

๒๑-๑๕  
๒๓

ปีการศึกษา 2532

อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่เฟสเดียวโดยใช้มอสเฟตกำลัง

A Single Phase Constant Frequency Power MOSFET Inverter

โดย

นายสุวิทย์ คงพิทักษ์ศิลป์ 29.1263

นางสาวสุมาลี เขียมทวี 29.1287

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2532

ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่เฟสเดียวโดยใช้มอสเฟตกำลัง

ผู้จัดทำ

1. นายสุวิทย์ คงพิทักษ์ศิลป์ 29.1263
2. นางสาวสุมาลี เจียมทวี 29.1287



026974

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด 22 พ.ย. 2535

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่เฟสเดียวโดยใช้มอสเฟตกำลัง

สุวิทย์ คงพิทักษ์ศิลป์

สมาสิ เจียมทวี

รศ. วริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

### บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอแนวความคิดในการลดขนาดของอินเวอร์เตอร์ โดยการสวิตช์ซึ่งตามความกว้างพัลส์ ใช้สัญญาณควบคุมแบบมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation) ด้วยความถี่สูง ซึ่งใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ซึ่ง เนื่องจากมอสเฟตกำลังมีความเร็วในการสวิตช์สูง โดยมีความสูญเสียกำลังต่ำ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรก เป็นส่วนของการสร้างแรงดันไฟตรงขนาด 320 โวลต์ ซึ่งเป็นส่วน สวิตช์ซึ่ง ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิรซ์ โดยป้อนไฟตรงจากแบตเตอรี่ การใช้วิธีสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงนี้ จะทำให้ขนาดของหม้อแปลงมีขนาดเล็กลง ส่วนหลังเป็นส่วนของการแปลงไฟตรงจาก 320 โวลต์ เป็นไฟสลับ คลื่นไซน์ ขนาด 220 Vrms ซึ่งใช้สัญญาณควบคุมการสวิตช์ซึ่งเป็น แบบมอดูเลชันความกว้างพัลส์ โดยใช้สัญญาณความถี่มูลฐานเป็นคลื่นไซน์ผสมตามความกว้างของพัลส์กับสัญญาณสามเหลี่ยม

$$f = 4.64 f_{NBA}$$

## A Single Phase Constant Frequency Power MOSFET Inverter

Suwit Kongpithaksilp

Sumalee Chieamtawee

Viriya Pichetjamroen, Associated Professor Advisor  
1989

### Abstract

This thesis presents an idea for inverter size reduction by using PWM (Pulse Width Modulation) control technique at high frequency switching. Power MOSFETs are used because of their high switching speed and low power loss.

The operating system can be separated into two parts. The first part generates variable dc voltage up to 320 volts, at switching frequency of 50 kHz. The input part is supplied from battery bank. High frequency transformer is connected to the output of the first part in order to step up the ac output voltage. Switching at high frequency can reduce the transformer size. The second part is used to convert the dc voltage to sinusoidal ac voltage by PWM control technique, and the PWM pattern is obtained by the comparison of fundamental sinusoidal with triangular carrier.

## สารบัญ

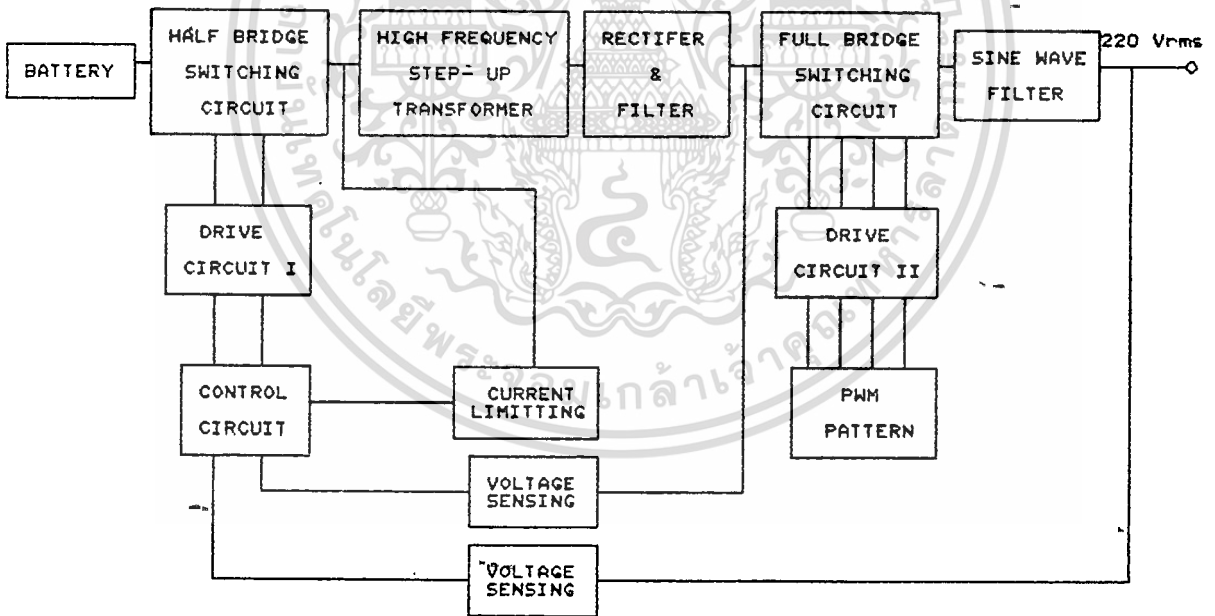
	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1-1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการออกแบบอินเวอร์เตอร์	2-1
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน	2-1
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรมอเตอร์	2-6
- วงจรพุ่มูล	2-6
- วงจรอาร์ฟบริดจ์	2-8
- วงจรพุ่มูลบริดจ์	2-11
บทที่ 3 มอสเฟตกำลัง	3-1
3.1 คุณสมบัติของมอสเฟตกำลัง	3-1
3.2 ชนิดของมอสเฟตกำลัง	3-3
3.3 SOA (Safe Operating Area)	3-3
3.4 การเพิ่มพิกัดของมอสเฟตกำลัง	3-4
บทที่ 4 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง	4-1
4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพัลส์บิลิเวียม	4-2
4.2 วงจรขับมอสเฟต	4-6
4.3 วงจรกำลัง	4-6
4.4 แหล่งจ่ายไฟตรง	4-8
4.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	4-9
4.6 ส่วนกรองสัญญาณไฟตรง	4-12
4.7 วงจรป้องกัน	4-16
4.8 วงจรกรองความถี่	4-18
บทที่ 5 ผลการทดลอง วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	5-1
ภาคผนวก ก.	ก.
ภาคผนวก ข.	ข.

# บทที่ 1

## บทนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นการเปลี่ยนกำลังไฟทางด้านอินพุท ซึ่งเป็นไฟกระแสตรง (DC) จากแหล่งจ่ายไฟ ให้เป็นกำลังไฟสลับ (AC) ที่มีแรงดันและความถี่ตามที่ต้องการ โดยในที่นี้ต้องการความถี่ 50 Hz. แรงดันไฟ AC จะเป็นสัญญาณที่ใกล้เคียงกับคลื่นไซน์ และมีขนาด 220 โวลท์

อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่ สามารถใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง แหล่งจ่ายไฟบนยานพาหนะ หรือนำไปใช้ในระบบแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS) อินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีประสิทธิภาพสูง เชื่อถือได้ ราคาไม่แพง นอกจากนี้ควรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาด้วย วิธีหนึ่งที่จะลดขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็คือ การส่งผ่านพลังงานที่ความถี่สูงๆ ความถี่ยิ่งสูงมากขึ้น ขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็จะยิ่งเล็กลง และเพื่อให้การส่งผ่านพลังงานมีประสิทธิภาพสูง ต้องลดการสูญเสียเนื่องมาจากการสวิตชิง (Switching Loss) โดยการเลือกอุปกรณ์ที่มีความเร็วในการสวิตชิงสูง ในโครงการนี้เลือกใช้นาฬิกาเวอ์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิง

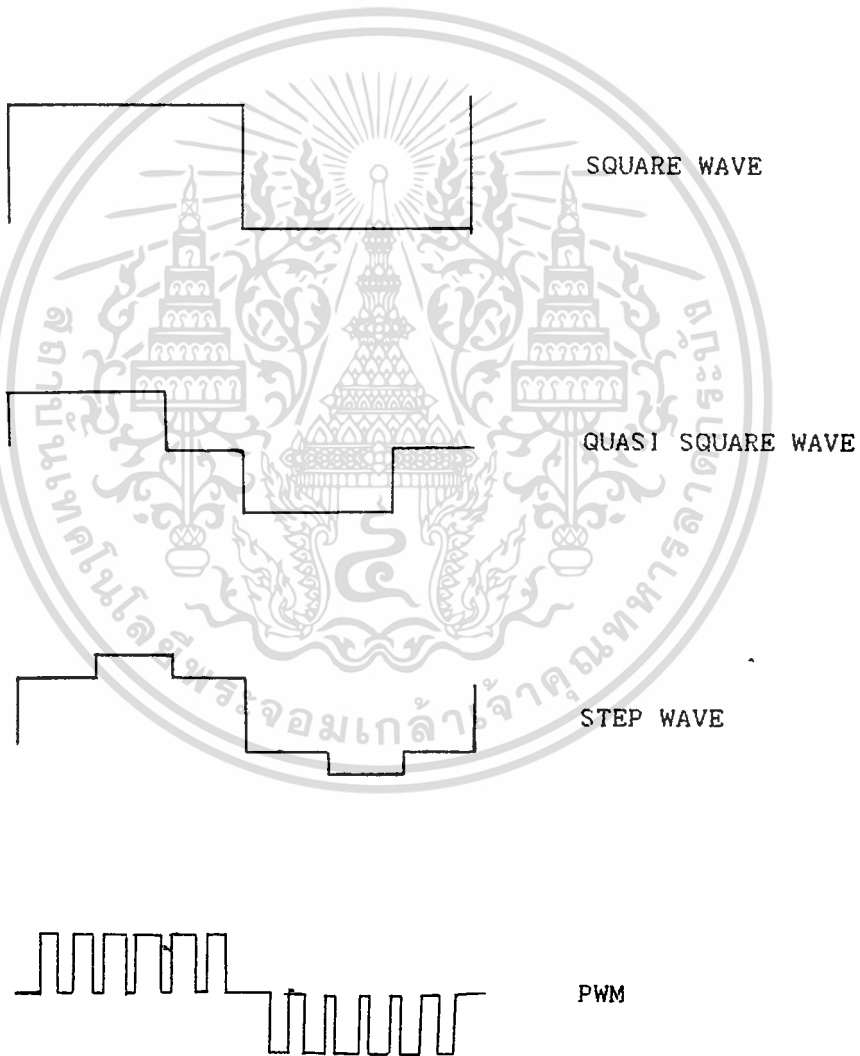


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

# 1. วงจรอินเวอร์เตอร์

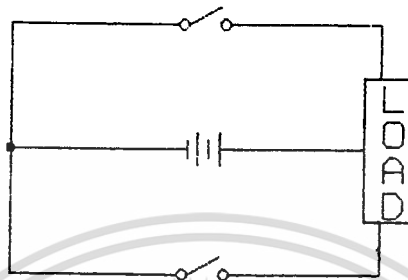
วงจรอินเวอร์เตอร์นั้น เอาท์พุทที่ได้จากวงจร ยังไม่ได้เป็นคลื่นไซน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่ รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่างความคลื่นความถี่หลักมูล กับ องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล

วงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาตามลักษณะของรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีอยู่ด้วยกันหลายแบบดังแสดงในรูป

