเกิลดังวงจรในภาพประกอบ 3.6 ซึ่งคิวดั้ไซเกิลสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (6)

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \times 100\% \quad (6)$$

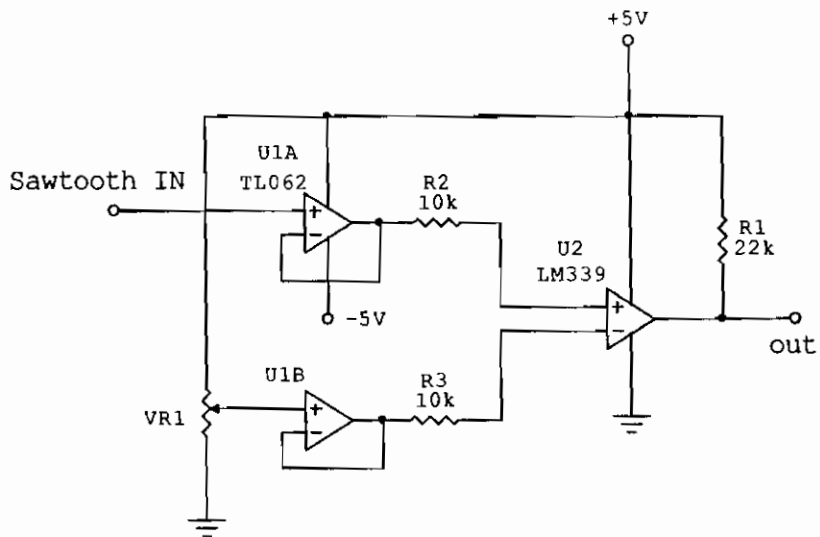
ซึ่ง T_{ON} สามารถพิจารณาได้จากสมการ

$$V_{ref} = \frac{V_{saw}}{T} (T - T_{ON})$$

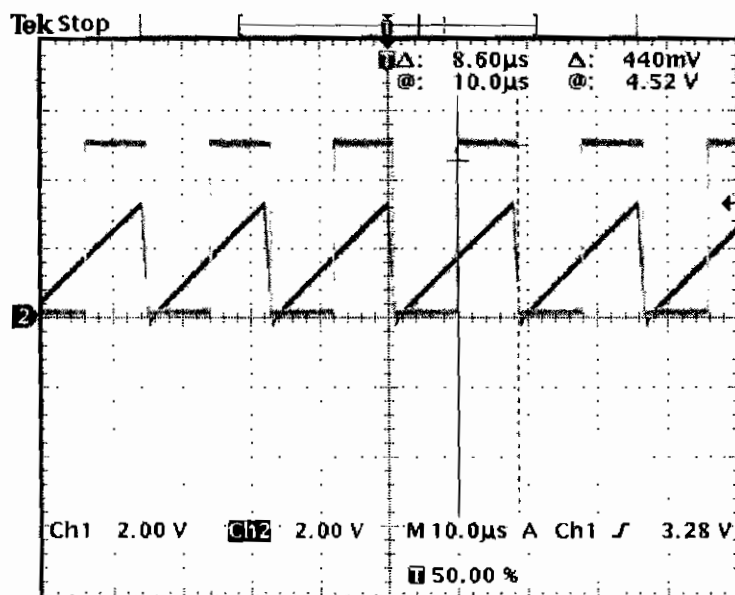
$$T_{ON} = T - \frac{V_{ref} T}{V_{saw}} \quad (7)$$

ดังนั้น

$$D = \left(1 - \frac{V_{ref}}{V_{saw}} \right) \times 100\% \quad (8)$$



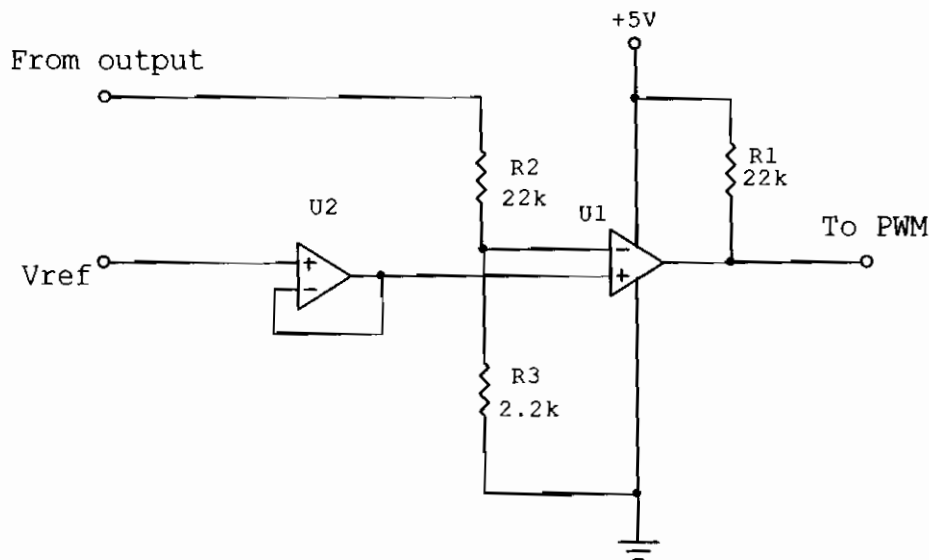
ภาพประกอบ 3.6 วงจรกำหนด D_{MAX}



ภาพประกอบ 3.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำหนด D_{MAX} (CH2)

3.4 วงจร (Errors Amp)

หลักการทำงานของวงจรนี้จะคล้ายกับวงจรสร้าง $T_{ON(MAX)}$ เพียงแต่สัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่นำมาจากเอาต์พุต ซึ่งวงจรที่ทำการออกแบบแสดงดังภาพประกอบ 3.8



ภาพประกอบ 3.8 วงจร *errors Amp* ที่ออกแบบเรียบร้อยแล้ว

ซึ่งสามารถคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการ

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_{ref} \quad (9)$$

ในโครงงานนี้ใช้แรงดันอ้างอิง 1V ต้องการแรงไฟฟ้าขาออก 12 V เมื่อเลือกความต้านทาน R_2 หรือ R_3 ตัวใดตัวหนึ่งก็สามารถหาค่าความต้านทานอีตัวหนึ่งได้ ซึ่งในที่นี้เลือกค่า R_3 เท่ากับ $2.2k\Omega$ จากสมการที่ (9) หาค่า R_3 ได้ดังนี้

แทน ;

$$12 = \left(1 + \frac{R_2}{2.2 \times 10^3}\right)$$

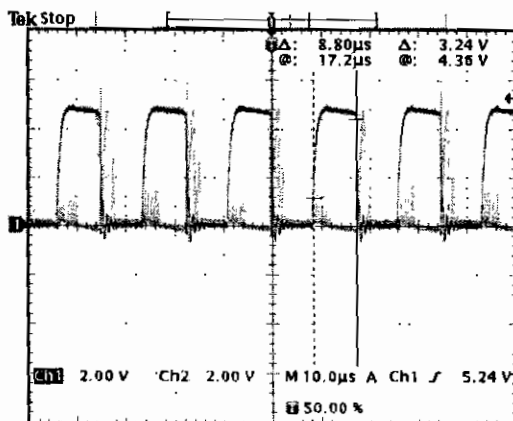
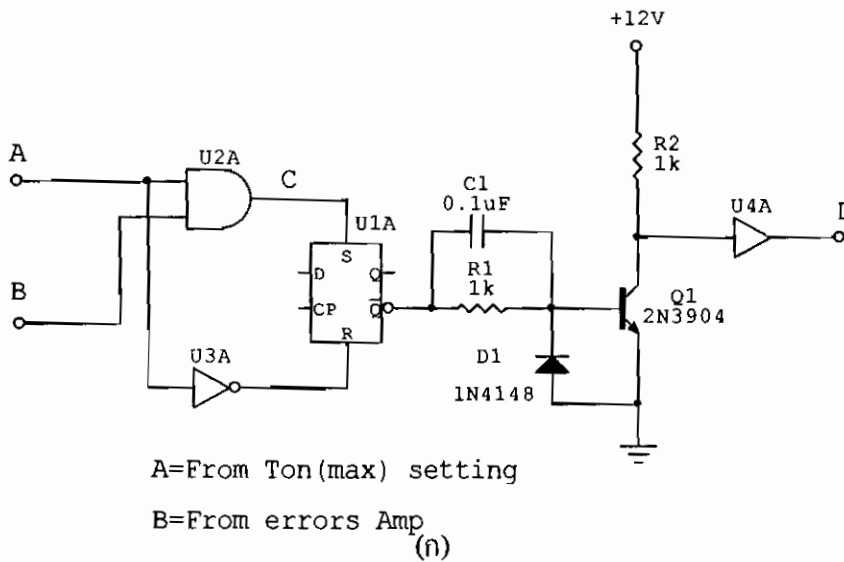
$$R_3 = 11 \times 2.2 \times 10^3$$

$$R_3 = 24.2k\Omega$$

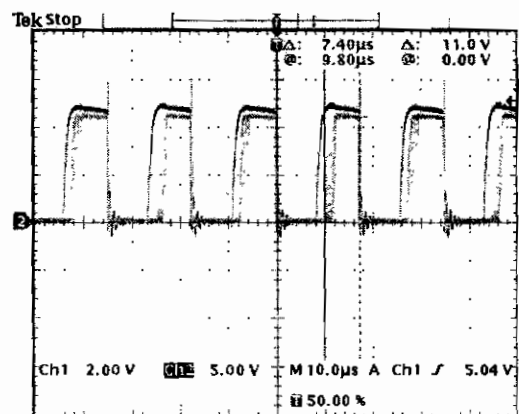
จะเห็นว่าค่า R_3 เป็นค่าที่ไม่เป็นค่ามาตรฐานจึงเปลี่ยนวิธีการใหม่โดยทำการกำหนดค่า R_2 และ R_3 คงที่แล้วทำการปรับแรงดันอ้างอิงเพื่อกำหนดแรงดันเอาต์พุต ในที่นี้ให้ $R_2 = 22k\Omega$ และ $R_3 = 2.2k\Omega$ ดังนั้น $V_{ref} = \frac{12}{11} = 1.091V$

3.5 วงจร PWM (Pulse Width Modulation)

วงจรส่วนนี้จะนำสัญญาณจากวงจรกำหนด $T_{ON(MAX)}$ และวงจร errors Amp มาเปรียบเทียบกับกันแล้วนำผลที่ได้ไปควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสของมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกให้คงที่วงจรที่ได้ออกแบบแสดงไว้ดังภาพประกอบ 3.9(ก) และ 3.9(ข)



CH1 สัญญาณที่จุด A CH2 สัญญาณที่จุด B



CH1 สัญญาณที่จุด A CH2 สัญญาณที่จุด D

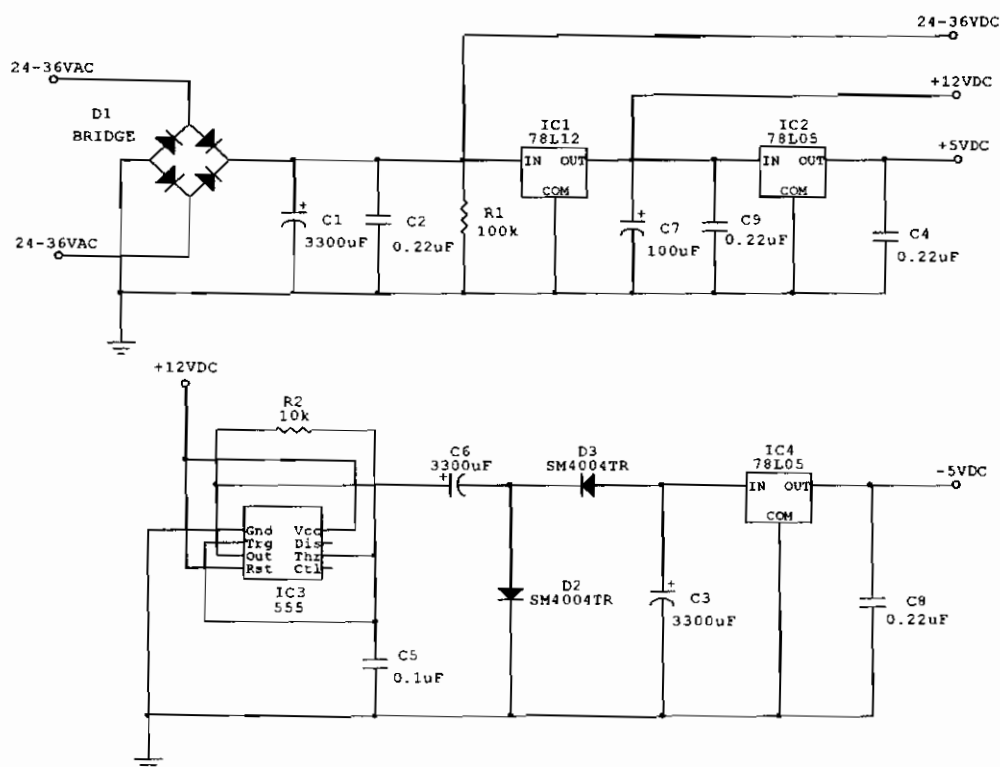
(ข)

ภาพประกอบ 3.9 (ก) วงจร PWM ที่ใช้งานจริงในโครงการ (ข) ลักษณะสัญญาณที่จุดต่างๆ

3.6 วงจรจ่ายไฟ

ส่วนนี้เป็นการออกแบบและทดสอบการทำงานวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง +12V,+5Vและ-5V ให้สามารถนำไปใช้เป็นไฟเลี้ยงไอซีในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ได้โดยที่วงจรสามารถคง แรงดันไฟเลี้ยง +12V,+5Vและ-5V และสามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตตามความต้องการของไอซีที่นำมาใช้

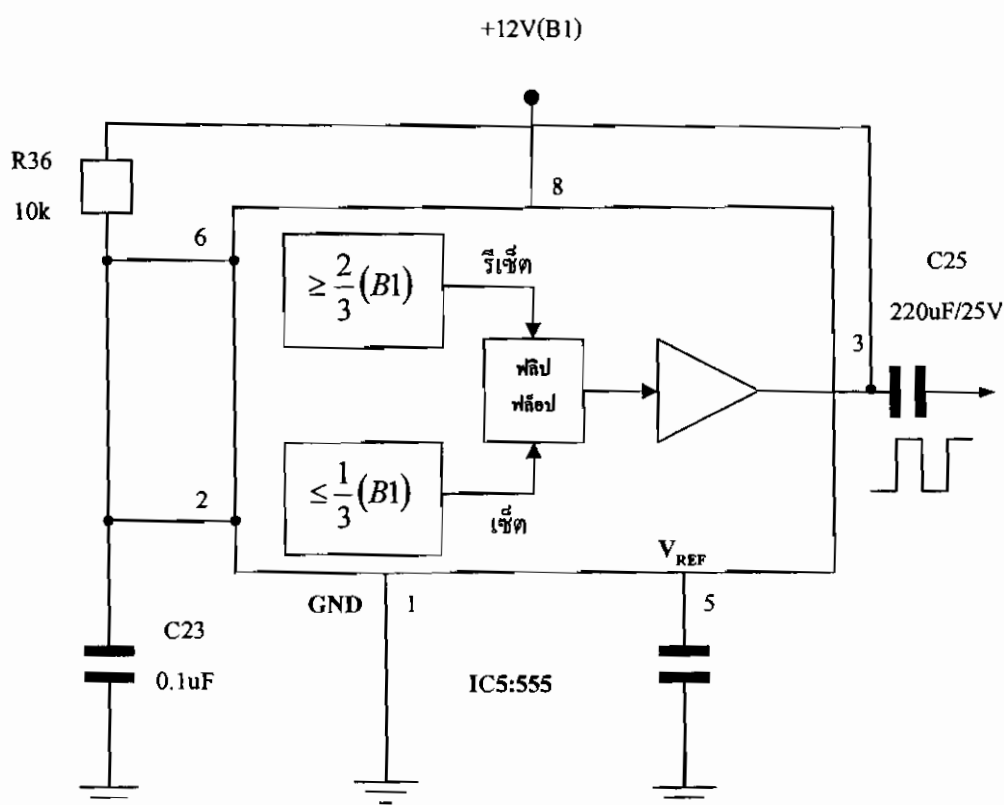
จากวงจรในภาพประกอบ 3.10 เป็นการลดระดับแรงดันจาก 24-36 โวลต์ เป็น 12 โวลต์ โดยใช้ ไอซีเรกูเลเตอร์(IC Reugulator) เบอร์ 7812 เพื่อนำไปใช้เป็นไฟเลี้ยงในวงจร และนำแรงดันเอาต์พุต 12 โวลต์ดังกล่าวลดระดับแรงดันให้เหลือ 5 โวลต์และ-5โวลต์ โดยที่แรงดัน 5 โวลต์ จะใช้เป็นไอซีเรกูเลเตอร์(IC Reugulator) เบอร์ 7905 และที่เอาต์พุตจะใช้คาปาซิเตอร์ขนาด $10\mu F$ เพื่อกรองสัญญาณเอาต์พุตก่อนนำไปใช้งาน ที่แรงดัน -5 โวลต์ จะใช้ ไอซีโทมเมอร์เบอร์ 555 ทำหน้าที่ในการผลิตพัลส์ที่มีควิตีไซเคิลประมาณ 50 % ที่ขา3ของIC 555 จะมีกระแสเอาต์พุต กระแสเอาต์พุตจะไปชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ $330\mu F$ (คือ C_3 และ C_6) ทำให้คาปาซิเตอร์มีประจุเก็บไว้คิดเป็นแรงดันไฟไม่น้อยกว่า 10 โวลต์ โดยสัคย์ของคาปาซิเตอร์มีสัคย์บวกเป็นกราวด์และที่จุดเอาต์พุตเป็นสัคย์ลบ ดังนั้นขณะนี้ได้แรงดันเท่ากับ -10 โวลต์ แล้วนำแรงดัน -10 โวลต์ ส่งผ่านไอซีเรกูเลเตอร์เบอร์ 7905 เพื่อลดระดับไฟลงที่จาก -10 โวลต์ ให้เหลือแรงดันไฟคงที่ -5 โวลต์ โดยมีคาปาซิเตอร์ $100\mu F$ ทำหน้าที่เป็นหน่วยสำรองไฟให้กับเอาต์พุตก่อนนำไปใช้งาน