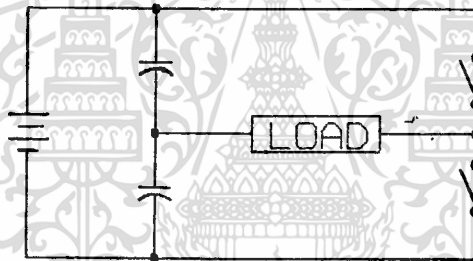


รูปที่ 1.2 แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทแบบต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

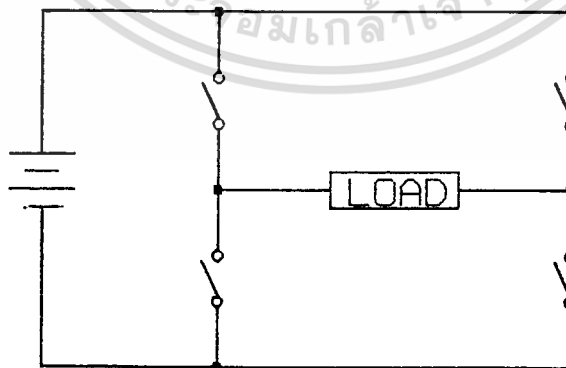
วงจรสวิตชิงอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และขนาดของอุปกรณ์ก็จะแตกต่างกันไปด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ได้แก่ วงจรพวซพูล (Push pull) วงจรฮาฟบริดจ์ (Half Bridge) วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)



รูปที่ 1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบพวซพูล



รูปที่ 1.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฮาฟบริดจ์



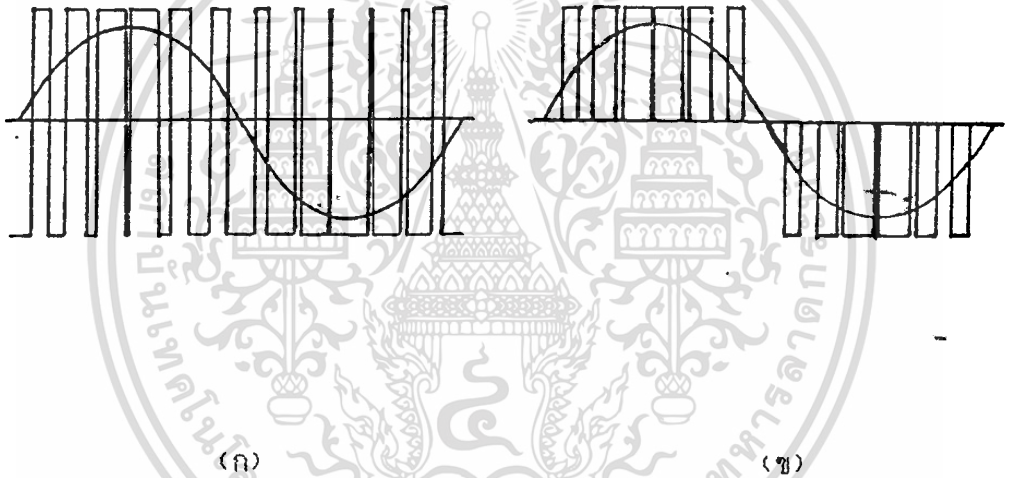
รูปที่ 1.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฟูลบริดจ์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการออกแบบอินเวอร์เตอร์

#### 2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิตมอดูเลชัน

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลายๆพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงรูปคลื่น พัลส์บลิวเอม ชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพัลส์บลิวเอมในแนวความคิดต่างๆ



รูป 2.1 แสดงรูปคลื่น PWM (ก). แบบ 2 ระดับ (ข). แบบ 3 ระดับ

#### 2.1.1 รูปคลื่นพัลส์บลิวเอมแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่นพัลส์บลิวเอม มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับคือ  $E$  ,  $-E$
- PWM 3 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ  $E$ ,  $0$ ,  $-E$

ในรูป 2.1 ข้างต้น เป็นการแสดงรูปคลื่นพัลส์บลิวเอมเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) ของรูปคลื่น พัลส์บลิวเอมนั้น

## 2.1.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆได้แก่

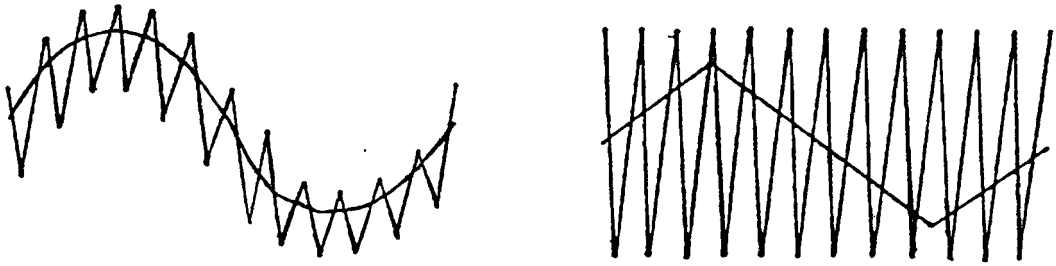
### 1. การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต (OUTPUT PORT) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์มุมต่าง ๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (Pattern) สัญญาณพีดับบลิวเอ็มขึ้นมา แล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุตออกมา

### 2. โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์

การสร้าง PWM จากวงจรอิเล็กทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339, LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) กับ สัญญาณแครี่เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ส่วนสัญญาณแครี่เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า ในโครงการนี้ ใช้วิธีเปรียบเทียบโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในการสร้างสัญญาณ วิธีนี้ มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังรูป





รูป 2.2 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีดัมบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

### 2.1.3 การสร้างรูปคลื่นพีดัมบลิวเอ็มแบบเนเทอร์อลและแบบเรกูลาร์

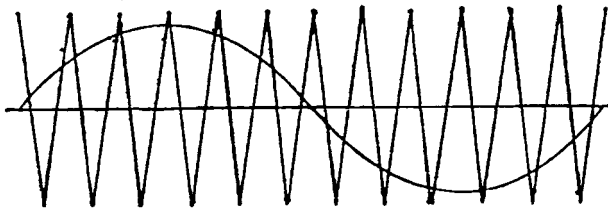
การสร้างรูปคลื่นพีดัมบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมียอดประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพีดัมบลิวเอ็ม ได้แก่

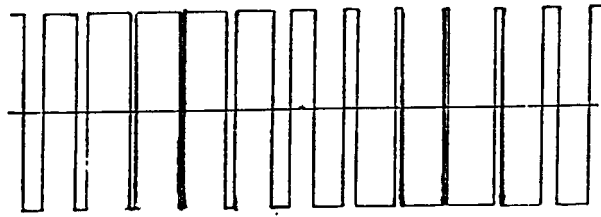
1. อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio)
2. อัตราส่วนแอมพลิจูด ของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio,  $K$ )

จาก ทฤษฎีและข้อมูลเก่าที่มีการคำนวณและศึกษามา ได้นำค่า  $K, N$  ไปวิเคราะห์ องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ จะได้ว่า โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้น ถ้าค่า  $K$  มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ ให้มีจำนวนเท่ากับค่า  $N$  และจำนวนมุลทริกซึ่งจะมีจำนวน  $2N$  มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีค่า  $K$  ไม่เกิน 1

#### ก. การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมพลิง

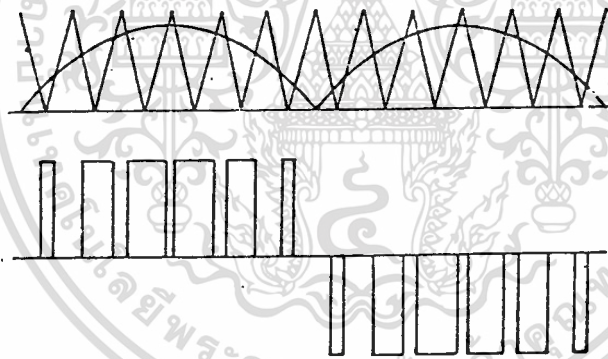
การสร้างแบบนี้จะใช้คลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นไซน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่น ช่วงที่ไซน์มากกว่าสามเหลี่ยมจะเป็นบวก และ ช่วงที่คลื่นไซน์มีขนาดน้อยกว่า จะเป็นลบ วิธีนี้ใช้ในส่วนวงจรปริตจอินเวอร์เตอร์ของโครงการที่ทดลอง





รูปที่ 2.3 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมพลิงชนิด 2 ระดับ

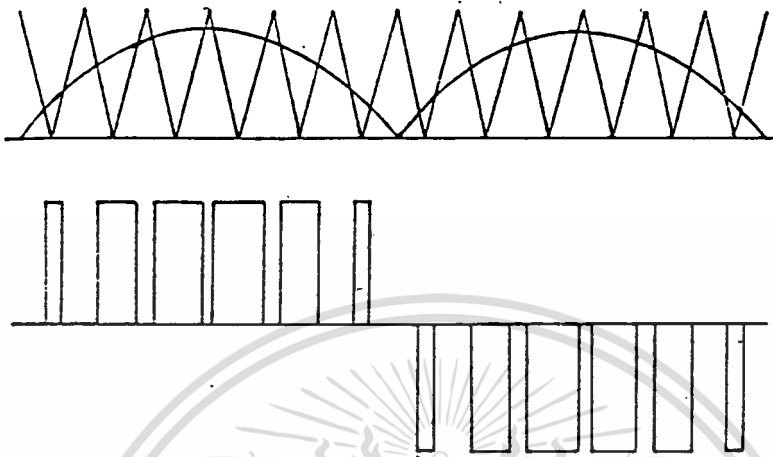
สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับนั้น จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติไฟยขึ้นไปเป็นคลื่นฟูลเวฟ เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟ มีขนาดมากกว่าในครึ่งคาบแรก การสวิตช์จะมีค่าเป็นบวก และเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อยกว่าการสวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.4



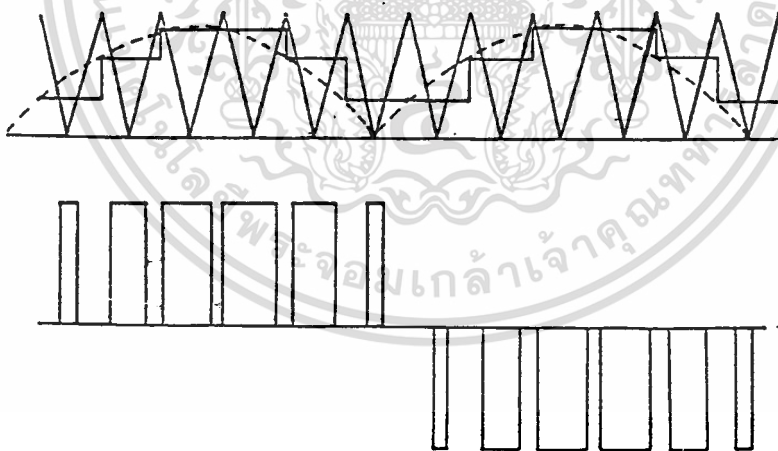
รูป 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมพลิง ชนิด 3 ระดับ

ข. การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง

การสร้างแบบนี้ใช้หลักการแบบเดียวกันกับแบบเนเทอร์อล โดยดัดแปลงมาจากแบบเนเทอร์อล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลนั้น ระหว่างเปรียบเทียบแต่ละครึ่ง ส่วนของไซน์จะไม่ใช่เชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นไซน์ผ่านวงจรแซมเพิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเพิลเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้ง แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ เช่นเดียวกัน