ภาพประกอบ 3.10 วงจรจ่ายไฟ +12V , +5V และ -5V

โดยการทำงานของวงจรในส่วนที่ให้แรงดันขาออก -5V จะมีหลักการคือแรงดันไฟฟ้าที่เป็นแรงดันไฟฟ้า B1 ซึ่งมีระดับแรงดันไฟฟ้า +12 V จะถูกนำมาผลิตแรงดันไฟลบด้วยโดยใช้ไอซี Timer 555 ทำหน้าที่ในการผลิตพัลส์ที่มีคว่ำไซเกิลประมาณ 50 % โดยวงจรผลิตความถี่ที่เป็นสัญญาณพัลส์ ดังภาพประกอบ 3.11

จากวงจรภาพประกอบที่ 3.11 แรงดันไฟ B1 จะจ่ายเข้าไปยัง IC5 ซึ่งเป็นไอซี Timer 555 โดยปกติแล้วความถี่ของไอซีดังกล่าวนี้ ค่าคว่ำไซเกิลจะไม่ได้ 50% กระทำได้เมื่อคาบเวลาของการชาร์จเท่ากับเวลาของการดิชจาร์จ



ภาพประกอบ 3.11 การทำงานของไอซี 555 ในการผลิตพัลส์ที่มีคว่ำไซเกิลประมาณ 50 %

จากหลักการดังกล่าวจึงมีการนำเอาแรงดันไฟทางด้านเอาต์พุตขา 3 ของ IC5 ค่อยกลับเข้าไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งอยู่ที่ขา 2 และ 6 ของไอซี ที่ทำหน้าที่เป็นตัวชี้ตและรีชี้ตฟลิปฟล็อปให้กำหนดความถี่อย่างต่อเนื่อง โดยอุปกรณ์ที่เป็นตัวกำหนดความถี่ได้แก่ R_{36} และ C_{23} โดยเมื่อจ่ายเข้าไปยัง IC5 ในครั้งแรกนั้น แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ขา 2 และขา 6 ของ IC5 ยังเป็นแรงดันไฟต่ำอยู่ โดยเฉพาะแรงดันที่ขา 2 หากมีระดับแรงดันไฟต่ำกว่า 1 ใน 3 ของไฟเลี้ยงวงจร (B_1) จะมีผลสั่งให้

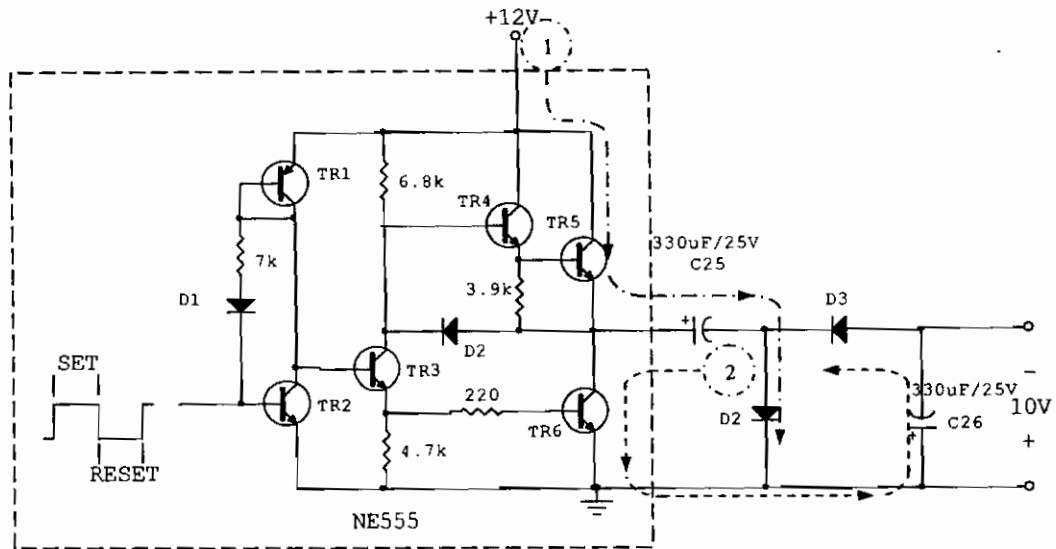
วงจรฟลิปฟล็อปเข้าสู่สถานะของการเซตนั้นก็หมายความว่าเมื่อเอาต์พุตของไอซีดังกล่าวมีเพียงเอาต์พุตเดียวคือเอาต์พุตที่ขา 3 เรียกว่าเอาต์พุตมีเพียง 1 บิตเมื่อฟลิปฟล็อปสั่งงานเป็น สถานะเซต จึงเท่ากับว่าขณะนี้ทำให้ขา 3 มีแรงดันไฟฟ้าเป็นไฮ แรงดันไฟฟ้าที่ขา 3 จึงขยับสูงขึ้นใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายไฟ B_1 แรงดันไฟของขา 3 จึงจ่ายย้อนกลับมายัง R_{36} และซาร์จประจุที่ C_{23} ทำให้แรงดันไฟของคาปาซิเตอร์ C_{23} สูงขึ้นจนทำให้แรงดันไฟสูงขึ้นถึงระดับ 2 ใน 3 ของแหล่งจ่าย B_1 จึงทำให้วงจรบังคับฟลิปฟล็อปให้เข้าสู่สถานะการรีเซต นั่นหมายความว่าสถานะของเอาต์พุตขา 3 ของ IC5 ตามรูป มีสถานะเป็น โลว์ เมื่อขา 3 มีสถานะเป็นโลว์หรือเท่ากับลัทธิวงจรขา 3 ไปหากราวด์ ทำให้คาปาซิเตอร์ C_{23} ดิชาร์จประจุผ่าน R_{36} เพื่อเข้าไปที่ขา 3 และคายประจุลงกราวด์เพื่อจะครบรอบกับคาปาซิเตอร์ C_{23} ซึ่งต่อไว้กับกราวด์ด้วยแล้วทำให้แรงดันไฟที่เป็นประจุของคาปาซิเตอร์ C_{23} ลดลง

เมื่อ C_{23} คายประจุลดลงแรงดันไฟตกคร่อมคาปาซิเตอร์ C_{23} ลดลงจนถึงระดับตั้งแต่ 1 ใน 3 ของแหล่งจ่าย B_1 ย่อมเกิดผลต่อการทำงานของอินพุตขา 2 ของ IC5 ทำให้ไอซีเข้าสู่สถานะของการสลับฟลิปฟล็อปให้เป็นเซตกลับไปเหมือนกับตอนแรก เอาต์พุตขา 3 ของไอซีจึงมีสถานะเป็นไฮ ผลของสถานะที่เป็นไฮจึงส่งผลย้อนกลับมายัง R_{36} และซาร์จเข้าไปที่ C_{23} อีกครั้งหนึ่ง การทำงานของ IC5 จึงมีการทำงานได้อย่างต่อเนื่อง ผลจากความถี่เป็นสัญญาณพัลส์ออกไปทางขา 3 อย่างต่อเนื่อง และมีค่าควิซีเทิลใกล้เคียง 50% มากที่สุด

จากการทำงานดังภาพประกอบ 3.11 หากดูเฉพาะเอาต์พุตที่บังคับโดยฟลิปฟล็อป สามารถดูการกำเนิดแรงดันไฟ -10 V ได้จากภาพประกอบ 3.12 โดย สามารถเรียงลำดับการทำงานได้ดังต่อไปนี้

1. ในสถานะที่ฟลิปฟล็อปสั่งงานเป็นสถานะเซต

เมื่อฟลิปฟล็อปสั่งงานเป็นสถานะของการเซต พบว่าทรานซิสเตอร์ภายในของ NE 555 ซึ่งอยู่ในรูปของ TR1 ทำหน้าที่เป็นหน่วยเรกูเลเตอร์ เพื่อจ่ายกระแสให้กับวงจรทางด้านเอาต์พุต โดยเฉพาะจ่ายเป็นไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ TR2 และ TR3 ในภาวณี้ฟลิปฟล็อปจ่ายแรงดันไฟเป็นเซต หรือสถานะไฮ ให้กับทรานซิสเตอร์ TR2 ทำให้ทรานซิสเตอร์ TR2 นำกระแสได้ การที่ทรานซิสเตอร์ TR2 นำกระแสนั้นย่อมจะดึงไบอัสที่ส่งไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ TR3 ให้ลดลง ทำให้ทรานซิสเตอร์ TR3 หยุดการนำกระแส เมื่อทรานซิสเตอร์ไม่สามารถนำกระแสได้แรงดันไฟ +12 V ที่จ่ายเข้าไปทางขา 8 ของไอซี NE555 จึงจ่ายผ่าน R ที่มีค่า $6.8k\Omega$ ไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์ TR4 และทรานซิสเตอร์ TR4 จะกลายเป็นหน่วยขับให้กับทรานซิสเตอร์ TR5



ภาพประกอบ 3.12 การทำงานของวงจรป้อนแรงดันเพื่อกำเนิดไฟ -10 V
โดยไอซีTimer 555

เมื่อทรานซิสเตอร์ TR5 ได้รับไบแอสจากใคร่ฟ้าทำให้ทรานซิสเตอร์ TR5 มีสภาวะของการเป็นสวิตช์ต้องจรรยาแต่ทรานซิสเตอร์ TR6 จะไม่มีไบแอสจึงหยุดนำกระแส(เพราะทรานซิสเตอร์ TR6 จะนำกระแสได้นั้นจะได้รับไบแอสมาจาก TR3 เท่านั้น) ขณะนี้แรงดันไฟที่จ่ายออกไปที่ขา 3 ของไอซีจนแรงดันไฟใกล้เคียงกับ แรงดัน B_1 (+12 V) แรงดันไฟดังกล่าวจะชาร์จไปที่ C_{25} ผ่านไดโอด D_2 ไปหาแรงดันไฟสลับกลับ คาปาซิเตอร์ C_{25} จะเก็บประจุไว้ได้ใกล้เคียง +12V (ตามกระแสหมายเลข 1 ดังภาพประกอบ 3.12)

2. ในภาวะที่วงจรพลิกฟลิปทำงานรีเซ็ต

เมื่อวงจรพลิกฟลิปทำงานเป็นรีเซ็ต ย่อมทำให้ทรานซิสเตอร์ TR2 ไม่สามารถนำกระแสได้ ทรานซิสเตอร์ TR2 เปิดโอกาสให้กระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ TR2 ไหลเข้าไปไบแอสทรานซิสเตอร์ TR3 ได้ ผลจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ TR3 ทำให้ทรานซิสเตอร์ไปดึงกระแสที่จะเข้าไปยังขาเบสของ TR4 ให้ผ่านทรานซิสเตอร์ TR3 แทนทำให้ทรานซิสเตอร์ TR4 ไม่สามารถนำกระแสได้ เมื่อ TR4 ไม่นำกระแสจะทำให้ TR5 ซึ่งรับกระแสใดเวอร์จจาก TR4 หยุดนำกระแสไปอีกหนึ่งตัวด้วย และถ้าวงจร TR4 และ TR5 ยังหยุดนำกระแสไม่ทันตามเวลา TR3 ยังมีไดโอด D_2 ที่ทำหน้าที่ดึงกระแสที่มาจากวงจรชุดบนให้ผ่านไดโอดตัวนี้ และผ่านการทำงานของ TR3 เพื่อจะทำให้ทรานซิสเตอร์ TR3 ไบแอสให้กับ TR6 ได้อย่างเต็มที่ TR6 เมื่อได้รับกระแสใดเวอร์จจาก TR3 จึงกลายเป็นสวิตช์ต้องจรรยานำเอาประจุของคาปาซิเตอร์ C_{25} เข้าทางขา 3 ของไอซีผ่าน TR6 ออกทางขา 1 ลงกราวด์(กลายเป็นกระแสหมายเลข 2)ผ่านไปชาร์จประจุให้คาปาซิ

เตอร์ C_{26} ก่อนจะส่งผ่านไดโอด D3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเรียงกระแสและไปครบกับสัณขั้ประจุลบของคาปาซิเตอร์ C_{25} ทำให้คาปาซิเตอร์ C_{26} มีประจุเก็บไว้คิดเป็นค่าแรงดันไฟไม่น้อยกว่า 10V โดยสัณขั้ของคาปาซิเตอร์ C_{26} มีสัณขั้บวกเป็นกราวด์และสัณขั้ที่จุดเอาต์พุตเป็นสัณขั้ลบ นั่นก็หมายถึงขณะนี้เกิดแรงดันไฟ -10 V ขึ้นมาแล้ว

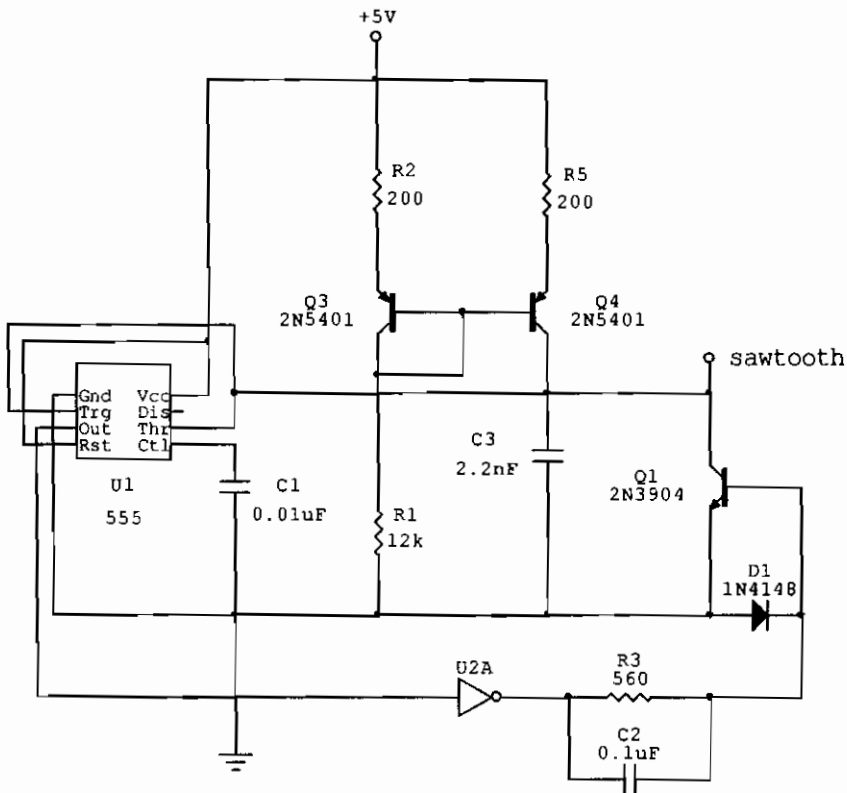
แรงดันไฟที่ภาคขยายสัญญาณทั้งทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตต้องการคือแรงดันไฟ $\pm 5V$ แรงดันไฟ +5V จะได้มาจากการนำเอาแรงดันไฟ B_1 ส่งผ่านไอซี REG 1 เบอร์ 7805 เพื่อจะให้แรงดันไฟ +5V เป็นแรงดันไฟ B2 ซึ่งแสดงวงจรไว้แล้วในรูป ส่วนแรงดันไฟ -5 V นั้น จะได้จากแรงดันไฟ -10 V ซึ่งเกิดขึ้นที่ตัวคาปาซิเตอร์ C_{26} โดยนำเอาแรงดันไฟ -10 V ส่งผ่านไอซีเรกูเลเตอร์ 3 ขา ที่อยู่ในรูป REG 2 เบอร์ 7905 เพื่อตั้งระดับแรงดันไฟกองที่จาก -10V ให้ลดแรงดันไฟกองที่ -5 V โดยมีคาปาซิเตอร์ C_3 ทำหน้าที่เป็นหน่วยสำรองแรงดันไฟ

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

ในการทดลองต่อวงจรดังภาพประกอบ 4.1 เพื่อทำการทดสอบวงจรว่าตัวเก็บประจุค่าต่างๆ จะต้องใช้กระแสเท่าใดในการชาร์จตัวเก็บประจุเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยที่สัญญาณไม่เพี้ยน ในการทดลองได้เลือกตัวเก็บประจุ 2.2nF, 10nF และ 22nF ทำการเพิ่มกระแสจนได้ความถี่ที่ต้องการ บันทึกค่ากระแสในการชาร์จตัวเก็บประจุ เพิ่มความถี่ที่ต้องการขึ้นไปจนสัญญาณที่สร้างเพี้ยน ทำเช่นนี้จนตัวเก็บประจุครบทั้งสามตัว ซึ่งผลการทดลองแสดงดังตาราง 4.1