รูป 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมพลิง ชนิด 2 ระดับ



รูป 2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมพลิง ชนิด 3 ระดับ

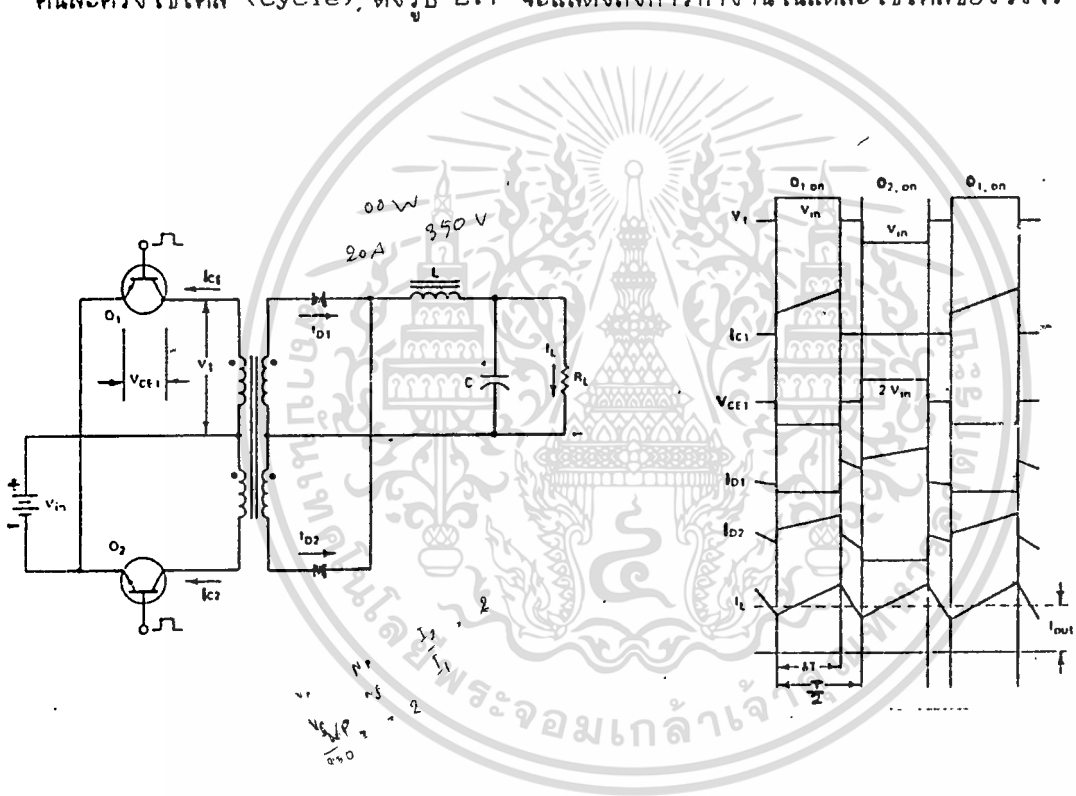
ในโครงการนี้ไม่ได้ใช้วิธีการนี้ในการสร้างคลื่นชนิดมัลติแอม แต่เลือกใช้วิธีเนทอ  
รอลแชมพลิง แบบ 2 ระดับ

## 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจร INVERTER

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจร Inverter ที่นิยมใช้งาน รวมถึงคุณสมบัติและความเหมาะสมของวงจรแต่ละชนิดด้วย วงจรที่ใช้งานทั่วไปได้แก่ วงจรพชพูล (Push Pull), วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) และ วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

### 2.2.1 วงจรพชพูล (Push Pull)

วงจรพชพูลนี้ การทำงานจะเสมือนว่ามีวงจร Forward 2 วงจร ผัดกันทำงานคนละครึ่งไซเคิล (cycle), ดังรูป 2.7 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจร



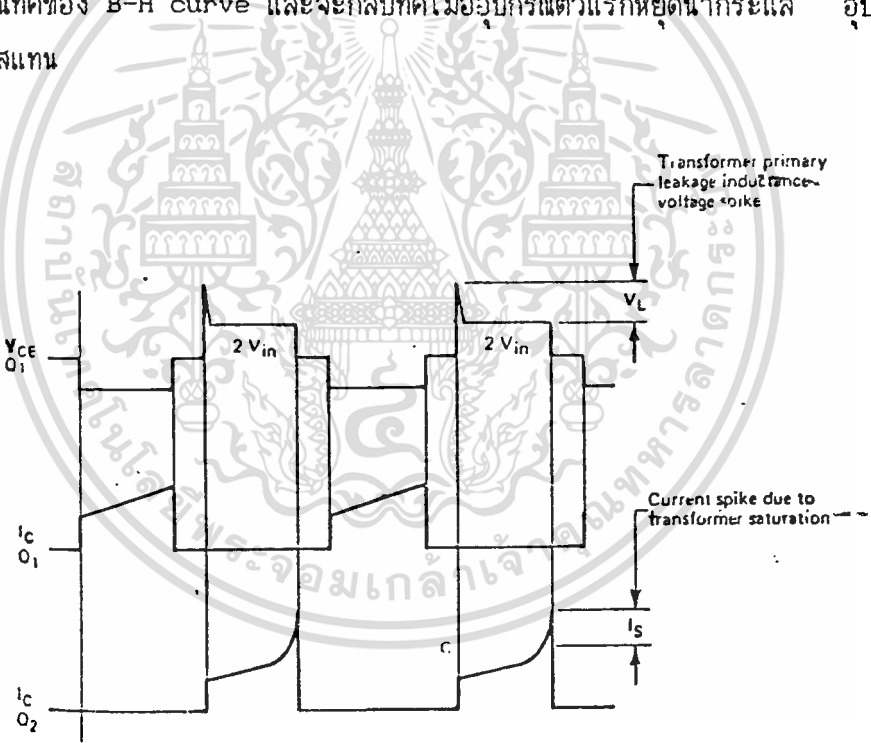
รูปที่ 2.7 วงจรพชพูล (Push Pull) และ wave form ที่จุดต่าง ๆ

กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจร Forward Converter ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เอง ก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อดีของวงจรพหุผลนั้น จะอยู่ในจุดของวงจรไม่ยุ่งยาก วงจรไดร์ฟจะไม่ซับซ้อน และไม่ต้องมีการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสฟลักซ์จะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่ง

ข้อจำกัดของวงจรพหุผล

- ข้อจำกัดทางด้านขนาดของอุปกรณ์ เช่น การทนต่อพิกัดคิกดา สำหรับวงจรพหุผล พิกัดคิกดาของอุปกรณ์ที่เป็นตัวสวิตช์ จะต้องทนได้ประมาณสองเท่าของคิกดาอินพุท และกรณีที่เกิดคิกดาสไปค์ ซึ่งเป็นผลมาจากลิกเกจ-อินดักแตนซ์ของหม้อแปลง ก็ยิ่งทำให้อุปกรณ์นั้นต้องทนโวลท์สูงขึ้นไปอีก
- ปัญหาการอิ่มตัวของแกนที่ใช้เป็นหม้อแปลง ปัจจุบันนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์กันอย่างกว้างขวาง ในกรณีที่สวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง ๆ ประมาณ 20 kHz ขึ้นไป จะเกิด Loss มากเมื่อใช้แกนอื่น การที่เฟอร์ไรท์มีจุดอิ่มตัวของแกนสูง เพราะมีความหนาแน่นของฟลักซ์ต่ำประมาณ 3000 Gauss การเกิดปัญหาแกนหม้อแปลงอิ่มตัวมาจาก เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์เริ่มนำกระแส ฟลักซ์จะเพิ่มขึ้นในทิศของ B-H curve และจะกลับทิศเมื่ออุปกรณ์ตัวแรกหยุดนำกระแส อุปกรณ์ตัวที่สองนำกระแสแทน



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของคิกดาและกระแสสไปค์

การที่บริเวณ 2 บริเวณของ Flux density จะเท่ากันได้ อุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวสวิตช์จะต้องมีคุณสมบัติในการสวิตช์ซึ่งเหมือนกัน และทำงานในลักษณะที่พอดีกัน เพราะถ้าหากคุณสมบัติ

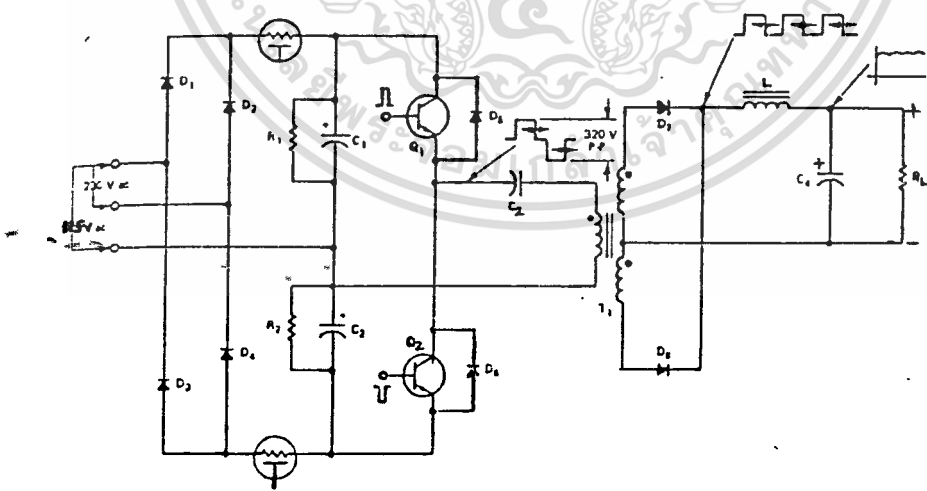
ในการสวิตชิ่งที่ไม่เหมาะสมแล้ว จะเกิด Flux Walking ไปทิศทางหนึ่งของ B-H curve ซึ่งจะทำให้แกนอิ่มตัวได้ กรณีที่เป็นทรานซิสเตอร์กำลัง แกนอิ่มตัวจะหมายถึง เกิดกระแสไปค้ของคอลเล็กเตอร์ (collector) ทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว คุณสมบัติต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์จะเสียไป หรือพังไปในที่สุด (Thermal Runaway)

การแก้ปัญหาในส่วนที่เกิดขึ้นนี้ สามารถทำได้โดย

1. สร้างแกปให้กับแกนหม้อแปลง (Gap Core) เพื่อเป็นการลดลิสติกเกจอินดักแตนซ์ แต่จะมีผลให้การ transfer พลังงานลดลง
2. ติดวงจร Snubber เพื่อจำกัดขนาดของ คีตกาสไปค้
3. ใช้วงจรซึ่งทำให้การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิ่งสมดุลย์กัน แต่วิธีนี้จะใช้เฉพาะวงจรที่พิเศษ ๆ เพราะจะเป็นการเพิ่มราคา และความยุ่งยากซับซ้อนให้กับวงจร

### 2.2.3 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่ง ไซเคิลของอุปกรณ์สวิตชิ่ง โดยที่หม้อแปลงไม่มีการแกป คีตกาสที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของคีตกาสอินพุท การที่สวิตชิ่งตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไซเคิลดังในรูป 2.9



รูป 2.9 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

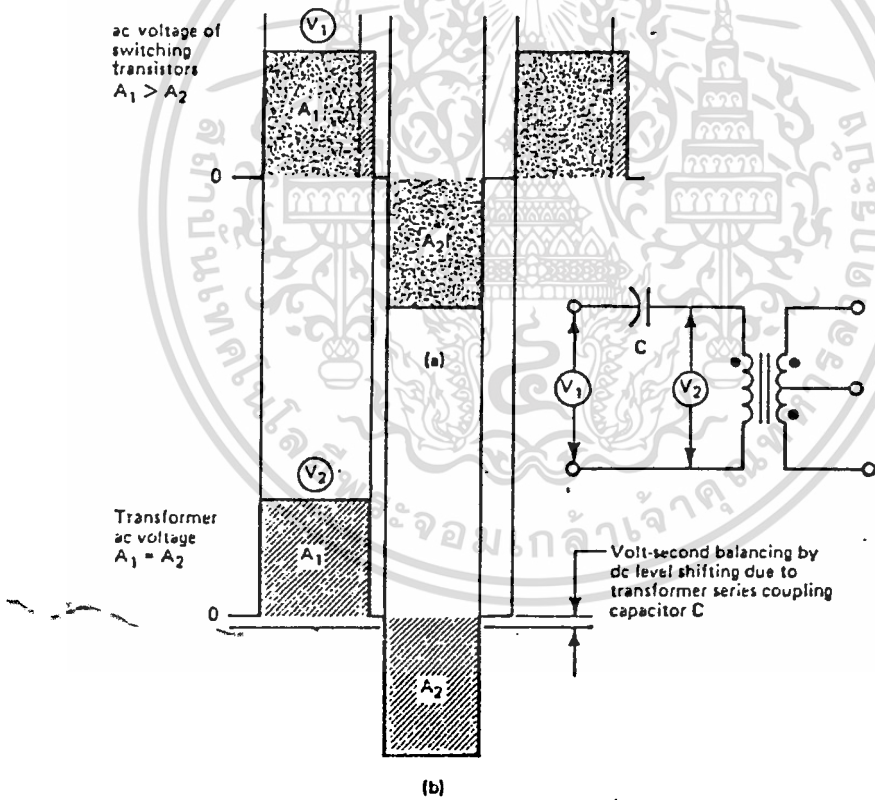


### ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจาก คัดกลางลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่ง ของคักดาอินพุทแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้คักดาของเอาท์พุทเกิดความสมดุลย์กันได้อีก แต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์จะสูงขึ้นกว่าปกติ โดยถ้าเราสมมติว่า วงจรมีประสิทธิภาพ 80 % และมีค่าดีวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

$$I_c = 3P_{out}/V_{in}$$

ในกรณีที่เกิดคักดาที่ไม่สมดุลย์กัน แล้วนำไปผ่านเข้าหม้อแปลง จะทำให้เกิด Flux Walking ซึ่งจะมีผลต่อไป ทำให้แกนหม้อแปลงเกิดอิ่มตัว และกระแสจำนวนมากมายจะเกิดขึ้น เช่นเดียวกับวงจรพูล



รูปที่ 2.10 a) แสดงรูปคลื่นที่ไม่สมดุลย์

b) แสดงรูปคลื่นเมื่อใส่ C-Coupling เพื่อแก้ปัญหา

### การแก้ไข

1. เราสามารถแก้ไขการเกิดปัญหานี้ โดยการต่อ C-Coupling เข้าไป ดังแสดงในรูป โดยต่ออนุกรมเข้าไปกับหม้อแปลงด้านไพรมารี ซึ่งจะยกกระดပ် DC ขึ้นมา
2. อีกวิธีหนึ่งก็คือ การลดเวลา turn-off ของทรานซิสเตอร์ โดยการใส่ Baker Clamp Diode ในวงจรขับเบส

### การคำนวณค่า C-Coupling

จากรูปที่ 3.4 การคำนวณจะเกี่ยวข้องกับ ค่าอินดักแตนซ์ในส่วนของวงจรกรองทางดำน Secondary ของหม้อแปลง ดังแสดงในสูตร

$$f_r = 1/2 \pi \sqrt{L_r C}$$

เมื่อ  $f_r$  = Resonance Frequency , kHz

$C$  = Coupling Capacitance , uF

$L_r$  = Reflected Filter Inductance , uH

โดยที่

$$L_r = L(N_p/N_s)^2$$

$N_p/N_s$  = Turn Ratio

$L$  = Output Inductance

เมื่อแทนค่า  $L$  ลงในสมการแรก จะได้

$$C = 1/4\pi^2 f_r^2 (N_p/N_s)^2 L$$

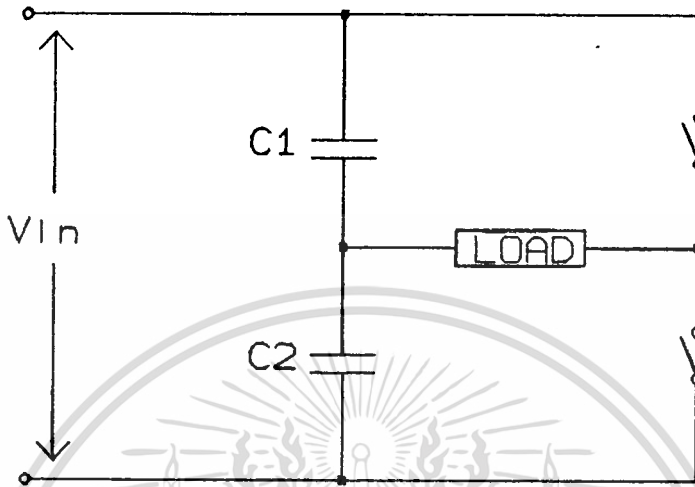
เพื่อที่จะให้การชาร์จประจุของ C-Coupling เป็นไปอย่างลิเนียร์ จึงควรเลือกความถี่ Resonance ประมาณ 1/4 เท่า ของความถี่ในการสวิตชิงหรือ

$$f_r = 0.25f_s$$

โดยที่

$$f_s = \text{ความถี่ที่ใช้ในการสวิตชิง}$$

สำหรับการคำนวณค่า  $C_1$ ,  $C_2$  หรือ Input Filter Capacitance เราสามารถที่จะคำนวณได้จากสูตร เพื่ออ้างอิงสำหรับการเลือกใช้งานจริงต่อไป



รูปที่ 2.11 แสดง Input Filter Capacitance

สูตรคำนวณค่า C

$$C = It/\Delta V$$

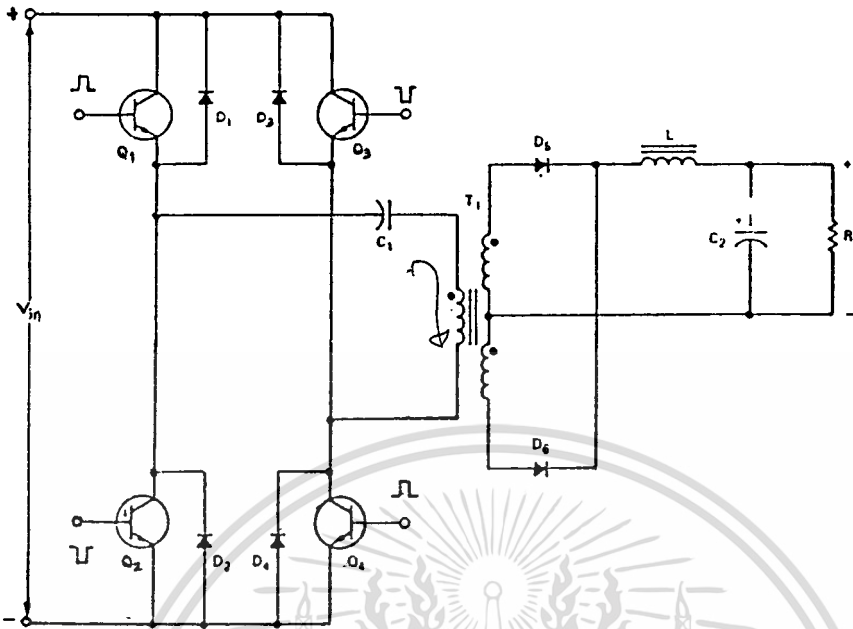
เมื่อ I = load current

$\Delta V$  = Voltage Ripple

$R_a, R_s$  = เป็นค่าความต้านทานที่จะรับประจุจาก C เมื่อหยุดนำกระแส

### 2.2.3 วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

วงจรฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการสวิตซ์ที่พิกัดสูงขึ้น เพราะถ้าใช้วงจรพุกพูล หรือ ฮาร์ฟบริดจ์ ปัญหาจะมีมากกว่า ลักษณะการทำงานของวงจรคือ จะผลัดกันนำกระแสทีละคู่ ดังแสดงในรูป 3.6 ในที่นี้  $Q_1$  จะทำงานพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_3$  จะทำงานพร้อมกับ  $Q_2$  สลับกันไปทีละครึ่งไซเคิลโดยที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการ Short Through เช่นเดียวกับกับ  $Q_3$  และ  $Q_4$

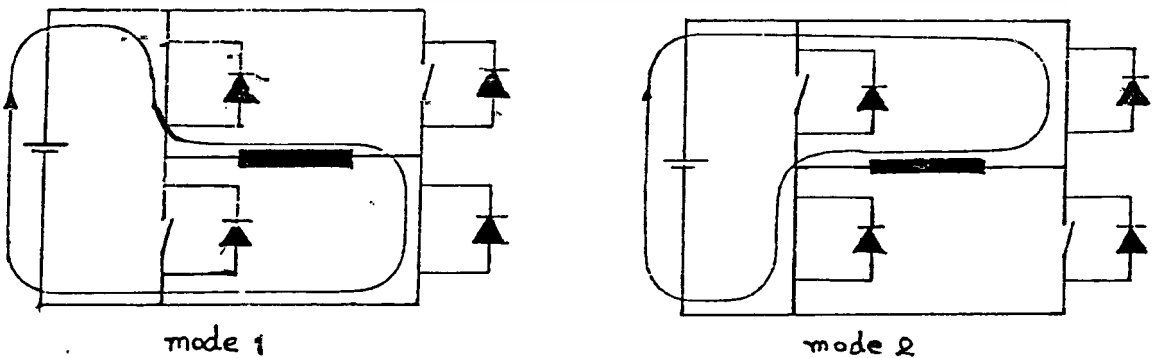


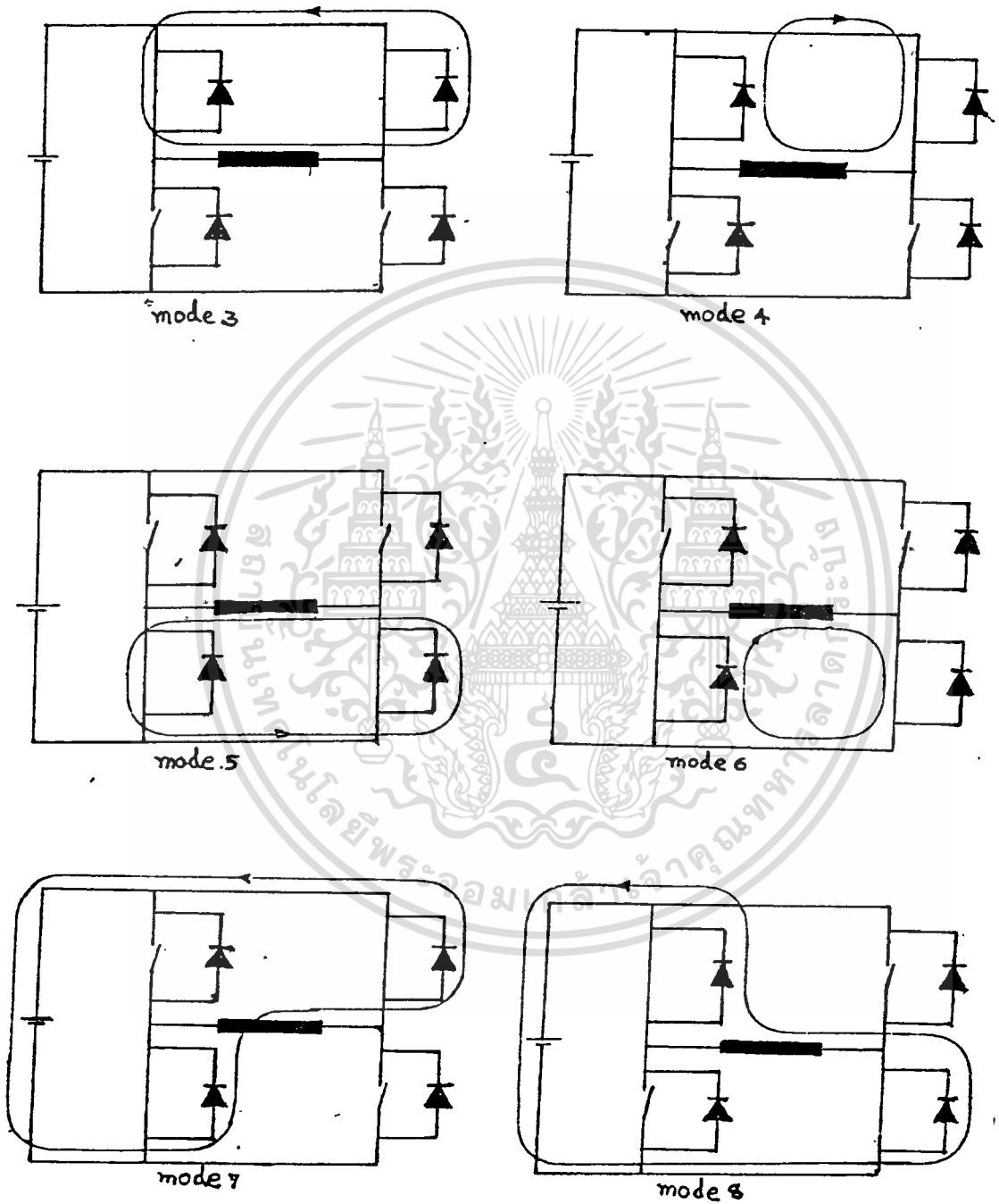
รูปที่ 2.12 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ในที่นี้ถ้าหากสมมติว่า ประสิทธิภาพของวงจร 80% และ duty cycle = 0.8 จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะที่ทำงาน