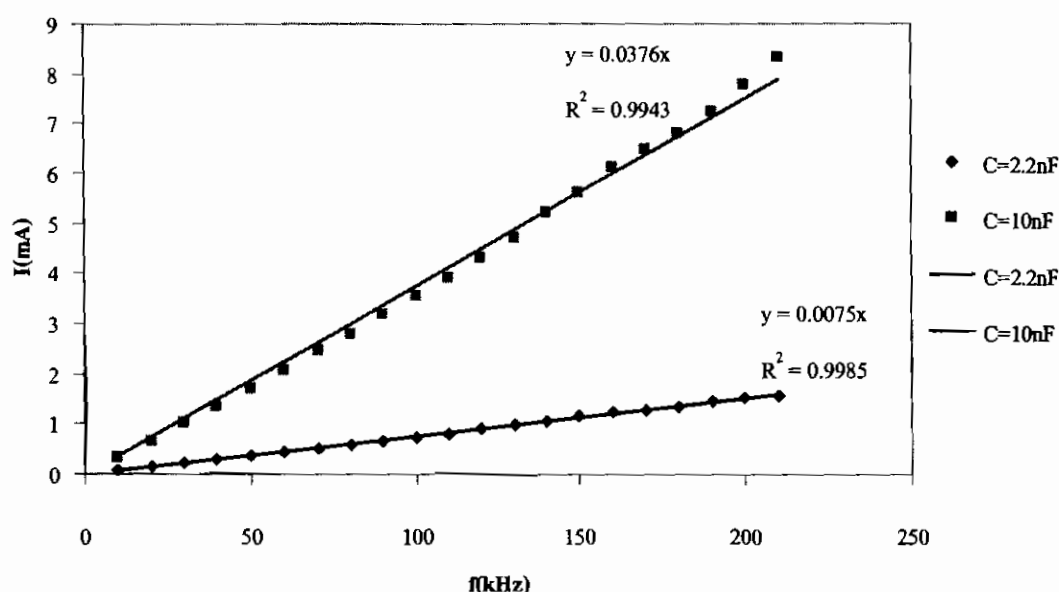
ภาพประกอบ 4.1 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้ในโครงงาน

ตาราง 4.1 ค่ากระแสในการชาร์ตตัวเก็บประจุค่าต่างๆ เมื่อต้องการสัญญาณที่มีความถี่เพิ่มขึ้น

f(kHz)	I(mA)		
	$C_3 = 2.2nF$	$C_3 = 10nF$	$C_3 = 22nF$
10	0.0728	0.3318	0.7414
20	0.1445	0.6683	1.48
30	0.2192	0.9983	2.273
40	0.2869	1.3482	3.012
50	0.3618	1.7033	3.802
60	0.4326	2.045	4.56
70	0.5078	2.44	5.45
80	0.5804	2.8	6.135
90	0.6546	3.1886	6.99
100	0.7287	3.543	8.035
110	0.8032	3.913	8.8
120	0.9855	4.286	เพี้ยน
130	0.9735	4.7	เพี้ยน
140	1.046	5.199	เพี้ยน
150	1.168	5.588	เพี้ยน
160	1.2165	6.1048	เพี้ยน
170	1.2643	6.4839	เพี้ยน
180	1.3515	6.7383	เพี้ยน
190	1.4606	7.233	เพี้ยน
200	1.5035	7.77	เพี้ยน
210	1.5563	8.3	เพี้ยน
220	เพี้ยน	เพี้ยน	เพี้ยน

จากตาราง 4.1 พบว่ากระแสคงที่จะเป็นตัวกำหนดความถี่ ดังนั้นการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นจะทำให้
โดยการเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่เนื่องจากเมื่อกระแสที่ชาร์ตสูงขึ้นจะทำให้เวลา
ที่ใช้ในการชาร์ตตัวเก็บประจุน้อยลงจึงเป็นผลให้ความถี่สูงขึ้น แต่กระแสที่สามารถเพิ่มได้สูงสุด

โดยที่สัญญาณเอาต์พุตไม่เพี้ยนจะถูกกำหนดโดยแรงดันเอาต์พุตสูงสุดและค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจากการทดลองพบว่ากระแสสูงสุดประมาณ 8 mA เนื่องมาจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานและทรานซิสเตอร์จะต้องน้อยกว่า 1.6 V เพราะแรงดันเอาต์พุตสูงสุดเท่ากับ 3.4 V ซึ่งถ้ากระแสมากกว่า 8 mA จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานและทรานซิสเตอร์มีค่ามากกว่า 1.6 V ทำให้สัญญาณเพี้ยน

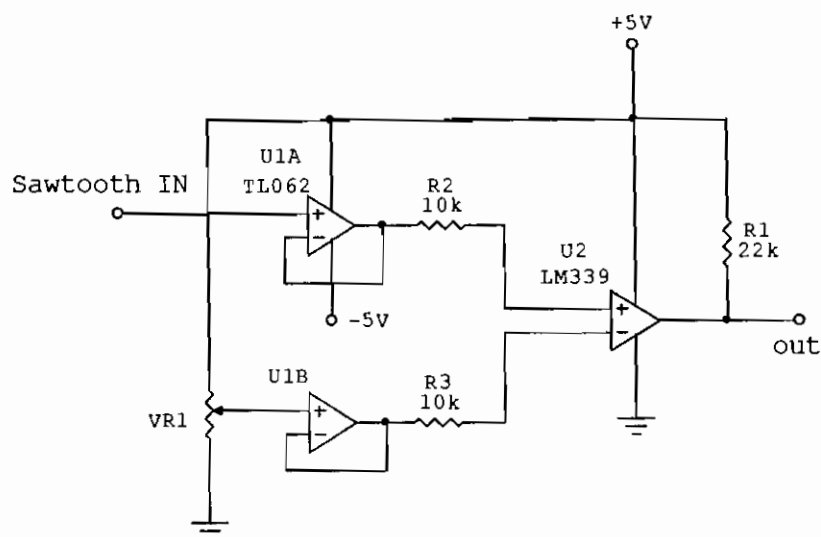


ภาพประกอบ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่สร้างได้กับกระแสที่ใช้ในการชาร์จตัวเก็บประจุค่าต่างๆ

4.2 วงจรกำหนด $T_{ON(MAX)}$

ในการเลือกอปแอมป์เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรคอมพาราเตอร์เพื่อเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงกับสัญญาณพินเลือกสามารถพิจารณาโดยทดสอบค่าแรงดันอ้างอิงที่ควิตซ์เซลล์ค่าต่างๆ ซึ่งในโครงการนี้เลือกทดสอบอปแอมป์ 2 เบอร์ ได้แก่ NE5532 และ LM393 เนื่องจากเป็นอปแอมป์ที่สามารถเข้าสู่สภาวะการทำงาน (Active) ได้เร็ว

จากการทดสอบอปแอมป์เบอร์ NE5532 ซึ่งมีคุณสมบัติต่างๆ ดังรายละเอียดในภาคผนวก ก โดยทำการต่อวงจรดังภาพประกอบ 4.2 ป้อนสัญญาณพินเลือกแล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตปรับ VR 1 ให้ได้ค่าควิตซ์เซลล์ที่ต้องการบันทึกแรงดันอ้างอิงที่วัดได้ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังตาราง 4.2

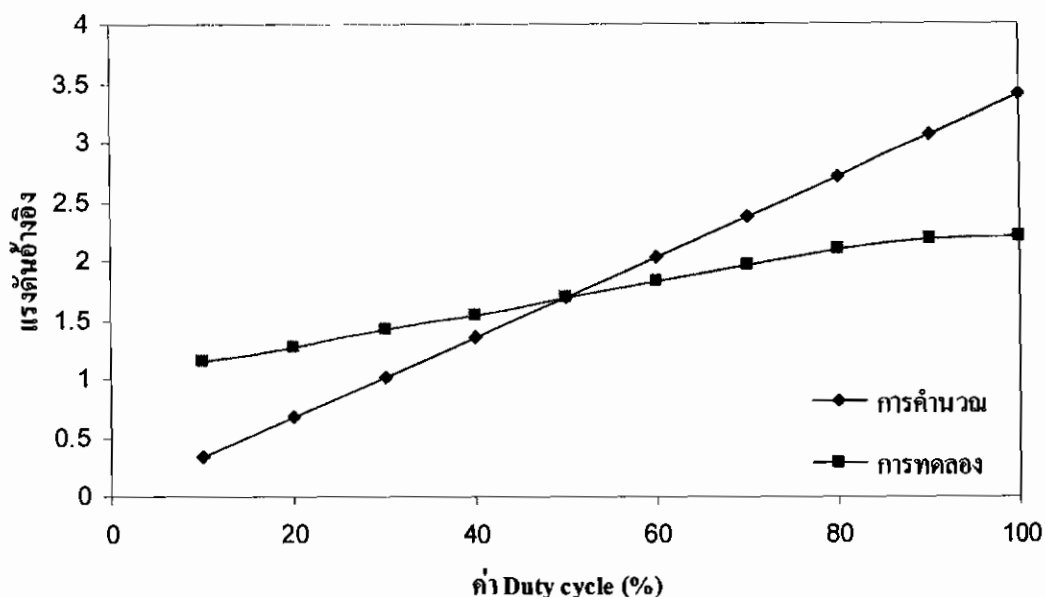


ภาพประกอบ 4.3 วงจรทดสอบออปแอมป์เพื่อนำมาใช้เป็นคอมพาราเตอร์

ตาราง 4.2 แรงดันอ้างอิงที่วัดได้เมื่อเปลี่ยนค่าตัวไซเกิล โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ NE5532 เป็นคอมพาราเตอร์

D(%)	V_{ref}		
	คำนวณ	ทดลอง	ความคลาดเคลื่อน(%)
10	0.34	1.16	241.17
20	0.68	1.27	173.53
30	1.02	1.42	117.65
40	1.36	1.55	55.88
50	1.70	1.69	2.90
60	2.04	1.83	61.76
70	2.38	1.96	123.53
80	2.72	2.1	182.35
90	3.06	2.18	258.82
100	3.4	2.21	350.00
ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย(%)			156.00

จากตาราง 4.2 พบว่าค่าแรงดันอ้างอิงที่ได้จากการทดสอบออปแอมป์เบอร์ NE5532 สามารถนำมาเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิงจากการคำนวณและการทดลองได้ดังภาพประกอบ 4.3



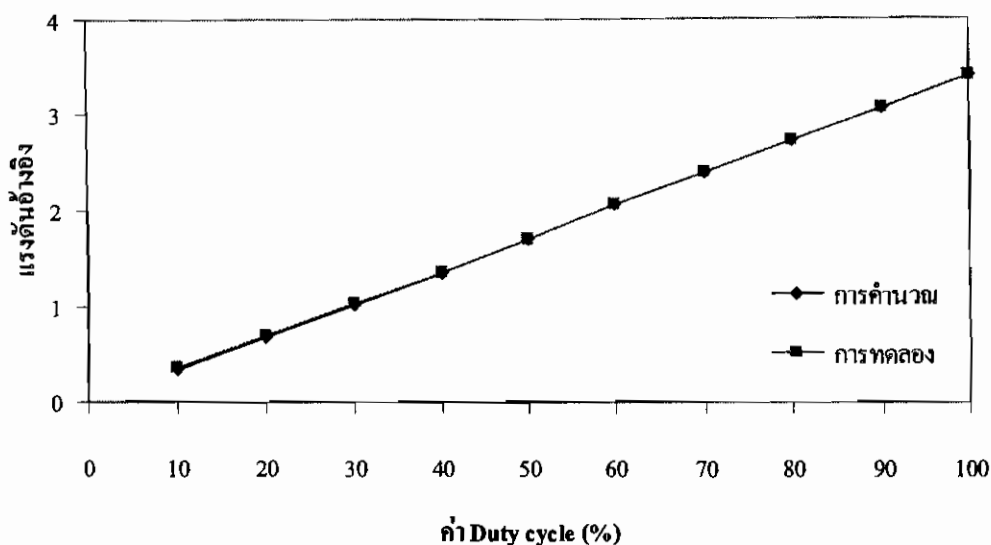
ภาพประกอบ 4.4 ค่าแรงดันอ้างอิงจากการคำนวณกับการทดลองเมื่อนำออปแอมป์เบอร์ NE5532 เป็นคอมพาราเคอร์

ผลการทดสอบดังภาพประกอบ 4.3 พบว่าแรงดันอ้างอิงที่ได้จากการทดลองกับค่าที่ได้จากการคำนวณแตกต่างกันมากซึ่งให้ค่าความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยร้อยละ 156 ซึ่งไม่เหมาะสมกับการนำมาสร้างวงจรกำหนด $T_{ON(MAX)}$ ดังนั้นจึงได้ทำการทดสอบออปแอมป์เบอร์ LM393 ซึ่งมีคุณสมบัติต่างๆ ดังรายละเอียดในภาคผนวก ก โดยวิธีการทดสอบจะเหมือนกับออปแอมป์เบอร์ NE5532 ซึ่งได้ผลการทดสอบดังตาราง 4.3

ตาราง 4.3 แรงดันอ้างอิงที่วัดได้เมื่อเปลี่ยนค่าควิตี้ไซเกิล โดยใช้ฮอปแอมป์เบอร์ LM393 เป็นคอมพารเตอร์

D(%)	V_{CON}		
	จำนวน	ทดลอง	ความคลาดเคลื่อน(%)
10	0.34	0.35	2.90
20	0.68	0.69	2.90
30	1.02	1.03	2.90
40	1.36	1.36	0.00
50	1.70	1.70	0.00
60	2.04	2.05	2.90
70	2.38	2.38	0.00
80	2.72	2.73	2.90
90	3.06	3.06	0.00
100	3.40	3.40	0.00
ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย			1.74

จากตาราง 4.3 ได้นำข้อมูลเขียนกราฟเพื่อเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงที่ได้จากการทดลองและการคำนวณได้ดังภาพประกอบ 4.4



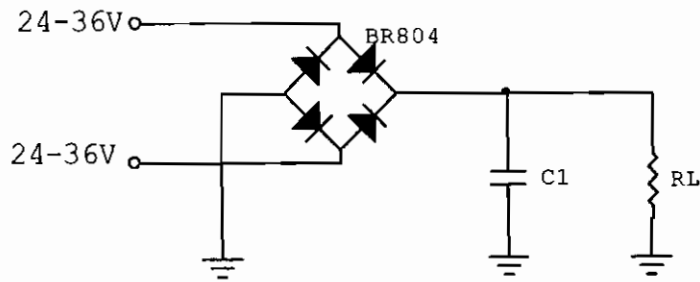
ภาพประกอบ 4.5 ค่าแรงดันข้างอิงจากการคำนวณกับการทดลองเมื่อใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 393 เป็นคอมพาราเตอร์

จากภาพประกอบ 4.4 พบว่าค่าแรงดันข้างอิงจากการคำนวณกับการทดลองของออปแอมป์เบอร์ NE5532 มีค่าที่ใกล้เคียงกันมากโดยมีความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยร้อยละ 1.74 ซึ่งเหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นคอมพาราเตอร์

จากตาราง 4.2 และ 4.3 พบว่าออปแอมป์เบอร์ NE5532 ที่นำมาสร้างเป็นคอมพาราเตอร์ มีความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยของแรงดันข้างอิงที่วัดได้ใกล้เคียงค่าต่างๆ เท่ากับร้อยละ 156 ซึ่งมีค่าความคลาดเคลื่อนที่สูงมาก เมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์เบอร์ LM393 ที่นำมาสร้างเป็นคอมพาราเตอร์ให้ค่าแรงดันข้างอิงตามที่ออกแบบไว้โดยมีความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยร้อยละ 1.79 ซึ่งน้อยมากและอยู่ในขอบเขตที่ยอมรับได้ ดังนั้นในโครงการนี้จึงเลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LM393 เป็นคอมพาราเตอร์

4.3 การทดสอบค่าคาปาซิเตอร์ในวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันด้านอินพุต

การออกแบบค่าคาปาซิเตอร์ในวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันด้านอินพุตเพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงที่มีripple น้อยขนาด 12-36 โวลต์ เพื่อเป็นแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ จะทำการทดสอบวงจรโดยป้อนแรงดันไฟตรงแก่วงจรเรียงกระแสเดิมคลึงดังภาพประกอบ 4.5 และพิจารณาแรงดันตกคร่อมโหลด $R_L = 100k\Omega$ ที่คาปาซิเตอร์ค่าต่างๆ ได้ผลดังตาราง 4.4

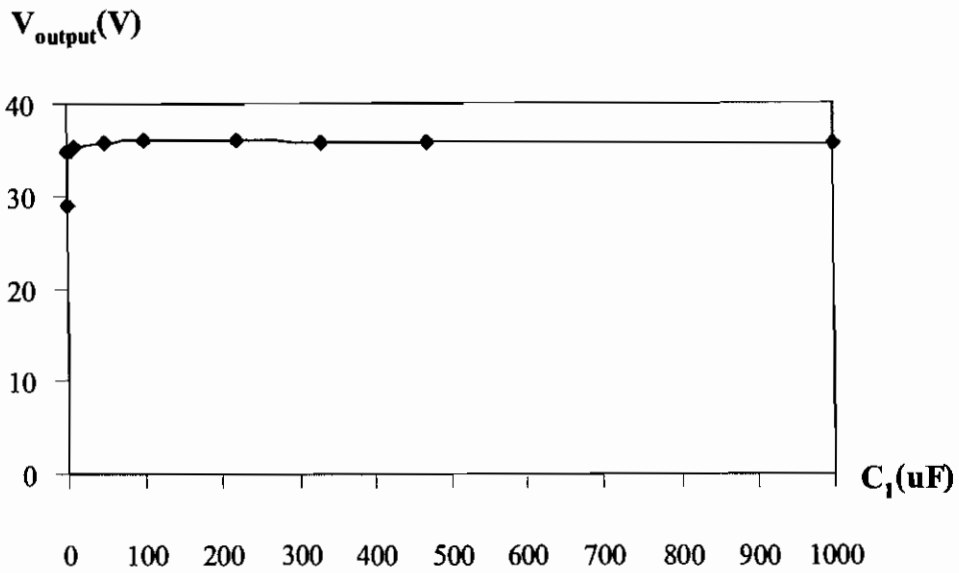


ภาพประกอบ 4.6 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน

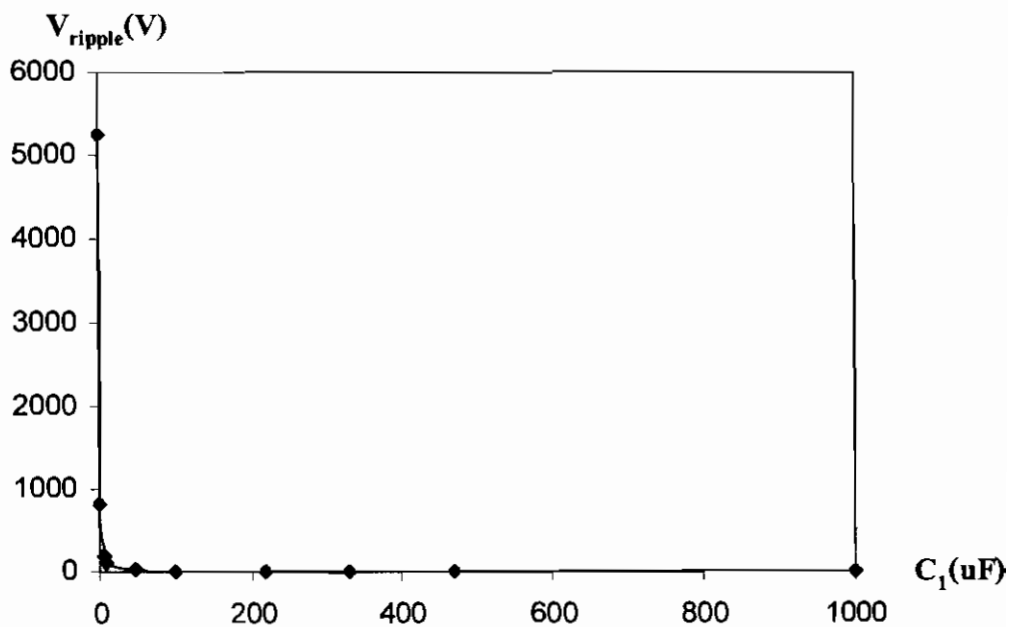
ตาราง 4.4 ผลการทดลองวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน เมื่อ $R_L = 100k\Omega$