$$I_c = 1.6 P_{out}/V_{in}$$

กรณีนี้ที่สัญญาณนิดับบลิวเอ็มที่ใช้ควบคุม เป็นสัญญาณแบบ 3 ระดับ โหมดการทำงาน ของวงจรถัดจ้ จะมี 8 โหมดด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.13



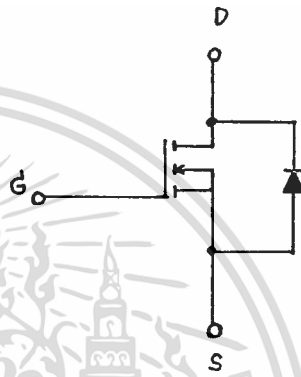
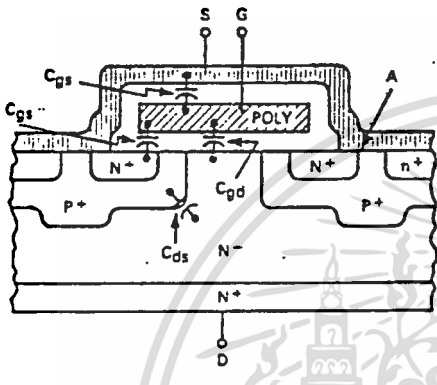


รูปที่ 2.13 แสดงโหมดการทำงานทั้งหมดของวงจรฟูลบริดจ์

### บทที่ 3

### คุณสมบัติของพาวเวอร์ MOSFET

พาวเวอร์ MOSFET (POWER MOSFET) เป็นอุปกรณ์พาวเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ ที่มีขนาดกำลังต่ำ แต่มีความสามารถในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี นอกจากนี้ยังเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ริตีแคเรียร์ (Majority Carrier)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของ MOSFET

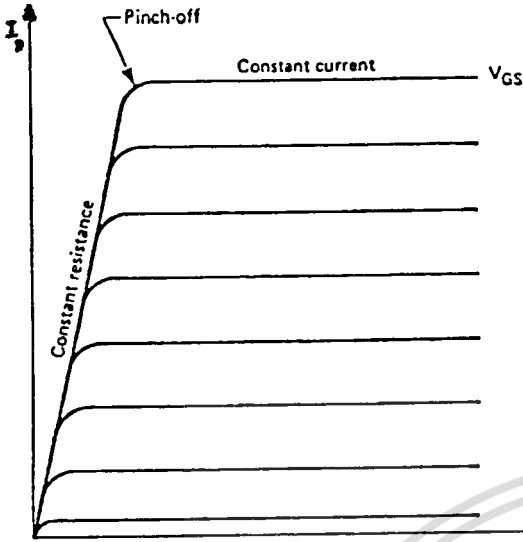
รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

จากโครงสร้าง เกท กับ ซอร์ส จะถูกแยกออกจากกันโดยชั้นของ SiO<sub>2</sub> ระหว่าง เกท กับ ซอร์ส จะเปรียบเสมือนมีค่า C<sub>gs</sub> (Capacitance), เกท-เดรน (C<sub>gd</sub>) และระหว่าง เดรน กับ ซอร์ส เปรียบเสมือนมีค่า C<sub>ds</sub> อยู่

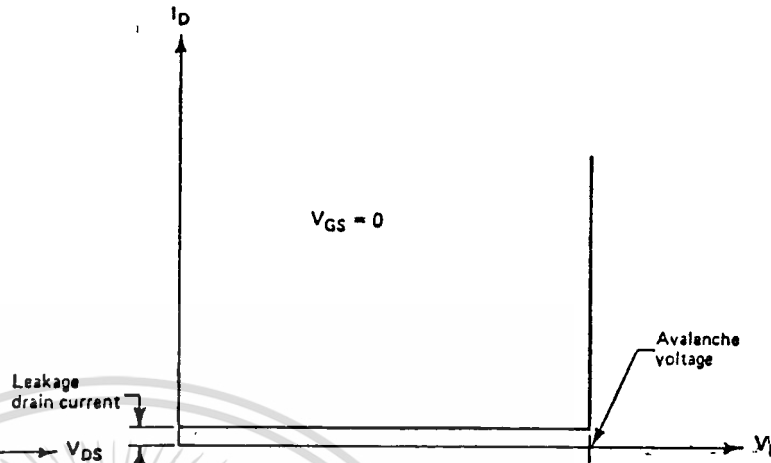
เมื่อเราป้อนแรงดันที่เหมาะสมเข้าที่เกท จะทำให้ชั้นช่องซิลิกอนเกิดการเหนี่ยวนำ แล้วจะเหนี่ยวนำไปเป็นทอด ๆ กระแสก็จะเริ่มไหล การที่พาวเวอร์ MOSFET เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ริตีแคเรียร์ ปัญหาการ Storage Time จึงไม่เกิดขึ้น

การที่เกทของพาวเวอร์ MOSFET ถูกแยกจาก ซอร์ส โดยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ จึงทำให้วงจรไดรฟ์ไม่ขึ้นกับค่ากระแสไหลลด มอสเฟตสามารถไดรฟ์ด้วยแรงดัน ซึ่งแตกต่างจากพวก ไบโพลาร์ ที่ไดรฟ์ด้วยกระแส ทำให้วงจรไดรฟ์ของมอสเฟตไม่ยุ่งยากนัก

### 3.1 คุณสมบัติของพาวเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.3



รูปที่ 3.4

#### - การทำให้พาวเวอร์มอสเฟตนำกระแส (Turn On)

วงจรที่ไดร์ฟมอสเฟต จะต้องมีค่าคิกคาเกิน Threshold Voltage และกระแสของวงจรถูกไดร์ฟ จะมีเพียงเล็กน้อย แต่ก็ต้องเพียงพอที่จะชาร์จ Input Capacitance ของมอสเฟตได้ในช่วงเวลาที่ต้องการ

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$$

ดังนั้นวงจรถูกไดร์ฟจะต้องมี Output Impedance ต่ำพอที่จะรับพลังงานจากการคายประจุของค่า C และทันกับความเร็วในการสวิตช์ซึ่ง

#### - การทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส (Turn Off)

เนื่องจากมอสเฟตเป็นสารกึ่งตัวนำเมเจอร์ริตี้แครีเรียร์ เพียงไม่มี  $V_{GS}$  มอสเฟตก็สามารถหยุดที่นำกระแสได้ เพราะเสมือนกับว่ามีค่าความต้านทานสูงมากระหว่างเดรน กับ ซอร์ส จึงเป็นการบล็อกกระแสไม่ให้ไหลได้

สำหรับกราฟแสดง Output Characteristic จะเห็นว่า เมื่อเราป้อน  $V_{GS}$  ถึงค่า Threshold Voltage กระแส  $I_D$  จึงจะเริ่มไหล จากนั้น  $I_D$  ก็จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับ  $V_{DS}$  จนถึงค่า Pinch Off หรือจุดที่ความต้านทานคงที่ กระแส  $I_D$  จะคงที่ในขณะที่  $V_{DS}$  สูงขึ้น

#### - เวลาในการสวิตช์ซึ่ง

หาจากช่วงเวลาในการชาร์จและดีสชาร์จของ  $C_{iss}$  (Input Capacitance)

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

- ความเร็วในการสวิตช์

การที่มอสเฟต เป็นสารประเภทเมเจอร์ตีแคร์เรียร์ ความเร็วจึงสูงมาก และปราศจากการเก็บเมเจอร์ตีไวท์เบส เหมือนกับทรานซิสเตอร์ ค่า Storage Time จึงต่ำ

### 3.2 ชนิดของพาวเวอร์มอสเฟต

- ชนิด N-Channel

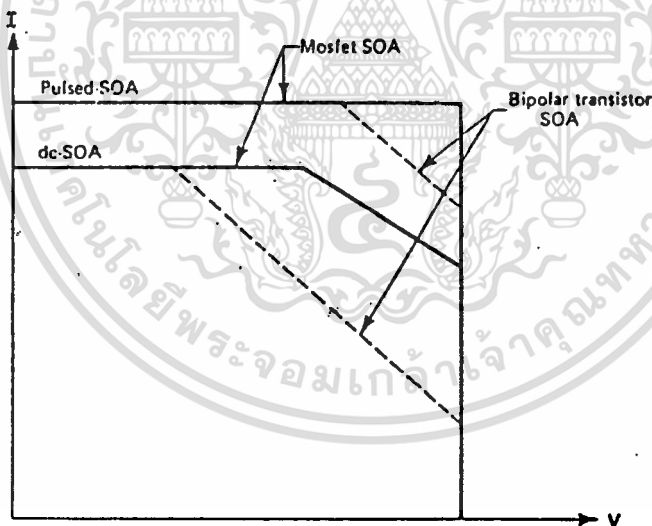
การไต่รฟ์ จะเป็นลักษณะ Pulse บ้อนเข้าระหว่างขา เกท-ซอร์ส โดยเกทจะมีคักดาเป็นบวกเทียบกับ ซอร์ส และคักดาเป็นบวกที่ขา เดรน เมื่อเทียบกับ ซอร์ส

- ชนิด P-Channel

คักดาระหว่างขาเกท เทียบกับ ซอร์ส จะเป็นลบ และคักดาที่ขาเดรน เทียบกับ ซอร์สก็จะเป็นลบ

### 3.3 SOA (Safe Operating Area)

จากที่กล่าวมาแล้วว่าพาวเวอร์มอสเฟต เป็นสารกึ่งตัวนำเมเจอร์ตีแคร์เรียร์ ผลของ Secondary Breakdown จึงมีน้อยมากเมื่อเทียบกับชนิดไบโพลาร์



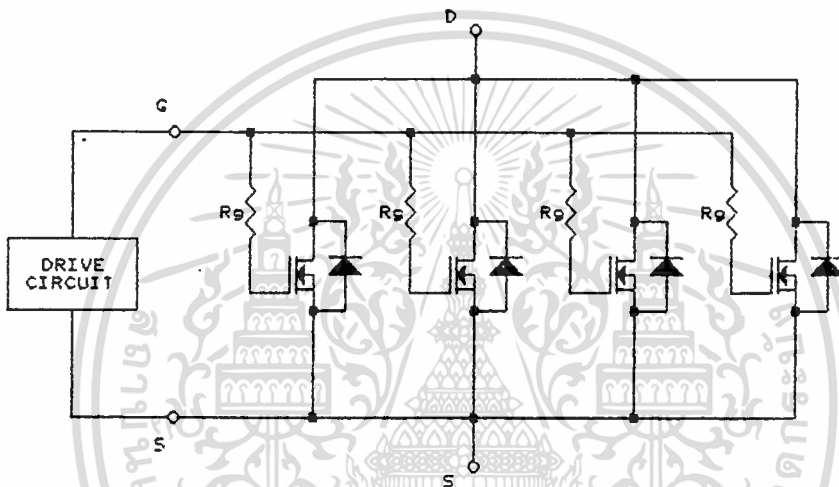
รูปที่ 3.5 SOA ของ POWER MOSFET

จากกราฟ SOA ของพาวเวอร์มอสเฟตจะกว้างกว่าไบโพลาร์ และสามารถเพิ่มความสามารภในการนำกระแส โดยบ้อน Pulse Bias ที่ความถี่สูงขึ้น ขอบเขตของ Voltage จำกัดไว้ที่ค่าพิกัดของพาวเวอร์มอสเฟต

### 3.4 การเพิ่มพิกัดของมอสเฟตกำลัง

เนื่องจากมอสเฟตกำลังในปัจจุบัน ที่มีพิกัดกำลังสูง ๆ มีราคาแพงและหายาก ซึ่งทำให้ขนาดพิกัดกำลังของอุปกรณ์ที่ใช้มอสเฟตถูกจำกัดไปด้วย เราสามารถเพิ่มพิกัดของมอสเฟตให้สูงขึ้น เพื่อเพิ่มการนำกระแสของมอสเฟตได้ โดยนำมอสเฟตมาขนานกัน ดังรูปที่ 3.6

ค่า  $R_{\theta}$  จะป้องกันการออสซิลเลต ที่อาจเกิดจากค่าอินดักแตนซ์แฝงในขาเดรนและค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขาเกตกับเดรนในมอสเฟต สำหรับการสวิทชิงที่มีความถี่สูง ๆ ค่าความต้านทานที่ใช้ต่อนี้ ควรมีค่าน้อยที่สุด



รูปที่ 3.6 การขนานมอสเฟตกำลัง

### 3.5 อิมพีแดนซ์ของวงจรไดรฟ์

เนื่องจากวงจรไดรฟ์มอสเฟตไม่ยุ่งยากนัก เราสามารถคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์ เพื่อเป็นตัวอ้างอิงในการหา อิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมของวงจรที่ใช้งานจริงได้ตามสูตร

$$R_g = t_r \text{ or } (t_f) / 2.2 C_{iss}$$

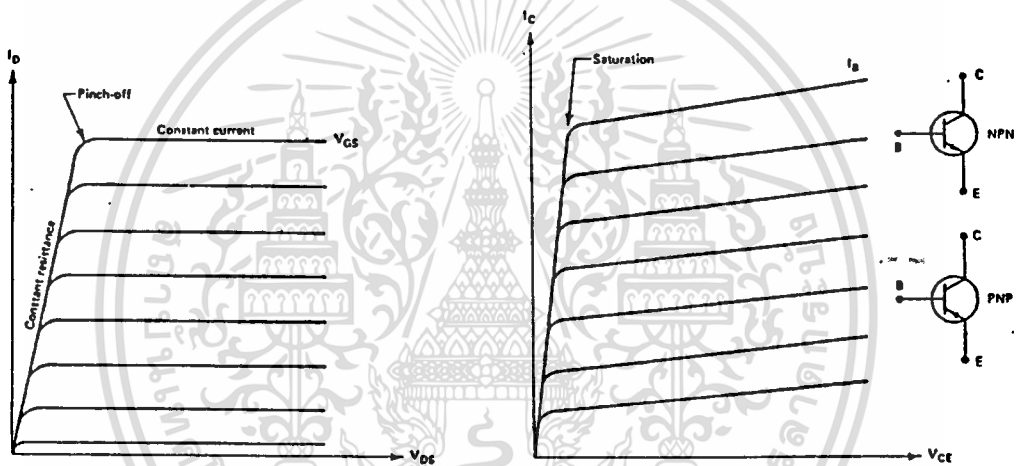
$$I_g = C_{iss} dv/dt$$

- $R_g$  : Impedance ของวงจรไดรฟ์ จะต้องมีค่าต่ำเพื่อไวต่อการสวิตชิง
- $I_g$  : กระแสของวงจรไดรฟ์ ที่พอที่จะชาร์จคาปาซิแตนซ์ ในมอสเฟ็ดได้
- $dv/dt$  : Generator Voltage Rate of Change V/ns.

หรือพิจารณาจาก

$$t_r, t_f = 2.2 R_g C_{iss} \quad (\text{เมื่อทราบ } R_g \text{ ของวงจร drive แล้ว})$$

ข้อแตกต่างระหว่างมอสเฟ็ดกำลังกับทรานซิสเตอร์กำลัง



รูปที่ 3.7 ก. กราฟคุณสมบัตินของมอสเฟ็ด

รูปที่ 3.7 ข. ทรานซิสเตอร์

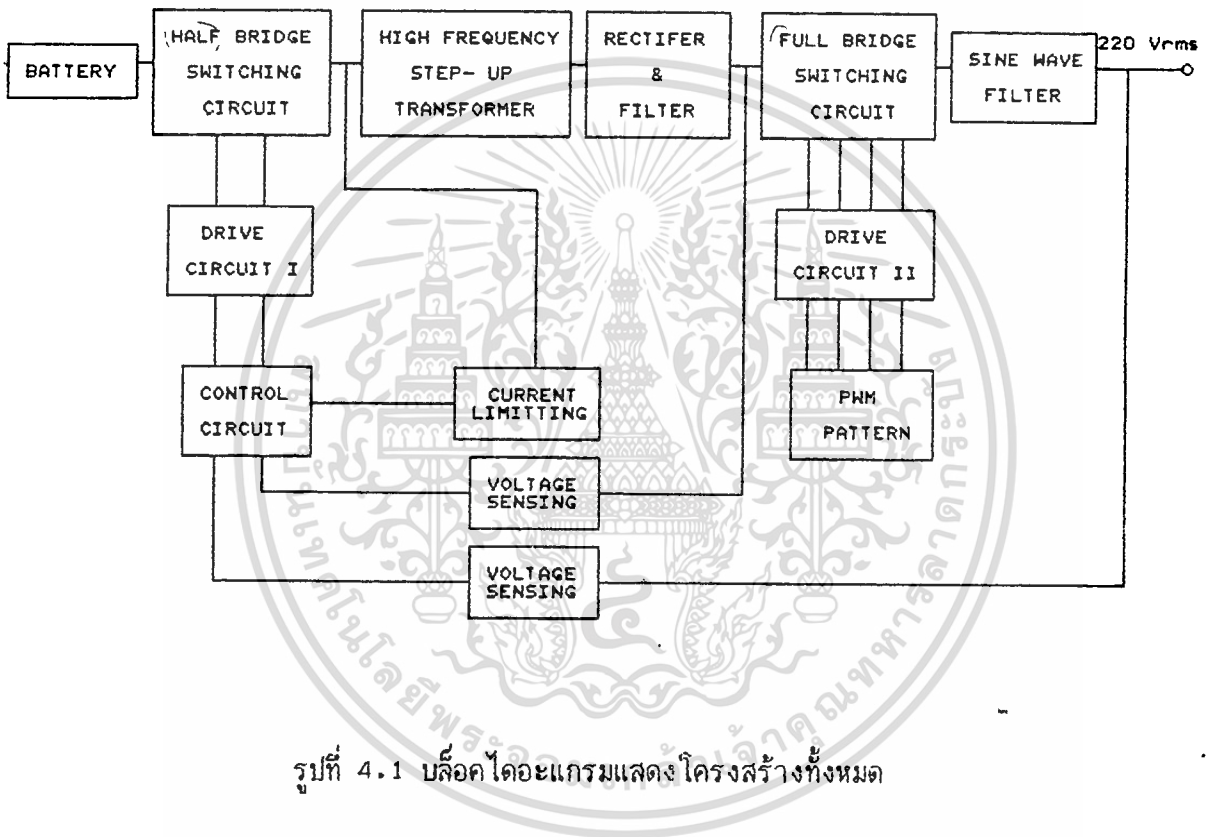
จากกราฟ ข้อแตกต่างของมอสเฟ็ดกับทรานซิสเตอร์ คือ

1. สำหรับมอสเฟ็ด ค่ากระแส  $I_D$  จะเปลี่ยนค่าตาม  $V_{GS}$  ในช่วงหนึ่ง แต่ทรานซิสเตอร์  $I_C$  จะเปลี่ยนตามกระแส  $I_B$
2. ค่าความชันกราฟแสดงว่า On-Resistance ของมอสเฟ็ดมีค่ามากกว่าทรานซิสเตอร์
3. ย่านแอกทีฟของ ไบโพลาร์จะมีความชันมากกว่าของมอสเฟ็ด ซึ่งจะทำให้มอสเฟ็ดกำลัง เป็น Constant Current Source ดีกว่าพวกไบโพลาร์
4. ตัวที่จำกัดกระแสเดรนของมอสเฟ็ด ขึ้นกับจุด Pinch Off

## บทที่ 4

### โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง

ในบทนี้จะแสดงโครงสร้างทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบทดลองในโครงการนี้ รวมถึงรายละเอียดของวงจรในแต่ละส่วน



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างทั้งหมด

จะเห็นว่ามีส่วนวงจรหลักในการสวิทช์ซึ่งอยู่สองส่วน ส่วนแรกเป็นวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และส่วนหลังเป็นวงจรฟูลบริดจ์ การทดลองในช่วงแรก เลือกใช้วงจรพุ่มพูล แทนวงจรฮาร์ฟบริดจ์ โดยที่วงจรขับไม่ต้องแยกกราวด์ ปัญหาที่ตามมาคือ เมื่อทำงานที่ภาระสูงขึ้น จะทำให้หม้อแปลง ความถี่สูงอึดตัวง่าย จึงเปลี่ยนมาใช้วงจรฮาร์ฟบริดจ์ เพราะสามารถแก้ไขได้ง่ายกว่า ทำให้ต้อง เปลี่ยนวงจรขับใหม่ เพราะวงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะต้องมีการแยกกราวด์ (Isolated Ground)

จากบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างทั้งหมด จะกล่าวถึงรายละเอียดของวงจรที่ใช้งาน ในแต่ละส่วนต่อไป

#### 4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็ม

ในโครงการนี้ มีวิธีการสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็ม อยู่ 2 ส่วนด้วยกัน คือส่วนแรก สำหรับวงจรอาร์ฟบริดจ์ และส่วนที่สองสำหรับวงจรฟูลบริดจ์