$C_1 (\mu F)$	$V_o (V)$	$V_{ripple,rms} (mV)$
0.1	28.9	5230
1	34.8	800
4.7	35.07	200
10	35.15	95.03
47	35.77	22.5
100	35.87	7.5
220	35.9	5.01
330	35.75	3.7
470	35.70	2.7
1000	35.40	1.2
$V_{O,avg} = 34.83$		$V_{ripple,avg} = 636.77$

จากตาราง 4.4 สามารถนำค่าแรงดันขาออกและแรงดันริปเปิลมาเปรียบเทียบกันพบว่าเมื่อค่าคาปาซิเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดันขาออกยังงมีค่าใกล้เคียงกันโดยจะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันเฉลี่ยคือ 34.83 โวลต์จึงพิจารณาที่แรงดันริปเปิลจะพบว่าเมื่อค่าคาปาซิเตอร์สูงขึ้น ริปเปิลจะลดลงเรื่อยๆซึ่งจะพิจารณาได้ดังภาพประกอบ 4.7และ4.8



ภาพประกอบ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุของตัวเก็บประจุค่า
ต่างๆกับแรงดันเอาต์พุต



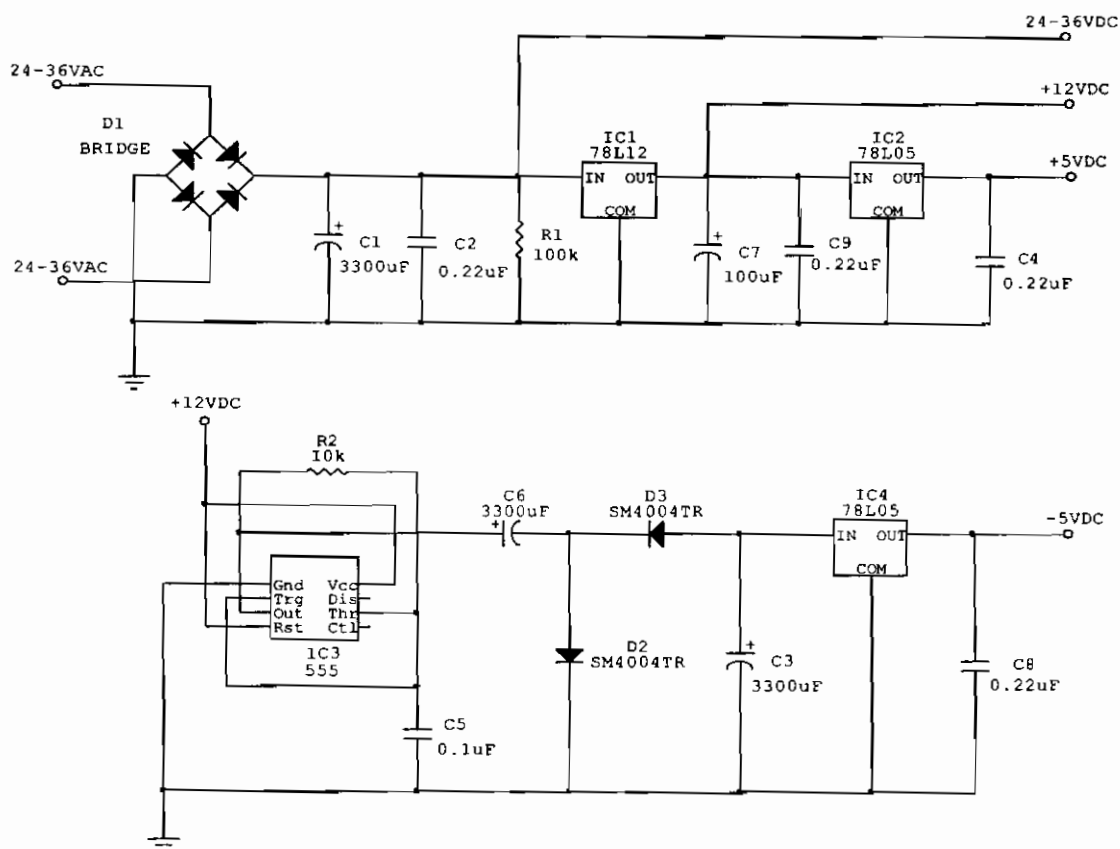
ภาพประกอบ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุของตัวเก็บประจุค่าต่างๆ
กับแรงดันริปเปิล

จากการทดสอบวัดค่าแรงดันตกคร่อมโหลดที่คาปาซิเตอร์ค่าต่างๆ พบว่าคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมต้องให้ค่าแรงดันขาออกตามที่ต้องการและมีค่าแรงดันริปเปิลน้อย จากผลการทดสอบ

ข้างต้นพบว่าค่าคาปาซิเตอร์ทุกค่าให้ค่าแรงดันขาออกใกล้เคียงกันซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 34.83 และตรงตามช่วงที่ออกแบบคือ 24-36V ดังนั้นในการเลือกคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมจึงต้องพิจารณาค่าแรงดันรีปเปิลประกอบ ดังนั้นในการเลือกค่าคาปาซิเตอร์ที่ให้แรงดันขาออกและมีรีปเปิลน้อยคือคาปาซิเตอร์ $1000\mu F$ ที่ให้แรงดันขาออก 35.4 โวลต์ และมีรีปเปิล 1.2mV ซึ่งจะพบว่าเราสามารถที่ลดรีปเปิลได้อีกโดยเพิ่มค่าคาปาซิเตอร์ให้สูงขึ้นแต่ในโครงการงานสามารถที่จะยอมรับค่ารีปเปิล 1.2mV ได้อีกทั้งค่าคาปาซิเตอร์ค่าสูงๆค่อนข้างหายาก

4.4 วงจรจ่ายไฟตรง +12V,+5Vและ-5V

การออกแบบและทดสอบการทำงานวงจรแหล่งจ่ายไฟ +12V,+5Vและ-5Vให้สามารถนำไปใช้เป็นไฟเลี้ยงในอปแอมป์และไอซีในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ได้โดยที่วงจรสามารถคงแรงดันไฟเลี้ยง +12V,+5Vและ-5Vและสามารถจ่ายกระแสเอาท์พุตตามความต้องการของไอซีที่นำมาใช้ได้ จะทำการทดสอบโดยป้อนแรงดันไฟตรง 24-36V ที่ได้จากวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันและพิจารณาที่ค่าโหลดต่างๆดังภาพประกอบ 4.9

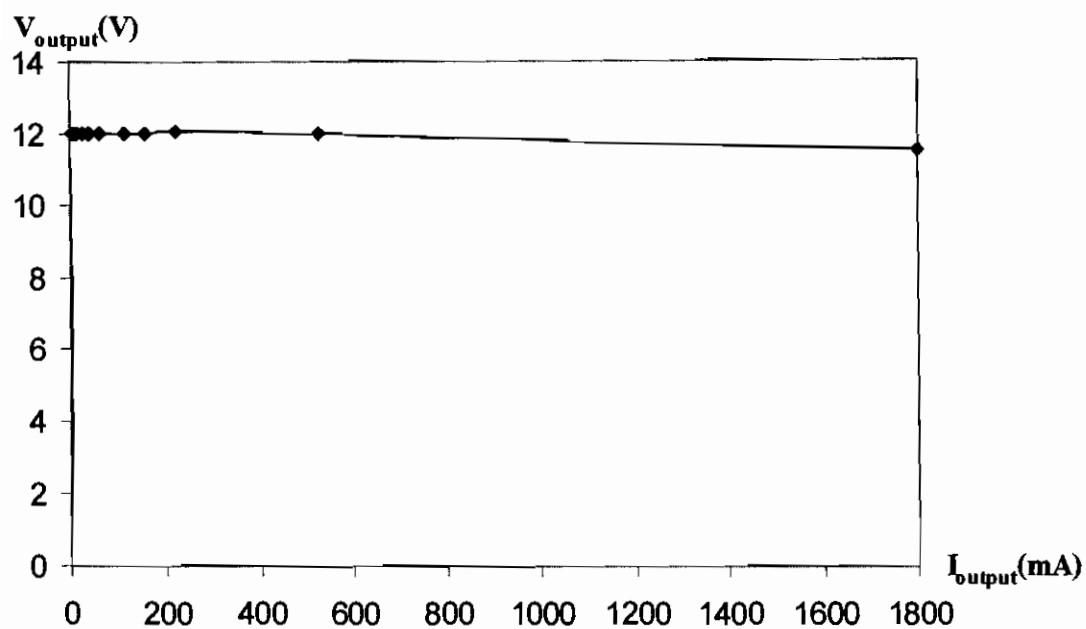


ภาพประกอบ 4.9 วงจรจ่ายไฟตรง +12V,+5Vและ-5V

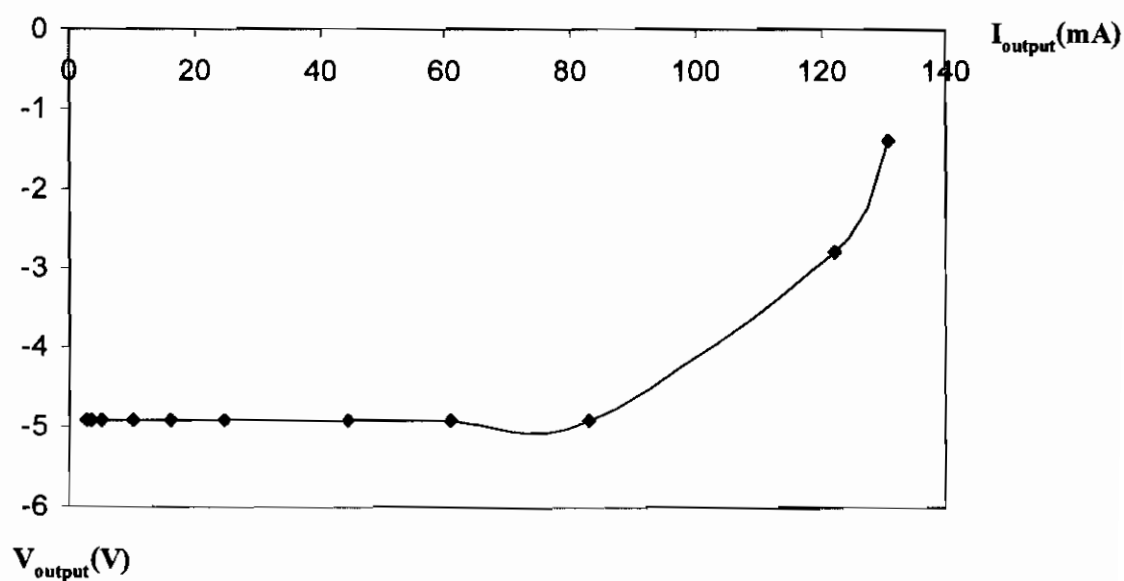
ตาราง 4.5 ผลการทดลองวงจรจ่ายไฟตรง +12V,+5Vและ-5V ที่ค่าโหลดต่างๆ

Output $R_L (\Omega)$	ผลการทดลอง					
	+12 V		+5 V		-5 V	
	$V(V)$	$I(mA)$	$V(V)$	$I(mA)$	$V(V)$	$I(mA)$
2k	12.01	6.09	5.00	2.53	-4.93	-2.5
1.5k	12.01	8.07	5.00	3.36	-4.93	-3.31
1k	12.01	12.15	5.00	5.05	-4.93	-4.98
500	12.01	24.07	5.00	9.95	-4.93	-9.82
300	12.01	38.81	5.00	16.18	-4.93	-15.97
200	12.01	60.23	5.00	24.87	-4.93	-24.55
100	12.01	111.8	5.00	47.42	-4.92	-44.36
76	12.01	157.8	5.00	61.71	-4.92	-60.7
54	12.03	221	5.00	84.55	-4.92	-83.3
22	12.01	525	5.08	223	-2.8	-122
10	11.53	1800	5.02	472	-1.4	-130.8

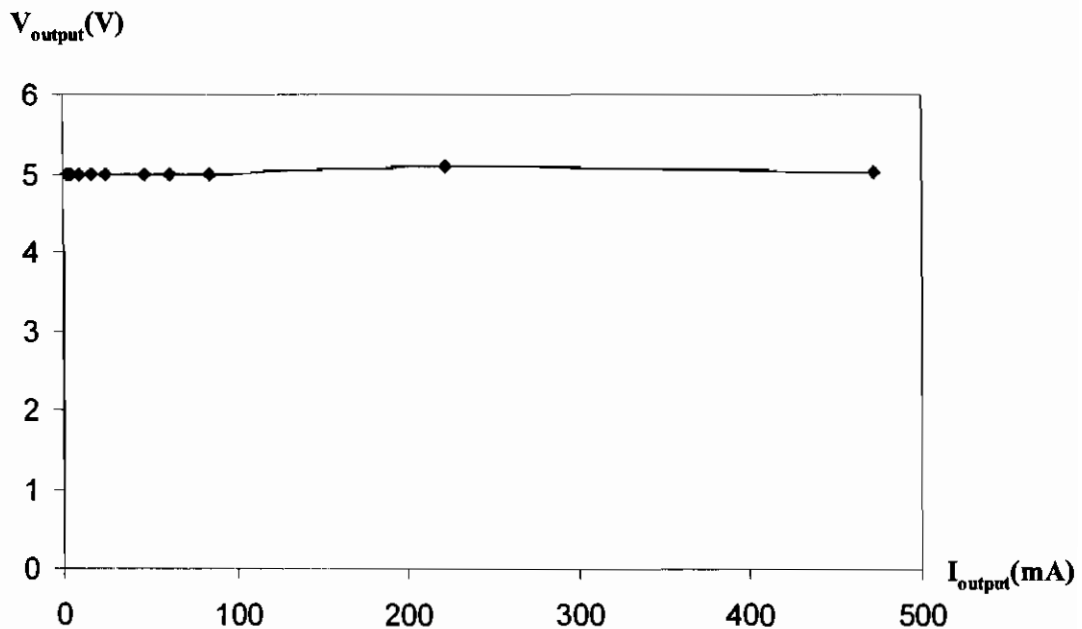
จากตาราง 4.5 เมื่อพิจารณาแรงดันขาออก +12 โวลต์ พบว่าเมื่อ R_L มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดันขาออกมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันที่ต้องการ 12 โวลต์แต่กระแสจะมีค่าลดลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น ที่แรงดันขาออก +5V พบว่าแรงดันจะมีค่าใกล้เคียง 5V เมื่อโหลดมีค่าเปลี่ยนไป และกระแสมีค่าลดลงเมื่อ R_L เพิ่มขึ้น และที่แรงดันขาออก -5V จะพบว่าที่ R_L น้อยกว่า 54 Ω วงจรไม่สามารถคงค่าแรงดัน -5V ได้ โดยแรงดันจะลดลงเมื่อพิจารณากระแสพบว่ากระแสจะลดลงเมื่อ R_L เพิ่มขึ้น จะเห็นว่าที่แรงดันไฟ +12V จะพบว่าที่กระแสน้อยกว่า 1800mA สามารถที่จะคงค่าแรงดันเอาต์พุต+12V ได้ ที่แรงดันไฟ-5V จะพบว่าที่กระแสน้อยกว่า 85 mA สามารถที่จะคงค่าแรงดัน -5V ได้ เมื่อกระแสเพิ่มสูงขึ้น วงจรไม่สามารถที่จะคงค่าแรงดันได้ โดยแรงดันเอาต์พุตจะลดลงเนื่องมาจากกระแสที่เอาต์พุตของ Timer (555) (ภาพ ประกอบ 4.4) จ่ายกระแสได้เพียง 200mA และกระแสจะแบ่งไปใช้ในการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ จึงเป็นผลให้แรงดันอินพุตของไอซี 7905 มีแรงดันลดลง นั่นคือที่กระแสมากกว่า 100 mA จึงไม่สามารถคงค่าแรงดันได้และที่แรงดันไฟ +5 V สามารถคงค่าแรงดันได้ที่กระแสสูงสุด 500 mA ดังนั้นจึงพิจารณาเปรียบเทียบระหว่างแรงดันกับกระแสดัง ภาพประกอบ 4.9, 4.10 และ 4.11



ภาพประกอบ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ +12 V



ภาพประกอบ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ -5 V

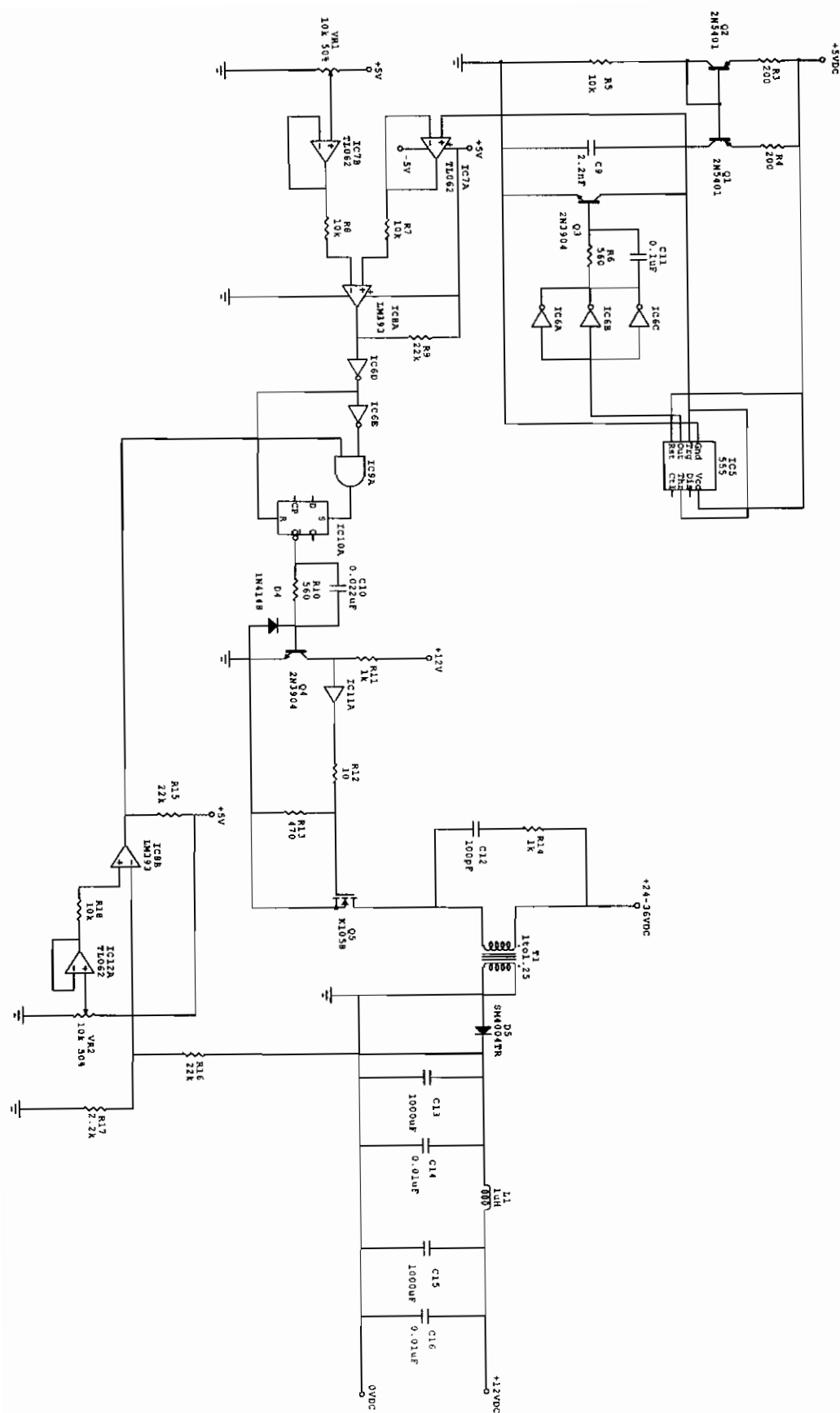


ภาพประกอบ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง I กับ V_{output} ของวงจรจ่ายแรงดันไฟ +5V

จากการทดสอบป้อนแรงดันให้กับอปแอมป์และไอซีพบว่าที่แรงดัน 12 V, +5V และ -5V ต้องการกระแสโหลดน้อยสุด 11.5mA, 20mA และ 6.67mA ซึ่งเมื่อพิจารณาที่แรงดัน 12V จะจ่ายกระแสให้ได้ใกล้เคียงตามต้องการ 11.5mA ที่ $R_L = 1k\Omega$ ที่แรงดัน 5V จะจ่ายกระแสให้ได้ใกล้เคียงตามต้องการ 20mA ที่ $R_L = 200\Omega$ และที่แรงดัน -5V จะจ่ายกระแสให้ได้ใกล้เคียงตามต้องการ -6.67mA ที่ $R_L = 1k\Omega$ ดังนั้นวงจรจ่ายไฟตรง +12V, -5V และ +5V มีกำลังงานเพียงพอที่จะใช้ในการจ่ายให้กับไอซีชนิดต่างๆ ในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

4.5 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้รับการออกแบบ

เมื่อนำวงจรในแต่ละส่วนที่ได้รับการออกแบบมาประกอบเข้าด้วยกันเพื่อทดสอบการทำงานของวงจรทั้งหมดซึ่งวงจรรวมและผลการทดสอบแสดงดังภาพประกอบ 4.13



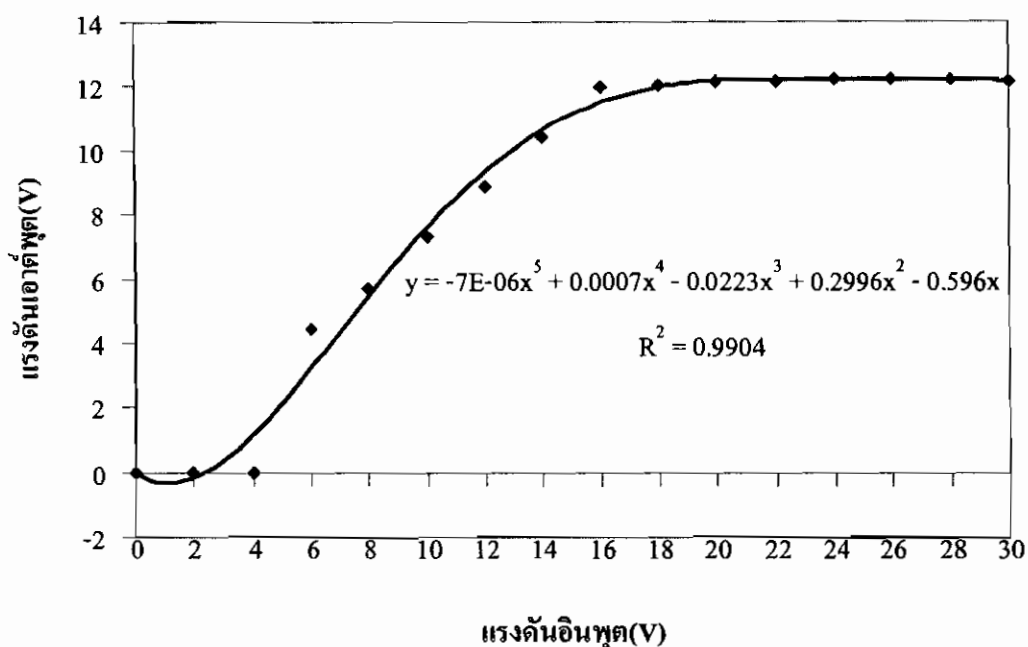
ภาพประกอบ 4.13 วงจรสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายที่ได้รับการออกแบบ

เมื่อนำวงจรข้างต้นมาทำการทดสอบซึ่งได้ทดสอบที่กำลังเอาต์พุต 6 วัตต์ เนื่องจากเพาเวอร์ซัพพลายที่จ่ายแรงดันให้นั้นไม่สามารถจ่ายกระแสได้เพียงพอสำหรับการทดสอบที่กำลังเอาต์พุต 12 วัตต์ ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังตาราง 4.6

ตาราง 4.6 ผลการทดสอบแรงดันเอาต์พุต (ทดสอบที่กำลัง 6 วัตต์)

$V_{IN}(V)$	$I_{IN}(A)$	$V_{OUT}(V)$	$I_{OUT}(A)$	$P_{IN}(W)$	$P_{OUT}(W)$	$\eta(\%)$
0	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00
2	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00
4	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00
6	0.24	4.39	0.18	1.44	0.7902	54.875
8	0.29	5.67	0.23	2.32	1.3041	56.211
10	0.37	7.29	0.30	3.70	2.1870	59.108
12	0.44	8.87	0.37	5.28	3.2819	62.157
14	0.51	10.40	0.43	7.14	4.4720	62.633
16	0.58	11.96	0.49	9.28	5.8604	63.15
18	0.52	12.05	0.50	9.36	6.0250	64.369
20	0.48	12.16	0.50	9.60	6.0750	63.281
22	0.45	12.15	0.50	9.90	6.0800	61.414
24	0.42	12.21	0.50	10.08	6.1050	60.565
26	0.39	12.20	0.50	10.14	6.1000	60.158
28	0.36	12.18	0.50	10.08	6.0900	60.417
30	0.34	12.16	0.50	10.20	6.0800	59.608
ประสิทธิภาพเฉลี่ย						60.611

จากตาราง 4.6 สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ได้ดังภาพประกอบ 4.14



ภาพประกอบที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุต
(ทดสอบที่กัลัง 6 วัตต์)

จากภาพประกอบ 4.14 พบว่าแรงดันเอาต์พุตเริ่มคงที่เมื่อแรงดันอินพุตมากกว่า 16 V เพราะที่แรงดันอินพุตดังกล่าวมีกำลังเพียงพอที่จะจ่ายให้แก่โหลด และที่แรงดันอินพุตต่ำกว่า 16 V พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะลดลงเรื่อยๆ เนื่องมาจากการทำงานของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรควบคุมทำงานยังไม่สมบูรณ์และที่แรงดันดังกล่าวมีกำลังไม่เพียงพอที่จะจ่ายให้แก่โหลดจึงทำให้แรงดันเอาต์พุตลดลง

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

สรุป

โครงการนี้เป็นการศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งซึ่งให้กำลังไฟฟ้าขนาด 12 วัตต์ จากการทดสอบพบว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่สร้างขึ้นสามารถแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง 24-36 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลต์ โดยความถี่ในการสวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ มีคิวดัชนีเฉลี่ย 40% ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 1 แอมแปร์ มีแรงดันรีปเปิลที่เอาต์พุตเท่ากับ 40 มิลลิโวลต์ ในการทดสอบส่วนการทำงานด้านอินพุต ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองกระแสและวงจรจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้ส่วนการทำงานควบคุมแรงดัน พบว่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการกรองแรงดันเมื่อมีค่าสูงขึ้นจะทำให้แรงดันรีปเปิลมีค่าที่ต่ำลง นอกจากนี้ได้ทำการทดสอบส่วนการทำงานวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุต พบว่าในการเลือกอปแอมป์ที่จะใช้ในวงจรคอมพิวเตอร์ควรพิจารณาหลายเบอร์เพื่อให้ได้อุปกรณ์ที่เหมาะสมในการใช้งานซึ่งในโครงการนี้ใช้อุปกรณ์เบอร์ LM393 เพราะให้ผลการทดลองที่ใกล้เคียงกับการคำนวณมากที่สุดและเมื่อนำอปแอมป์ดังกล่าวมาใช้ในวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตพบว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่ได้ทำการออกแบบสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้

ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากแรงดันด้านเอาต์พุตมีทรานเซียนก่อนข้างสูงจึงยังไม่สามารถนำไปใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ ดังนั้นจึงควรศึกษาและทำการวิจัยเกี่ยวกับวงจรลดทรานเซียนเพิ่มเติม
2. ในการออกแบบหม้อแปลงควรคำนึงถึงความเหนี่ยวนำแฝงเพราะจะมีผลต่อแรงดันเอาต์พุต
3. เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าต่ำลงกระแสอินพุตจะสูงขึ้นเพื่อผลของการรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ดังนั้นไม่ควรป้อนแรงดันอินพุตต่ำกว่าค่าที่กำหนด

บรรณานุกรม

บรรณานุกรม

- สุวัฒน์ คั่น. 2538. เทคนิคและการออกแบบสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย. กรุงเทพฯ : เอนเทลไทย.
- สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัยและสมบูรณ์ มาลานนท์. 2537. ทฤษฎีและการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ
 กระแสตรงแบบเชิงเส้น. กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- ซัด อินทะสี. 2540. วงจรไฟฟ้ากระแสตรง. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 688 หน้า.
- สมบูรณ์ มาลานนท์ และสมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย. 2541. แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์
 (Swiching power supply). กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- พงศ์วัช ชีพพิมลชัยและอโน โขติมณี. สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายเบื้องต้น. [online]. เข้าถึงได้จาก :
http://www.cpe.ku.ac.th/~yuen/204471/power/switching_regulator.

ภาคผนวก

.

ภาคผนวก ก.



2N5401

PNP Silicon Transistor

Description

- General purpose amplifier
- High voltage application

Features

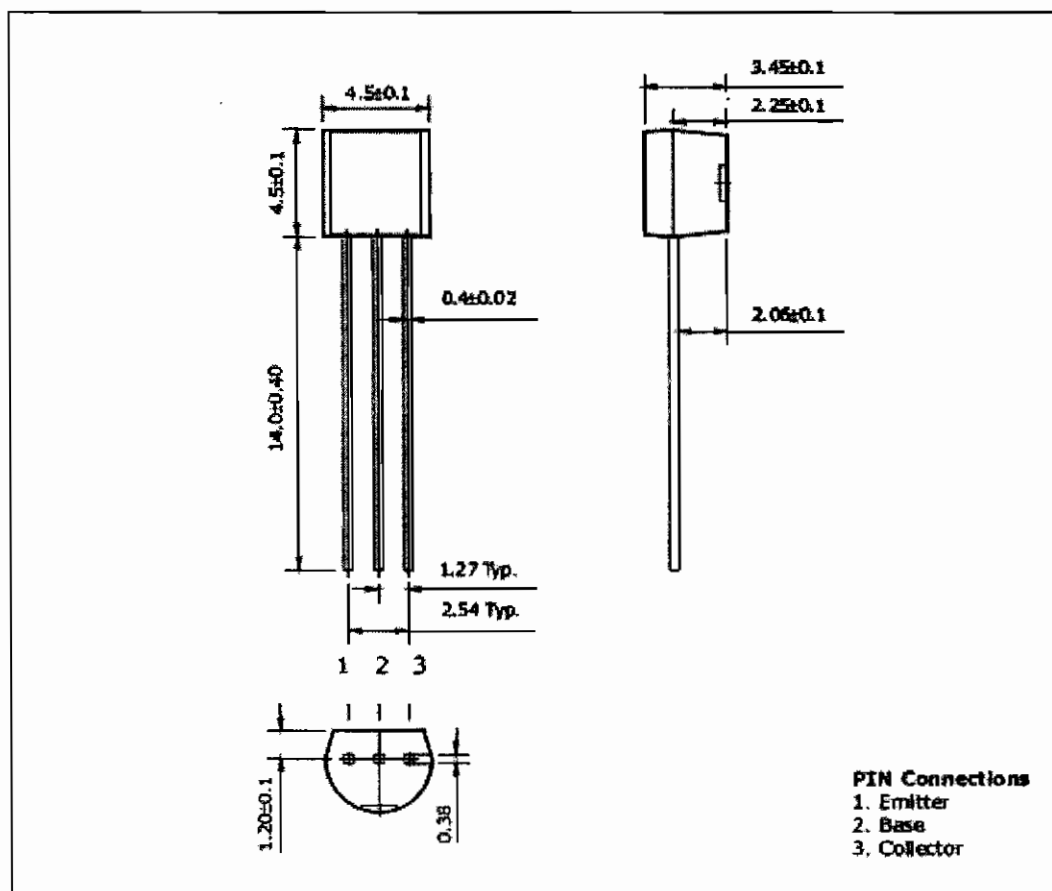
- High collector breakdown voltage : $V_{CB0} = -160V$, $V_{CE0} = -150V$
- Low collector saturation voltage : $V_{CE(sat)} = -0.5V(MAX.)$
- Complementary pair with 2N5551

Ordering Information

Type NO.	Marking	Package Code
2N5401	2N5401	TO-92

Outline Dimensions

unit : mm



KST-9040-000

1

2N5401

Absolute maximum ratings

(Ta=25°C)

Characteristic	Symbol	Ratings	Unit
Collector-Base voltage	V_{CB0}	-160	V
Collector-Emitter voltage	V_{CE0}	-150	V
Emitter-Base voltage	V_{EB0}	-5	V
Collector current	I_C	-600	mA
Collector dissipation	P_C	625	mW
Junction temperature	T_J	150	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55~150	°C

Electrical Characteristics

(Ta=25°C)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector-Base breakdown voltage	BV_{CB0}	$I_C = -100\mu A, I_E = 0$	-160	-	-	V
Collector-Emitter breakdown voltage	BV_{CE0}	$I_C = -1mA, I_B = 0$	-150	-	-	V
Emitter-Base breakdown voltage	BV_{EB0}	$I_E = -10\mu A, I_C = 0$	-5	-	-	V
Collector cut-off current	I_{CB0}	$V_{CB} = -120V, I_E = 0$	-	-	-100	nA
Emitter cut-off current	I_{EB0}	$V_{EB} = -3V, I_C = 0$	-	-	-100	nA
DC current gain	$h_{FE(1)}$	$V_{CE} = -5V, I_C = -1mA$	50	-	-	-
DC current gain	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = -5V, I_C = -10mA$	60	-	240	-
DC current gain	$h_{FE(3)}$	$V_{CE} = -5V, I_C = -50mA$	50	-	-	-
Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)(1)}^*$	$I_C = -10mA, I_B = -1mA$	-	-	-0.2	V
Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)(2)}^*$	$I_C = -50mA, I_B = -5mA$	-	-	-0.5	V
Base-Emitter saturation voltage	$V_{BE(sat)(1)}^*$	$I_C = -10mA, I_B = -1mA$	-	-	-1	V
Base-Emitter saturation voltage	$V_{BE(sat)(2)}^*$	$I_C = -50mA, I_B = -5mA$	-	-	-1	V
Transition frequency	f_T	$V_{CE} = -10V, I_C = -10mA$	100	-	400	MHz
Collector output capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 1MHz$	-	-	6	pF