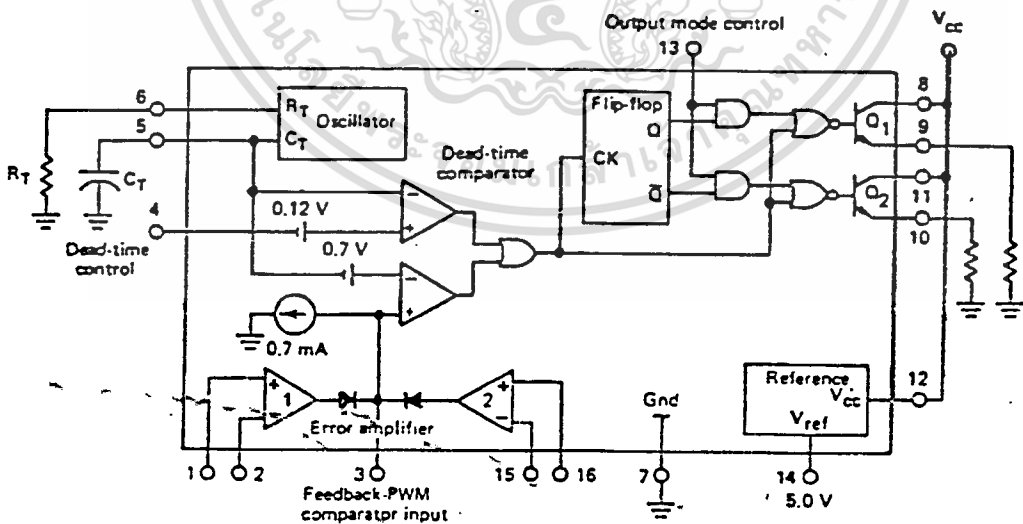
##### 4.1.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็มสำหรับวงจรอาร์ฟบริดจ์

สำหรับส่วนนี้ เลือกใช้ IC TL494 เป็นชิ้นสำเร็จรูป ในการสร้างสัญญาณ เพราะเป็น IC ที่สร้าง พีดับลิวเอ็ม โดยใช้หลักการเปรียบเทียบแรงดันเช่นเดียวกับหลักการทั่ว ๆ ไป และยังสามารถปรับความถี่ได้ โดยการปรับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ สามารถปรับขนาดความกว้างของพัลส์ พร้อมกับมีการบ้อนสัญญาณกลับมาเปรียบเทียบในตัวเองได้ TL494 จึงสะดวกและง่ายต่อการใช้งาน

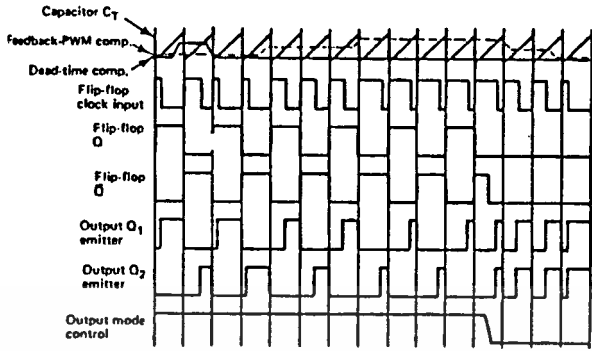
การเปรียบเทียบสัญญาณใน TL494 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณพีดับลิวเอ็มกับสัญญาณแรงดันไฟตรง พีดับลิวเอ็มที่ได้จึงเป็นสัญญาณที่มีเนื้อพัลส์เท่ากันทุก ๆ พัลส์ ความถี่ของสัญญาณซึ่งเกิดจากการออสซิลเลตในตัว TL494 คำนวณได้จากสูตร

$$f_{osc} = 1.1 / R_T C_T$$

โดยที่ความถี่ของสัญญาณพีดับลิวเอ็ม จะเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณที่เกิดจากการออสซิลเลตในตัวของ TL494



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรภายในของ IC TL494

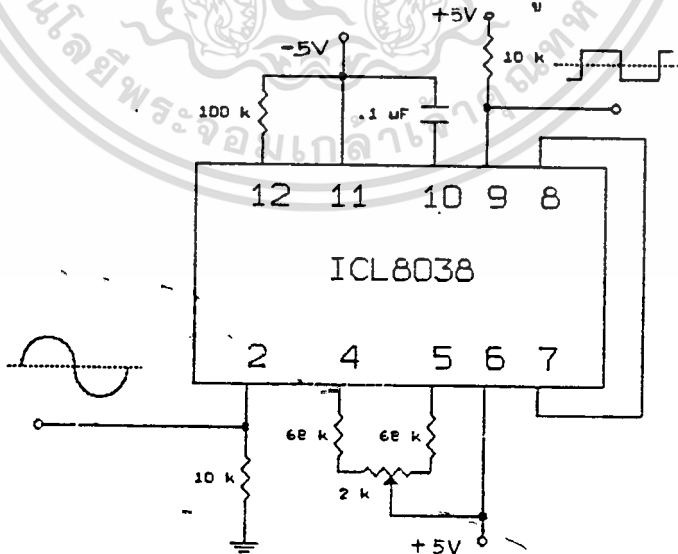


รูปที่ 4.3 แสดง Timing Diagram ของ TL494

#### 4.1.2 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ 50 เฮิรตซ์ สำหรับวงจรถูกปรับตั้ง

สำหรับการสร้างสัญญาณ 50 เฮิรตซ์ ในส่วนนี้ที่อาศัยหลักการเปรียบเทียบแรงดันระหว่างสัญญาณอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณชายเน่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ และสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ประมาณ 10 กิโลเฮิรตซ์ เป็นการเปรียบเทียบแบบ เเนเทอรอล 2 ระดับ

สัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณชายเน่ในการทดลองนี้ ได้มาจากการใช้ ICL 8038 ซึ่งเป็นชิปที่สามารถสร้างสัญญาณชายเน่ , ลามเหลี่ยม , และสี่เหลี่ยม โดยสามารถปรับความถี่ได้ และเพื่อให้สัญญาณเปรียบเทียบมีความสอดคล้องกันจึงได้เอาสัญญาณสี่เหลี่ยมจาก IC ตัวเดียวกันนี้ มาสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม รายละเอียดของแต่ละส่วนแสดงได้ดังรูป

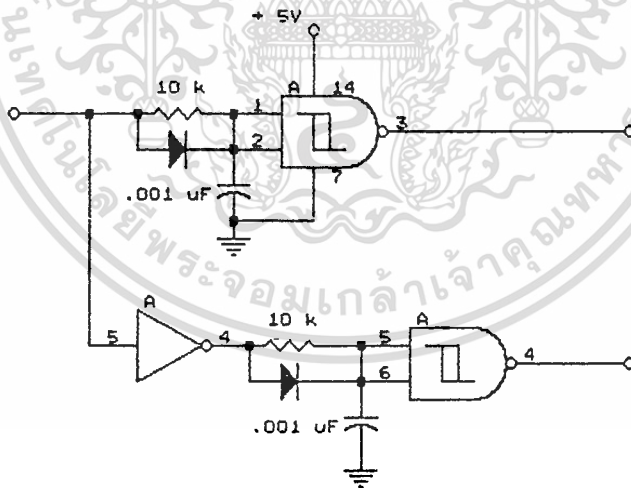


รูปที่ 4.4 วงจรสร้างสัญญาณชายเน่ 50 เฮิรตซ์ จาก ICL 8038

จาก IC ตัวเดียวกันนี้ ตั้งสัญญาณสี่เหลี่ยม ความถี่ 50 เฮิรท์ซ์ ผ่านเข้าวงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) เพื่อที่จะทำให้สัญญาณที่ได้ ล็อกกับสัญญาณอ้างอิง สัญญาณที่ได้จากเฟสล็อกคูลูป นำไปผ่านวงจรหาร N ในโครงงานนี้ใช้ 200 เพราะความถี่ก่อนเข้าวงจรหาร N จะมีค่าเป็น 200 เท่า ของความถี่ของสัญญาณอ้างอิง (50 เฮิรท์ซ์) สัญญาณที่ดึงไปใช้ จะมีความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรท์ซ์

นำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 10 กิโลเฮิรท์ซ์ ที่ได้นั้น ไปสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรอินทิเกรต แล้วนำสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้ไปเปรียบเทียบกับแรงดันกับ สัญญาณอ้างอิงที่เป็นสัญญาณซายน์ความถี่ 50 เฮิรท์ซ์ จะได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ความถี่มูลฐาน (Fundamental) เป็นสัญญาณซายน์

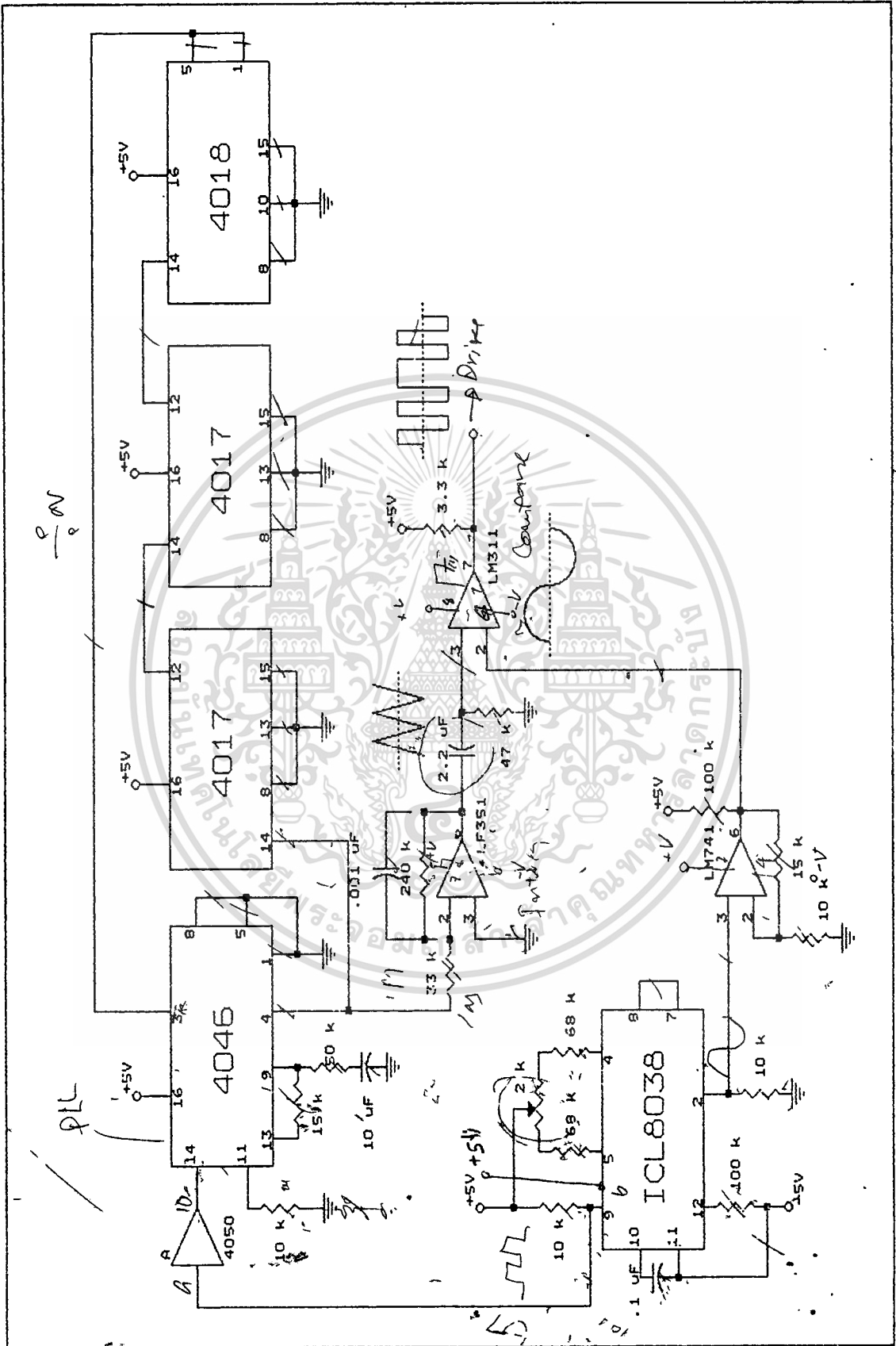
สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้ จะเป็นสัญญาณ 2 ระดับ สำหรับในโครงงานนี้เลือกใช้พีดับบลิวเอ็ม 2 ระดับ ด้วยเหตุผลที่ว่า เพื่อลดปัญหาที่อาจเกิดขึ้นในการสวิทช์ซึ่ง วงจรฟูลบริดจ์ให้น้อยลง ซึ่งปัญหาที่สำคัญก็คือการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิทช์ ที่ต่ออยู่ในกิ่งเดียวกัน ดังนั้นสัญญาณซบจึงต้องมีเฟสตรงข้ามกันแต่ก็อาจเกิดการลัดวงจรขึ้นได้ ในการทดลองนี้จึงได้ป้องกันปัญหาดังกล่าว โดยการสร้างวงจรก้ำจัดเนื้อพัลส์ขึ้น (Locked Out) ดังรูป