* : Pulse Tester : Pulse Width $\leq 300\mu s$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

2N5401

Electrical Characteristic Curves

Fig. 1 $P_C - T_a$

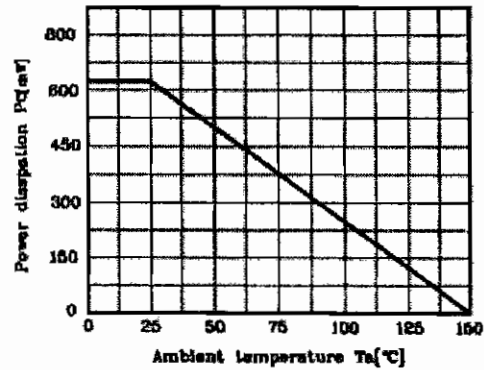


Fig. 2 $I_C - V_{BE}$

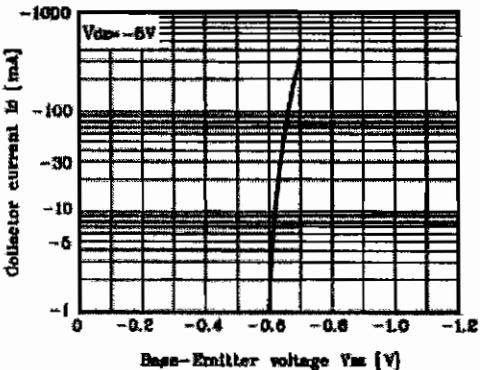


Fig. 3 $f_T - I_C$

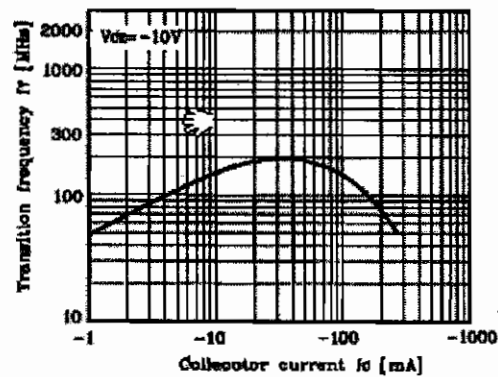


Fig. 4 $V_{CE(sat)}, V_{BE(sat)} - I_C$

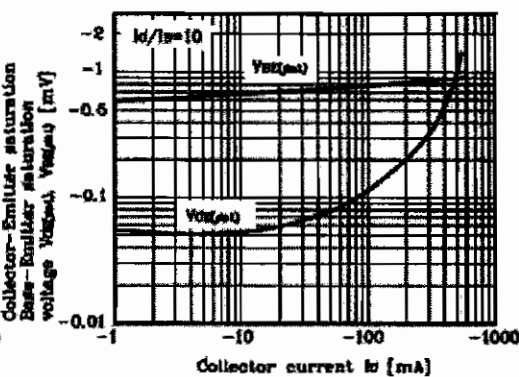
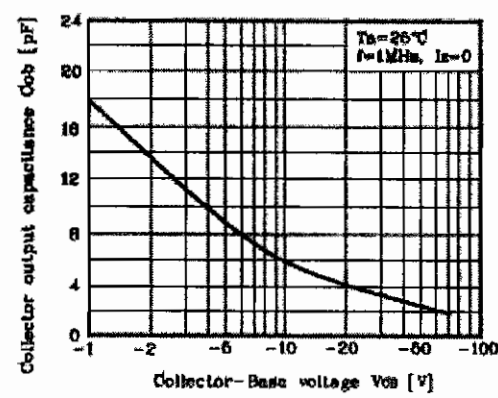


Fig. 5 $C_{ob} - V_{CB}$





March 1988

CD4049UBM/CD4049UBC Hex Inverting Buffer CD4050BM/CD4050BC Hex Non-Inverting Buffer

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. These devices 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 hex buffers, CMOS to DTL/TTL converters, or as CMOS current drivers, and at $V_{DD} = 5.0V$, they can drive directly two DTL/TTL loads over the full operating temperature range.

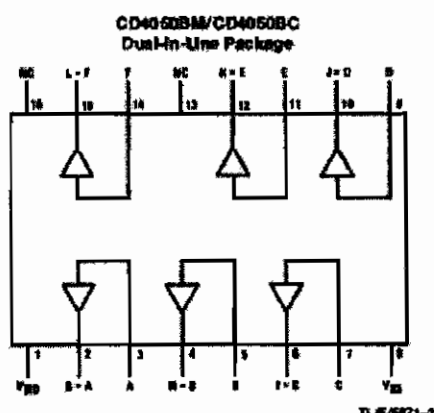
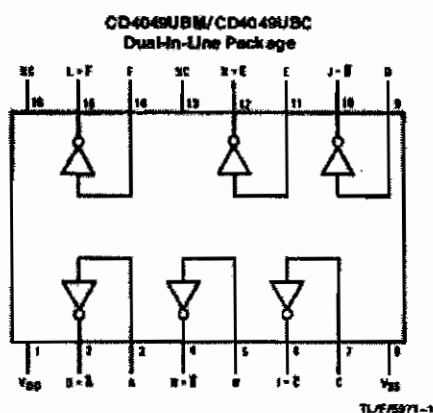
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Direct drive to 2 TTL loads at 5.0V over full temperature range
- High source and sink current capability
- Special input protection permits input voltages greater than V_{DD}

Applications

- CMOS hex inverter/buffer
- CMOS to DTL/TTL hex converter
- CMOS current "sink" or "source" driver
- CMOS high-to-low logic level converter

Connection Diagrams



CD4049UBM/CD4049UBC Hex Inverting Buffer
CD4050BM/CD4050BC Hex Non-Inverting Buffer

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{DD}) -0.5V to +18V

Input Voltage (V_{IN}) -0.5V to +18V

Voltage at Any Output Pin (V_{OUT}) -0.5V to $V_{DD} + 0.5V$

Storage Temperature Range (T_S) -65°C to +150°C

Power Dissipation (P_D)

Dual-In-Line 700 mW

Small Outline 500 mW

Lead Temperature (T_L)

(Soldering, 10 seconds) 260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD}) 3V to 15V

Input Voltage (V_{IN}) 0V to 15V

Voltage at Any Output Pin (V_{OUT}) 0 to V_{DD}

Operating Temperature Range (T_A)

CD4049UBM, CD4050BM -55°C to +125°C

CD4049UBC, CD4050BC -40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics CD4049M/CD4050BM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		1.0 2.0 4.0		0.01 0.01 0.03	1.0 2.0 4.0		30 60 120	μA μA μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}$, $V_{IL} = 0V$, $ I_{OL} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V V V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}$, $V_{IL} = 0V$, $ I_{OH} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4050BM Only)	$ I_{OL} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ $V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V V V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4049UBM Only)	$ I_{OL} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.5V$ $V_{DD} = 10V$, $V_O = 9V$ $V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$		1.0 2.0 3.0		1.5 2.5 3.5	1.0 2.0 3.0		1.0 2.0 3.0	V V V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4050BM Only)	$ I_{OH} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.5V$ $V_{DD} = 10V$, $V_O = 9V$ $V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0		V V V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4049UBM Only)	$ I_{OH} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ $V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	4.0 8.0 12.0		4.0 8.0 12.0	3.5 7.5 11.5		4.0 8.0 12.0		V V V
I_{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}$, $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V$, $V_O = 0.8V$ $V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	5.6 12 35		4.6 8.8 29	5 12 40		3.2 6.8 20		mA mA mA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{DD} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049M/CD4050BM (Note 2) (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{OH}	High Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.8V$	-1.3		-1.1	-1.6		-0.72		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-2.6		-2.2	-3.6		-1.5		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-8.0		-7.2	-12		-5.0		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.1		-10 ⁻⁵	-0.1		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.1		10 ⁻⁵	0.1		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested on one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049UBC/CD4050BC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		4		0.03	4.0		30	μA
		$V_{DD} = 10V$		8		0.06	8.0		60	μA
		$V_{DD} = 15V$		16		0.07	16.0		120	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V, I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{IH} = V_{DD}, V_{IL} = 0V, I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	V
V_{IL}	Low Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$		1.0		1.5	1.0		1.0	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$		2.0		2.5	2.0		2.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$		3.0		3.5	3.0		3.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4050BC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
V_{IH}	High Level Input Voltage (CD4049UBC Only)	$ I_O < 1 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$	4.0		4.0	3.5		4.0		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1V$	8.0		8.0	7.5		8.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	12.0		12.0	11.5		12.0		V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time. I_{OL} and I_{OH} are tested on one output at a time.

DC Electrical Characteristics CD4049UBC/CD4050BC (Note 2) (Continued)										
Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°C			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I _{OL}	Low Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	4.8 9.8 29		4.0 8.5 25	5 12 40		3.2 8.8 20		mA mA mA
I _{OH}	High Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-1.0 -2.1 -7.1		-0.9 -1.9 -6.2	-1.0 -3.0 -12		-0.72 -1.5 -5		mA mA mA
I _{IN}	Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V	-0.3 0.3		-0.3 0.3	-10 ⁻⁵ 10 ⁻⁵			-1.0 1.0	μA μA

AC Electrical Characteristics* CD4049UBM/CD4049UBC

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_r = t_f = 20 ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PLH}	Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		30 20 15	65 40 30	ns ns ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		45 25 20	85 45 35	ns ns ns
t _{HL}	Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		30 20 15	60 40 30	ns ns ns
t _{LH}	Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		60 30 25	120 55 45	ns ns ns
C _{IN}	Input Capacitance	Any Input		15	22.5	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

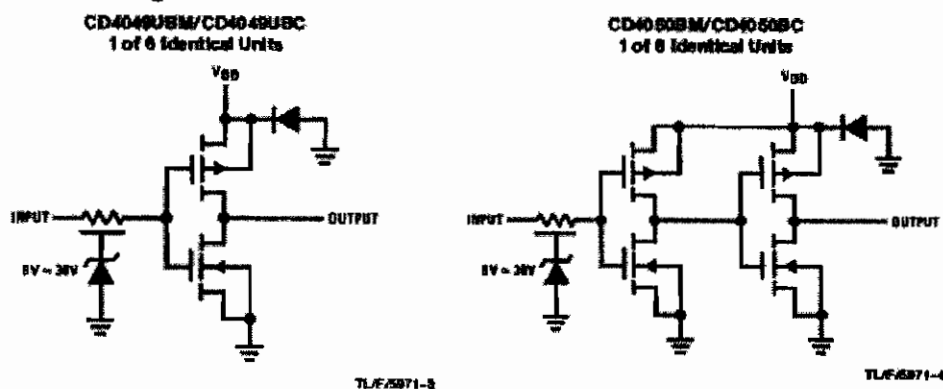
AC Electrical Characteristics* CD4050BM/CD4050BC

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200k, t_r = t_f = 20 ns, unless otherwise specified

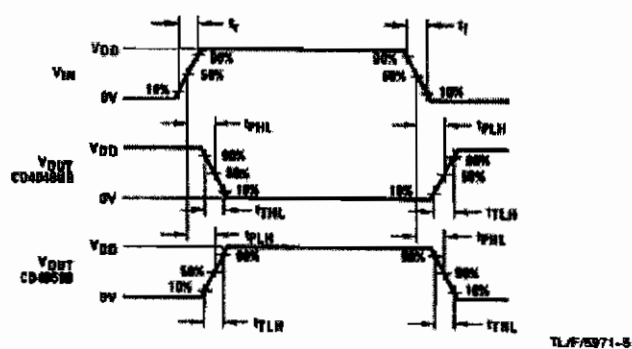
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PLH}	Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		60 25 20	110 55 30	ns ns ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		80 30 25	120 55 45	ns ns ns
t _{HL}	Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		30 20 15	60 40 30	ns ns ns
t _{LH}	Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		60 30 25	120 55 45	ns ns ns
C _{IN}	Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

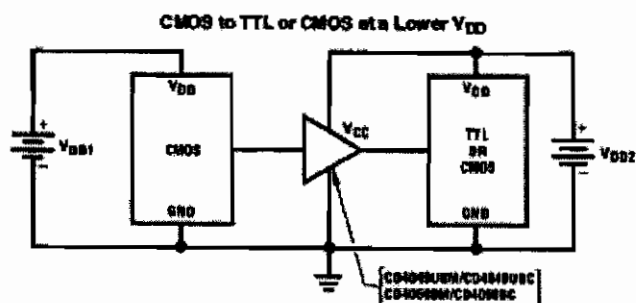
Schematic Diagrams



Switching Time Waveforms



Typical Applications



Note: $V_{DD1} > V_{DD2}$

Note: In the case of the CD4049UBM/CD4049UBC the output drive capability increases with increasing input voltage. E.g., if $V_{DD1} = 10V$ the CD4049UBM/CD4049UBC could drive 4 TTL loads.

2SK1056, 2SK1057, 2SK1058

Silicon N-Channel MOS FET

HITACHI

Application

Low frequency power amplifier

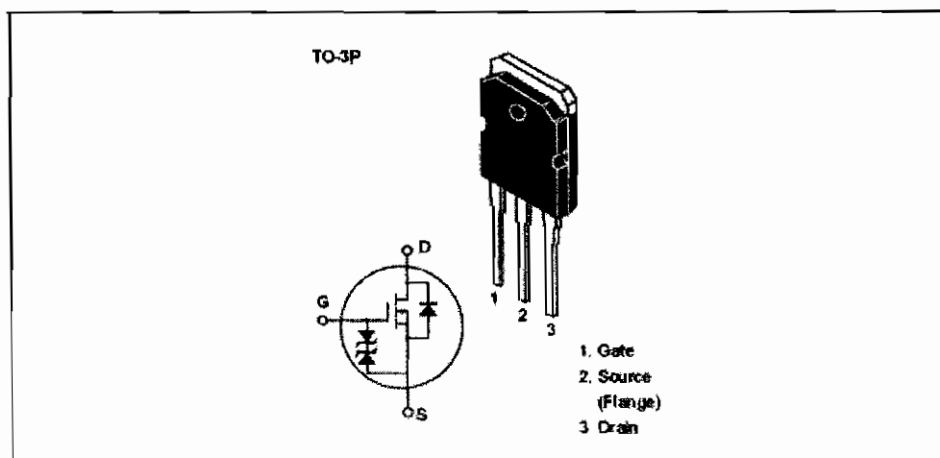
Complementary pair with 2SJ160, 2SJ161 and 2SJ162

Features

- Good frequency characteristic
- High speed switching
- Wide area of safe operation
- Enhancement-mode

2SK1056, 2SK1057, 2SK1058

Outline



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

Item	Symbol	Ratings	Unit
Drain to source voltage	V_{DS}	2SK1056	120
		2SK1057	140
		2SK1058	160
Gate to source voltage	V_{GS}	± 15	V
Drain current	I_D	7	A
Body to drain diode reverse drain current	I_{DA}	7	A
Channel dissipation	P_{ch}^1	100	W
Channel temperature	T_{ch}	150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Note: 1. Value at $T_c = 25^\circ\text{C}$

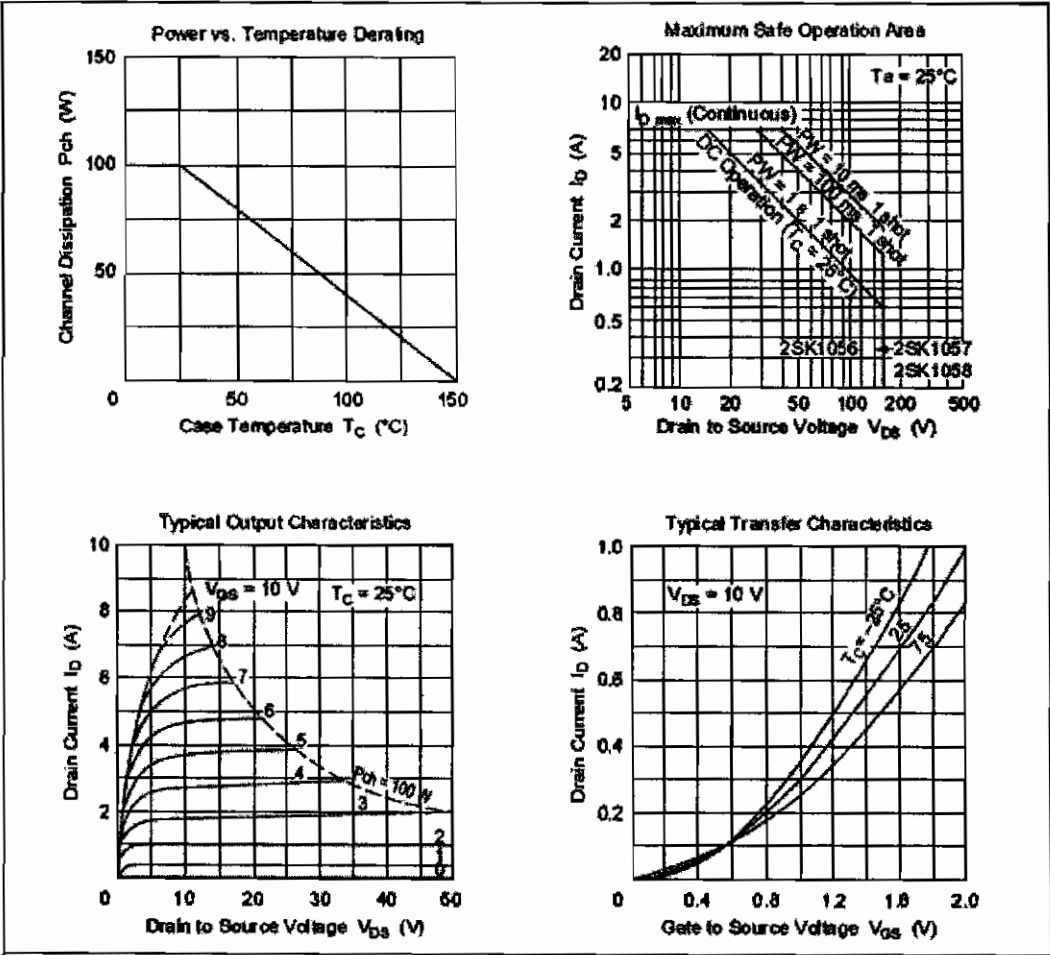
2SK1056, 2SK1057, 2SK1058

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Item		Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test conditions
Drain to source breakdown voltage	2SK1056	$V_{(BR)DS}$	120	—	—	V	$I_D = 10 \text{ mA}$, $V_{GS} = -10 \text{ V}$
	2SK1057		140				
	2SK1058		160				
Gate to source breakdown voltage		$V_{(BR)GS}$	± 15	—	—	V	$I_D = \pm 100 \mu\text{A}$, $V_{DS} = 0$
Gate to source cutoff voltage		$V_{GS(off)}$	0.15	—	1.45	V	$I_D = 100 \text{ mA}$, $V_{DS} = 10 \text{ V}$
Drain to source saturation voltage		$V_{DS(sat)}$	—	—	12	V	$I_D = 7 \text{ A}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}^*$
Forward transfer admittance		$ y_{fs} $	0.7	1.0	1.4	S	$I_D = 3 \text{ A}$, $V_{GS} = 10 \text{ V}^{*1}$
Input capacitance		C_{iss}	—	600	—	pF	$V_{GS} = -5 \text{ V}$, $V_{DS} = 10 \text{ V}$,
Output capacitance		C_{oss}	—	350	—	pF	$f = 1 \text{ MHz}$
Reverse transfer capacitance		C_{rss}	—	10	—	pF	
Turn-on time		t_{on}	—	180	—	ns	$V_{DS} = 20 \text{ V}$, $I_D = 4 \text{ A}$,
Turn-off time		t_{off}	—	60	—	ns	

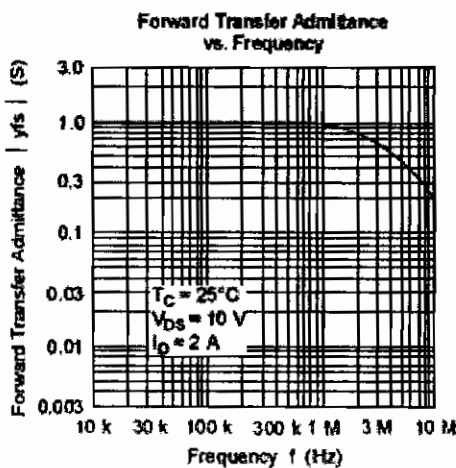
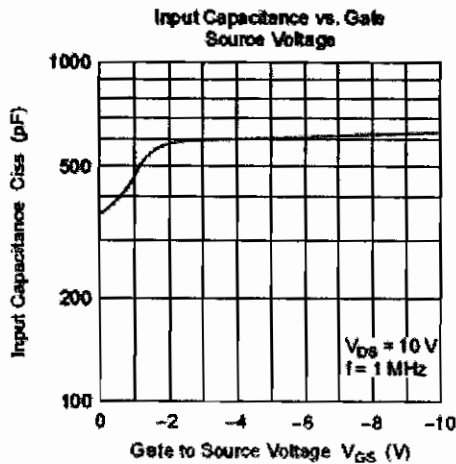
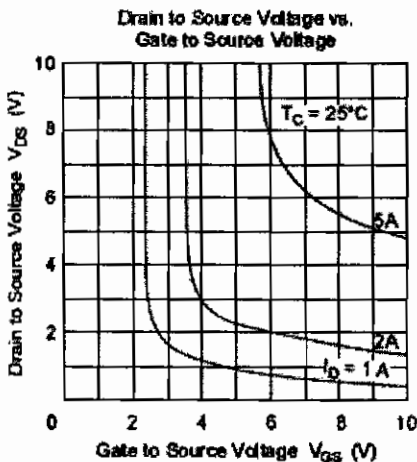
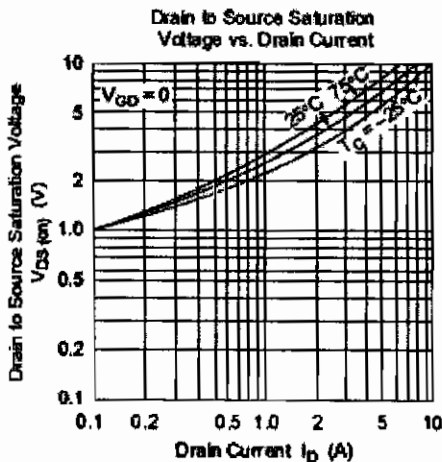
Note: 1. Pulse test

2SK1056, 2SK1057, 2SK1058

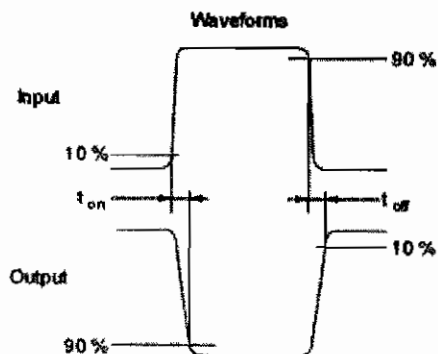
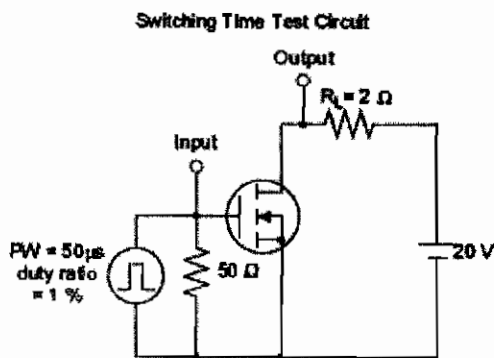
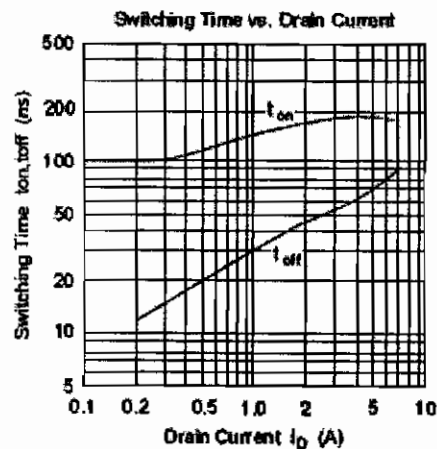


HITACHI

2SK1056, 2SK1057, 2SK1058



2SK1056, 2SK1057, 2SK1058



HITACHI

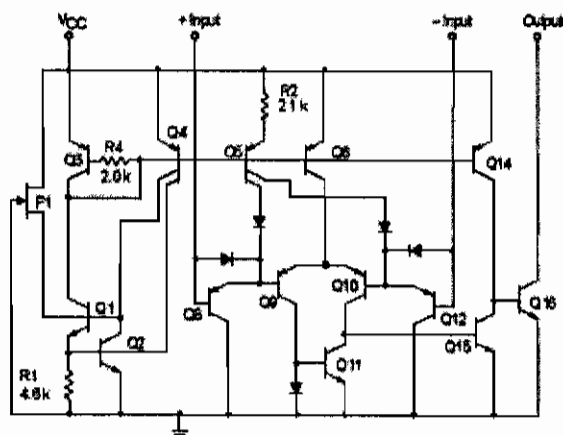


Low Offset Voltage Dual Comparators

The LM393 series are dual independent precision voltage comparators capable of single or split supply operation. These devices are designed to permit a common mode range-to-ground level with single supply operation. Input offset voltage specifications as low as 2.0 mV make this device an excellent selection for many applications in consumer automotive, and industrial electronics.

- Wide Single-Supply Range: 2.0 Vdc to 36 Vdc
- Split-Supply Range: ± 1.0 Vdc to ± 18 Vdc
- Very Low Current Drain Independent of Supply Voltage: 0.4 mA
- Low Input Bias Current: 25 nA
- Low Input Offset Current: 5.0 nA
- Low Input Offset Voltage: 2.0 mV (max) LM393A
5.0 mV (max) LM293/393
- Input Common Mode Range to Ground Level
- Differential Input Voltage Range Equal to Power Supply Voltage
- Output Voltage Compatible with DTL, ECL, TTL, MOS, and CMOS Logic Levels
- ESD Clamps on the Inputs Increase the Ruggedness of the Device without Affecting Performance

Representative Schematic Diagram
(Diagram shown is for 1 comparator)



Order this document by LM393/D

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

SINGLE SUPPLY, LOW POWER DUAL COMPARATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

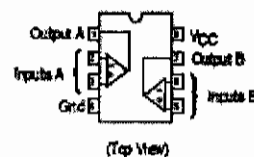


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 628



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM293D	$T_A = -25^{\circ}\text{C to } +85^{\circ}\text{C}$	SO-8
LM393D	$T_A = 0^{\circ}\text{C to } +70^{\circ}\text{C}$	SO-8
LM393A/N,N		Plastic DIP
LM2903D	$T_A = -40^{\circ}\text{C to } +105^{\circ}\text{C}$	SO-8
LM2903N		Plastic DIP
LM2903VD	$T_A = -40^{\circ}\text{C to } +105^{\circ}\text{C}$	SO-8
LM2903VN		Plastic DIP

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	VCC	+36 or ±18	Vdc
Input Differential Voltage Range	V _{IDR}	36	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to +36	Vdc
Output Short Circuit-to-Ground Output Sink Current (Note 1)	I _{SC} I _{Sink}	Continuous 20	mA
Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D 1/R _{θJA}	570 5.7	mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range LM293 LM393, 393A LM2903 LM2903V	T _A	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125	°C
Maximum Operating Junction Temperature LM393, 393A, 2903, LM2903V LM293	T _{J(max)}	125 150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = 5.0 Vdc, T_{low} ≤ T_A ≤ T_{high},* unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM393A			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 2) T _A = 25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high}	V _{IO}	-	±1.0	±2.0 4.0	mV
Input Offset Current T _A = 25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high}	I _{IO}	-	±50	±80 ±150	nA
Input Bias Current (Note 3) T _A = 25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high}	I _{IB}	-	25	250 400	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 4) T _A = 25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high}	V _{ICR}	0 0	-	VCC - 1.5 VCC - 2.0	V
Voltage Gain R _L ≥ 15 kΩ, VCC = 15 Vdc, T _A = 25°C	A _{VOL}	50	200	-	V/mV
Large Signal Response Time V _{IN} = TTL Logic Swing, V _{REF} = 1.4 Vdc V _{RL} = 5.0 Vdc, R _L = 5.1 kΩ, T _A = 25°C	-	-	300	-	ns
Response Time (Note 5) V _{RL} = 5.0 Vdc, R _L = 5.1 kΩ, T _A = 25°C	t _{TLH}	-	1.3	-	µs
Input Differential Voltage (Note 6) All V _{IN} ≥ Gnd or V ₋ Supply (if used)	V _{ID}	-	-	VCC	V
Output Sink Current V _{IN} ≥ 1.0 Vdc, V _{IN+} = 0 Vdc, V _O ≤ 1.5 Vdc, T _A = 25°C	I _{Sink}	5.0	15	-	mA
Output Saturation Voltage V _{IN} ≥ 1.0 Vdc, V _{IN+} = 0 Vdc, I _{Sink} ≤ 4.0 mA, T _A = 25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high}	V _{OL}	-	150 -	400 700	mV

*T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C for LM393/393A

NOTES: 1. The maximum output current may be as high as 20 mA. Independent of the magnitude of V_{CC}, output short circuits to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
2. At output switch point, V_O ≈ 1.4 Vdc, R_S = 0 Ω with V_{CC} from 5.0 Vdc to 30 Vdc, and over the full input common mode range (0 V to V_{CC} = -1.5 V).
3. Due to the PNP transistor inputs, bias current will flow out of the inputs. This current is essentially constant, independent of the output state, therefore, no loading changes will exist on the input lines.
4. Input common mode of either input should not be permitted to go more than 0.3 V negative of ground or minus supply. The upper limit of common mode range is V_{CC} - 1.5 V.
5. Response time is specified with 100 mV step and 5.0 mV of overdrive. With larger magnitudes of overdrive faster response times are obtainable.
6. The comparator will exhibit proper output state if one of the inputs becomes greater than V_{CC}, the other input must remain within the common mode range. The low input state must not be less than -0.3 V of ground or minus supply.

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$,* unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM393A			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Leakage Current $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 30 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{OL}	—	0.1	—	μA
Supply Current $R_L = \infty$ Both Comparators, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = \infty$ Both Comparators, $V_{CC} = 30 \text{ V}$	I_{CC}	—	0.4	1.0	mA
		—	1.0	2.5	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM393, LM393			LM2903, LM2903V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 2) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{IO}	—	± 1.0	± 5.0	—	± 2.0	± 7.0	mV
Input Offset Current $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IO}	—	± 5.0	± 50	—	± 5.0	± 50	nA
Input Bias Current (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IB}	—	25	250	—	25	250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{ICR}	0	—	$V_{CC} - 1.5$	0	—	$V_{CC} - 1.5$	V
Voltage Gain $R_L \geq 15 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50	200	—	25	200	—	V/mV
Large Signal Response Time $V_{in} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{ref} = 1.4 \text{ Vdc}$ $V_{RL} = 5.0 \text{ Vdc}$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	—	300	—	—	300	—	ns
Response Time (Note 5) $V_{RL} = 5.0 \text{ Vdc}$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	t_{PLH}	—	1.3	—	—	1.5	—	μs
Input Differential Voltage (Note 6) All $V_{in} \geq \text{Gnd}$ or $V_{-}\text{Supply}$ (if used)	V_{ID}	—	—	V_{CC}	—	—	V_{CC}	V
Output Sink Current $V_{in} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_{in+} = 0 \text{ Vdc}$, $V_O \leq 1.5 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{SINK}	8.0	16	—	8.0	16	—	mA
Output Saturation Voltage $V_{in} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_{in+} = 0$, $I_{SINK} \leq 4.0 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{OL}	—	150	400	—	—	400	mV
Output Leakage Current $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 30 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{OL}	—	0.1	—	—	0.1	—	nA
Supply Current $R_L = \infty$ Both Comparators, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = \infty$ Both Comparators, $V_{CC} = 30 \text{ V}$	I_{CC}	—	0.4	1.0	—	0.4	1.0	mA
		—	—	2.5	—	—	2.5	

* $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for LM393/393ALM2903 $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +65^\circ\text{C}$ LM2903 $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +105^\circ\text{C}$ LM2903V $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ NOTES: 2. At output switch point, $V_O = 1.4 \text{ Vdc}$, $R_S = 0 \Omega$ with V_{CC} from 5.0 Vdc to 30 Vdc , and over the full input common mode range (0 V to $V_{CC} - 1.5 \text{ V}$)

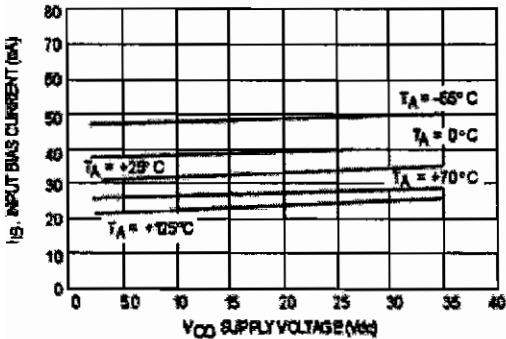
3. Due to the PNP transistor inputs, bias current will flow out of the inputs. This current is essentially constant, independent of the output state, therefore, no loading changes will exist on the input lines.

5. Response time is specified with a 100 mV step and 5.0 mV of overdrive. With larger magnitudes of overdrive faster response times are obtainable.6. The comparator will exhibit proper output state if one of the inputs becomes greater than V_{CC} , the other input must remain within the common mode range. The low input state must not be less than -0.3 V of ground or minus supply.

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

LM293/393A

Figure 1. Input Bias Current versus Power Supply Voltage



LM2903

Figure 2. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

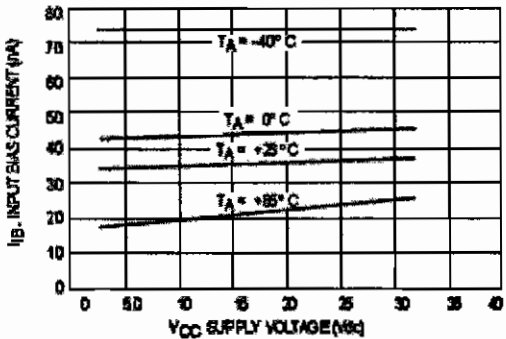


Figure 3. Output Saturation Voltage versus Output Sink Current

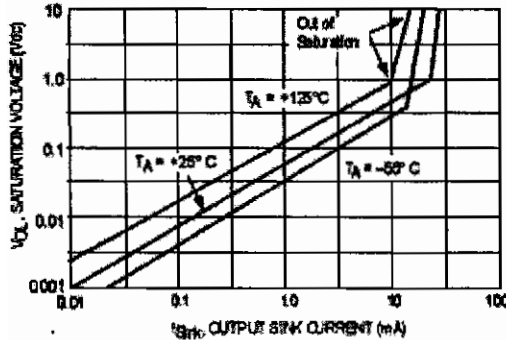


Figure 4. Output Saturation Voltage versus Output Sink Current

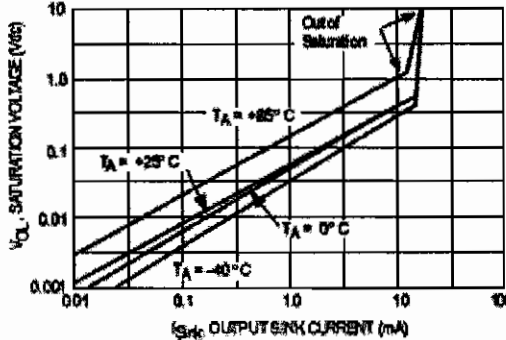


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

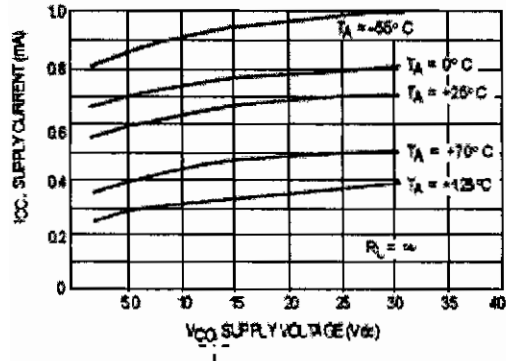
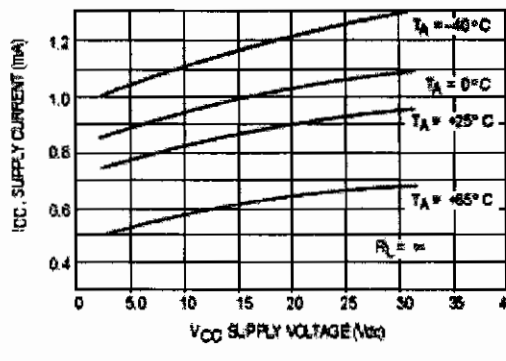


Figure 6. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

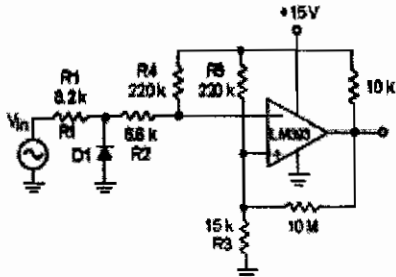


LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V
APPLICATIONS INFORMATION

These dual comparators feature high gain, wide bandwidth characteristics. This gives the device oscillation tendencies if the outputs are capacitively coupled to the inputs via stray capacitance. This oscillation manifests itself during output transitions (V_{OL} to V_{OH}). To alleviate this situation, input resistors $< 10\text{ k}\Omega$ should be used.

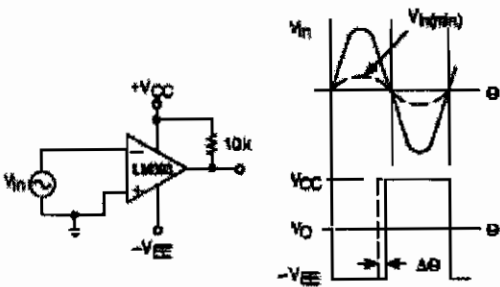
The addition of positive feedback ($< 10\text{ mV}$) is also recommended. It is good design practice to ground all unused pins.
Differential input voltages may be larger than supply voltage without damaging the comparator's inputs. Voltages more negative than -0.3 V should not be used.

Figure 7. Zero Crossing Detector (Single Supply)



D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V
 $R1 + R2 = R3$
 $R3 \leq \frac{R5}{10}$ for small error in zero crossing.

Figure 6. Zero Crossing Detector (Split Supply)



$V_{in(min)} = 0.4\text{ V}$ peak for 1% phase distortion ($\Delta\theta$)

Figure 8. Free-Running Square-Wave Oscillator

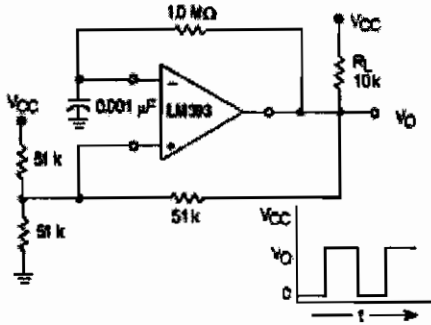
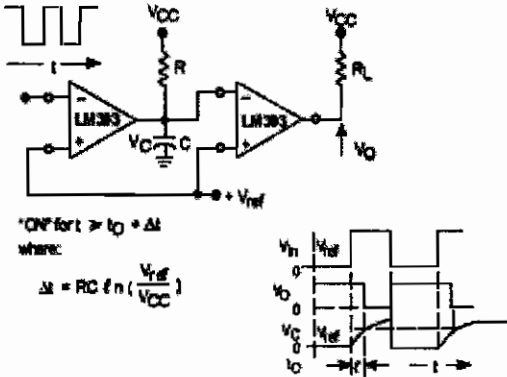
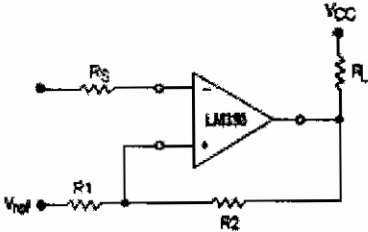


Figure 10. Time Delay Generator



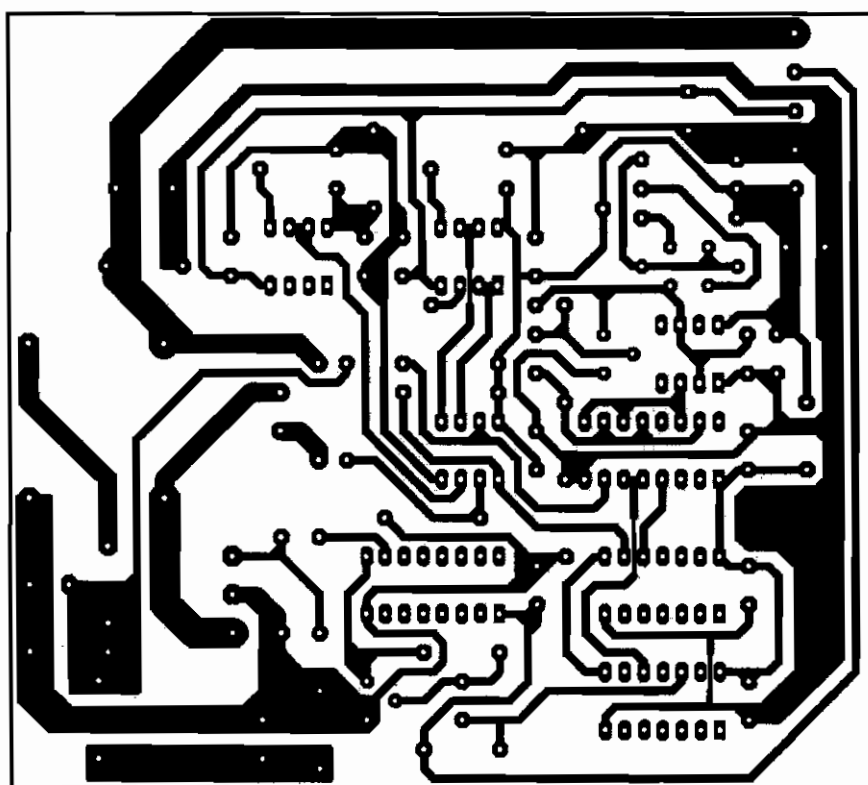
*ON for $t \geq t_D + \Delta t$
where:
 $\Delta t = RC \ln \left(\frac{V_{ref}}{V_{CC}} \right)$

Figure 11. Comparator with Hysteresis

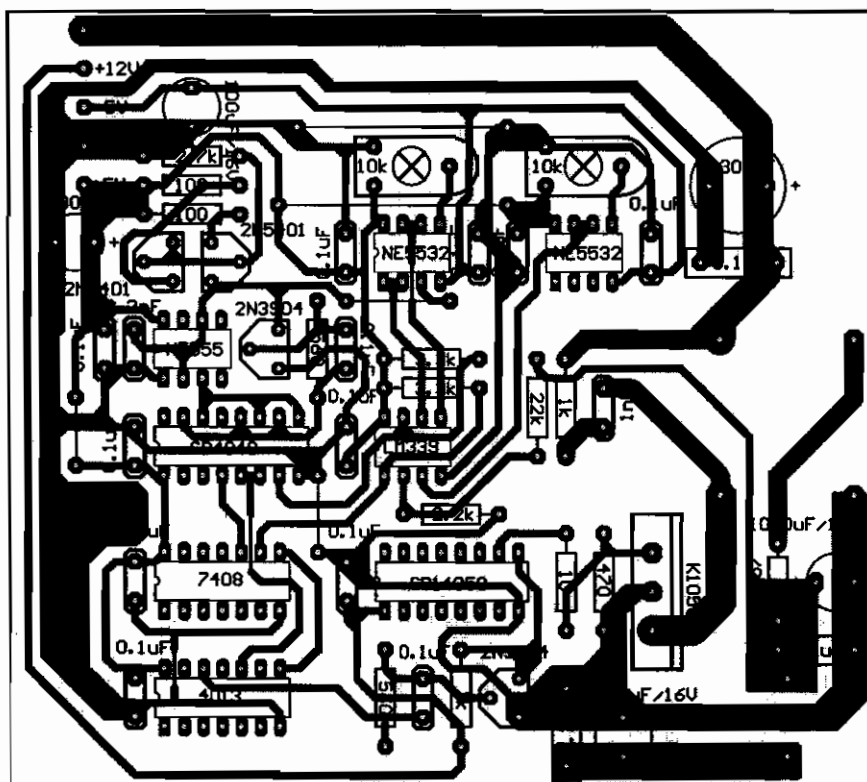


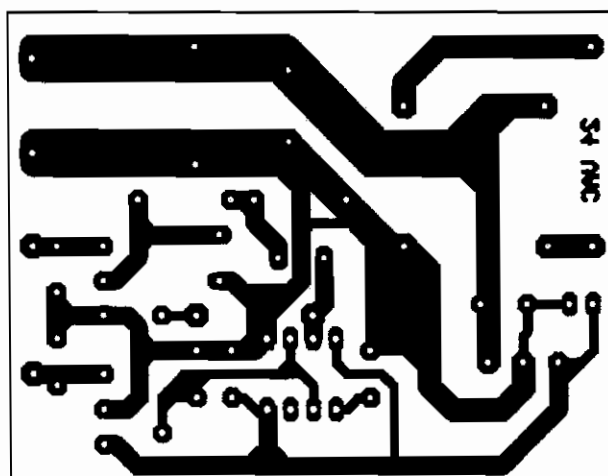
$$R_3 = R_1 \parallel R_2$$
$$V_{in1} = V_{ref} + \frac{(V_{CC} - V_{ref}) R_1}{R_1 + R_2 + R_4}$$
$$V_{in2} = V_{ref} - \frac{(V_{ref} - V_{OL}) R_1}{R_1 + R_2}$$

ภาคผนวก ข.

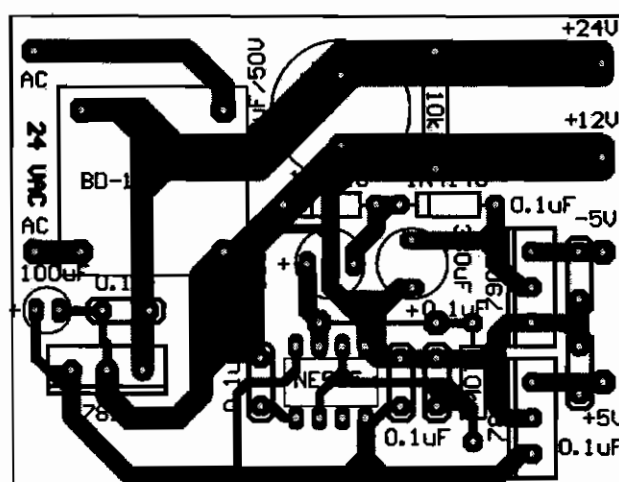


ลายพริ้นด้านบักกรีขนาดเท่าจริง

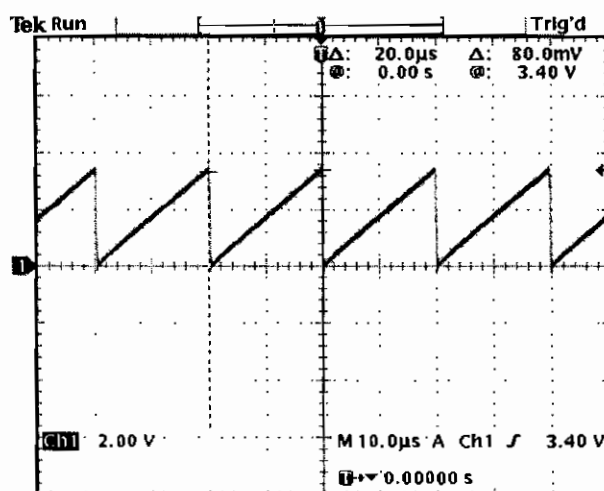
**ตำแหน่งการลงอุปกรณ์**



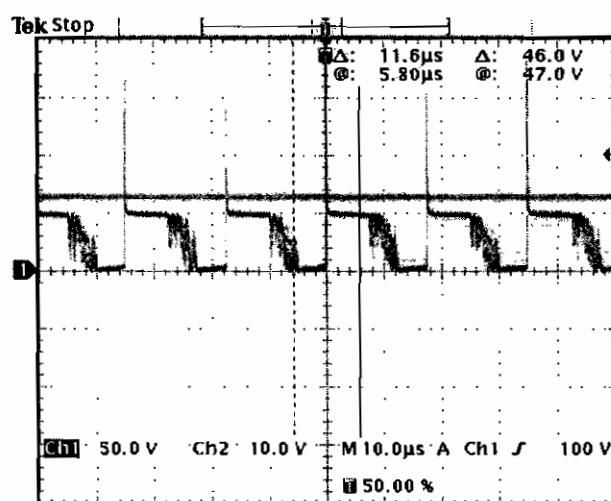
ลายพริ้นด้านบັคกริของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงภาคควบคุมแรงดันเอาต์พุตขนาดเท่าจริง



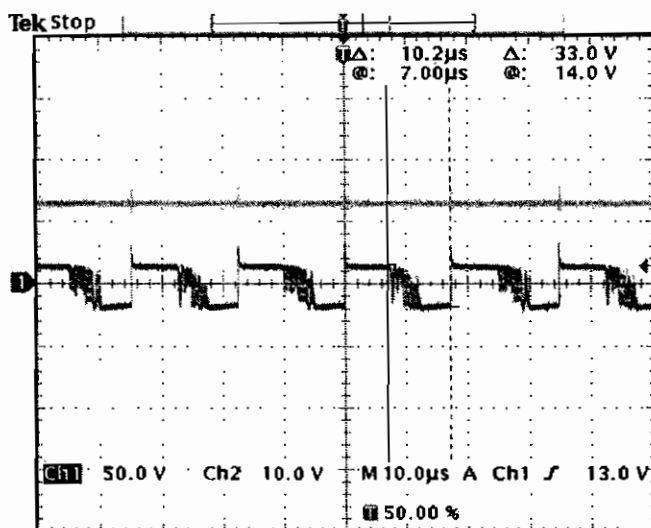
ตำแหน่งการลงอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงภาคควบคุมแรงดันเอาต์พุต



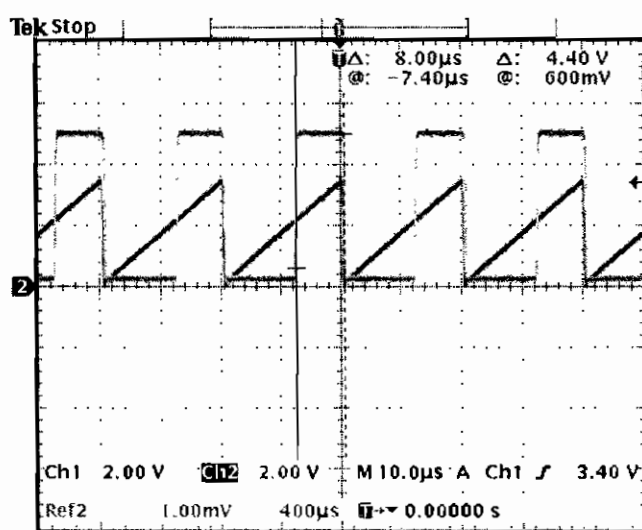
สัญญาณฟันเลื่อย



CH1 แรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส ของมอสเฟต CH2 แรงดันเอาต์พุต (ทดสอบที่กำลัง 12 วัตต์)



CH1 แรงดันเอาต์พุตเมื่อยังไม่ผ่านวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน CH2 แรงดันเอาต์พุตเมื่อผ่าน
กรองแรงดัน (ทดสอบที่กำลัง 12 วัตต์)



CH2 สัญญาณเอาต์พุตของภาคออสซิลเลเตอร์

ประวัติของผู้ศึกษา

ชื่อ นายสุพิศ โพธิสาร
วัน/เดือน/ปีเกิด 30 กันยายน 2527
ภูมิลำเนา บ้านเลขที่ 33 หมู่ที่ 8 ต.โพธิ์กระสังข์ อ.ขุนหาญ
จ. ศรีสะเกษ 33150
ประวัติการศึกษา - สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก
โรงเรียนศรีตระกูลวิทยา พ.ศ.2542 อ.ขุนันท์ จ.ศรีสะเกษ
- สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนศรีตระกูลวิทยา พ.ศ. 2545 อ.ขุนันท์ จ.ศรีสะเกษ
- วทบ.ฟิสิกส์ประยุกต์(อิเล็กทรอนิกส์),2550
มหาวิทยาลัยมหาสารคาม จ.มหาสารคาม

ชื่อ นายวรวุฒิ ไชยปัญญา
วัน/เดือน/ปีเกิด 25 กรกฎาคม 2528
ภูมิลำเนา บ้านเลขที่ 60 หมู่ที่ 4 ต.ขุนทอง อ. บัวใหญ่
จ. นครราชสีมา 30120
ประวัติการศึกษา - สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก
โรงเรียนเกร็ดลิ้นวิทยา พ.ศ.2542 อ.บัวใหญ่
จ.นครราชสีมา
- สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนบัวใหญ่ พ.ศ.2545 อ.บัวใหญ่ จ.นครราชสีมา
- วทบ.ฟิสิกส์ประยุกต์(อิเล็กทรอนิกส์),2550
มหาวิทยาลัยมหาสารคาม จ.มหาสารคาม