รูปที่ 4.5 วงจรล็อกเอาท์

01/01/01

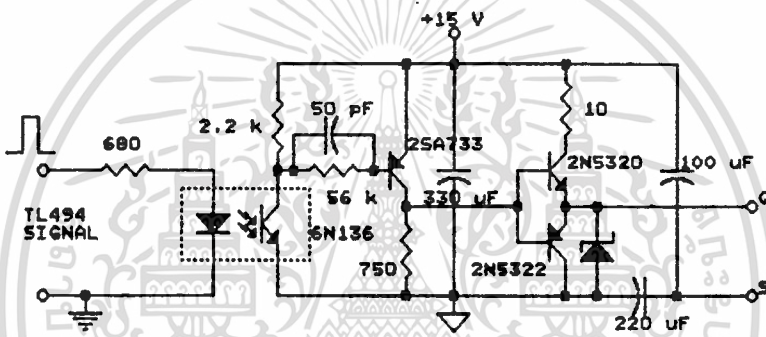
$\frac{p}{e} \text{ mV}$



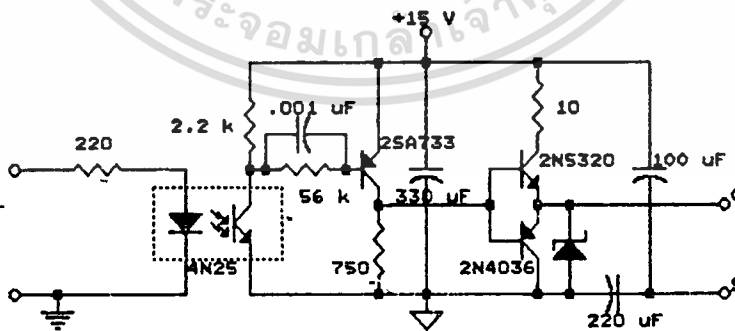
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 วงจรขับมอสเฟต

วงจรขับ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของพาวเวอร์มอสเฟต เพื่อให้พาวเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้อย่างเหมาะสม วงจรขับมอสเฟตเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก เนื่องจากว่ามอสเฟตควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน สำหรับวงจรขับของทั้งสองส่วนคือ ส่วนวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์ วงจรขับจะต้องแยกกราวด์ออกจากส่วนของอินพุท ในโครงงานนี้ใช้ออปโตไอโซเลเตอร์เป็นตัวแยกกราวด์ ปัญหาของวงจรขับจะอยู่ที่ ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่อาจไม่เหมาะสม ซึ่งเมื่อควบคุมให้มอสเฟตทำงานจริง ๆ ที่พิกัด สัญญาณของวงจรขับจะเขียนได้ง่าย เพราะเป็นระดับของคิกดาซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของมอสเฟต และมีผลต่ออุปกรณ์ในวงจรขับเอง ทำให้การหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรขับ แตกต่างจากทฤษฎีมาก



รูปที่ 4.7 วงจรขับมอสเฟต สำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์

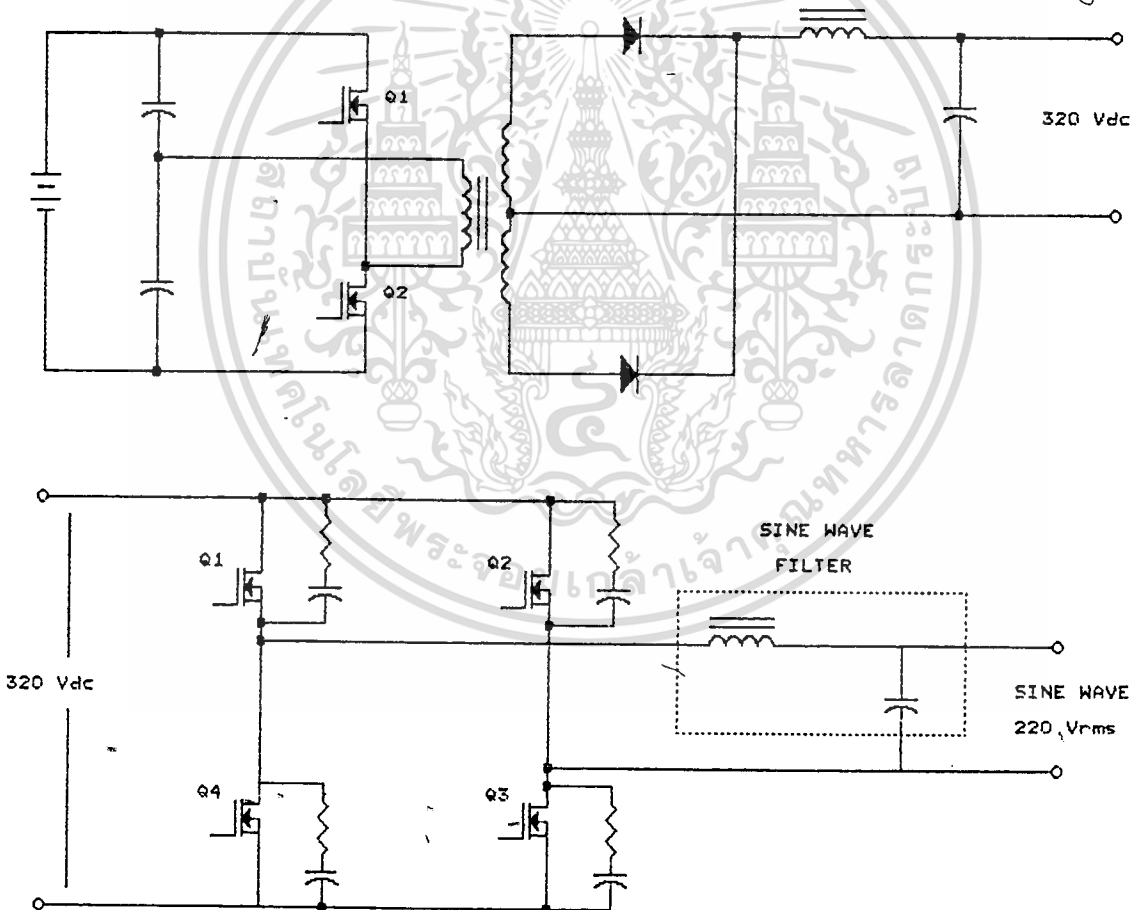


รูปที่ 4.8 วงจรขับมอสเฟต สำหรับวงจรฟูลบริดจ์

ลักษณะการทำงานของวงจรขับ คือในส่วนของอินพุท ซึ่งเป็นสัญญาณ ฟีดแบคฟีดแบคที่  
 ที่ได้จาการเปรียบเทียบ ถูกป้อนเข้ามายังออปโตไอโซเลเตอร์ ในขณะที่มีระดับคิกดาป้อนเข้ามา  
 ไดโอดเปล่งแสง จะทำให้ทรานซิสเตอร์ในส่วนเอาต์พุทของออปโตทำงาน พาวเวอร์ซัพพลายใน  
 ส่วนเอาต์พุทซึ่งคนละกราวด์กับอินพุทจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายใหม่ ทำให้วงจรทำงานได้ต่อ ๆ ไป  
เอาต์พุทจะมีระดับคิกดาไม่เกินคิกดาของทั้งพลาซึนที่สามารถที่จะขยับมอสเฟตให้ทำงานได้ สำหรับ  
 ออปโต 6N136 จะมีความไวสูงกว่า 4N25 จึงใช้ 6N136 ในวงจรขับสำหรับอาร์ฟบริดจ์ และ  
 4N25 สำหรับวงจรฟูลบริดจ์

### 4.3 วงจรกำลัง

วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้มี 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรอาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์



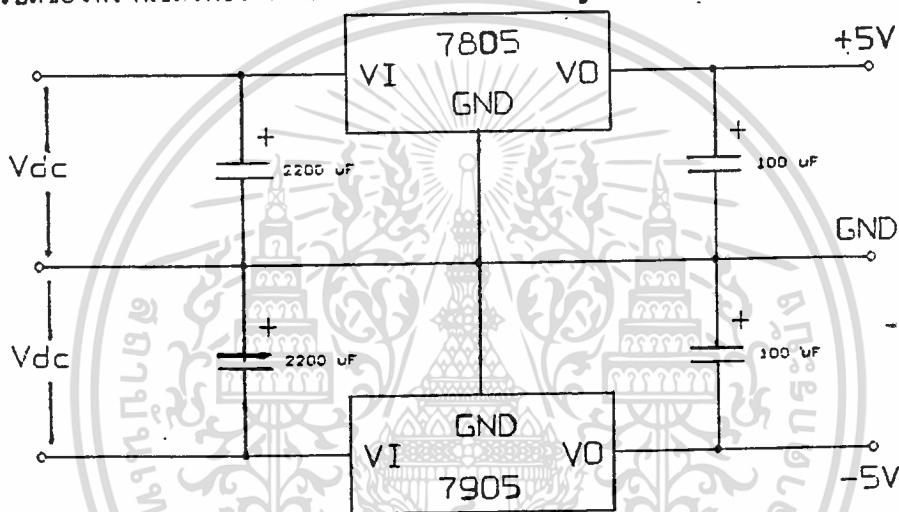
รูปที่ 4.9 วงจรกำลังที่ใช้ในโครงงานนี้

#### 4.4 แหล่งจ่ายไฟตรง

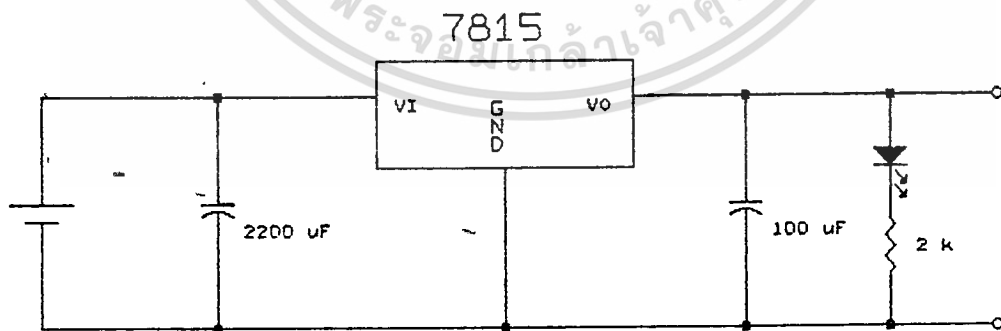
ในโครงงานนี้ใช้แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ จำนวน 5 ลูก แต่ในการทดลองใช้การเร็คติไฟและฟิลเตอร์ เป็นไฟตรงจากไฟ 220 โวลต์ปกติแทน

สำหรับแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรควบคุม และวงจรสร้างสัญญาณต่าง ๆ ในการใช้งานจริง จะดึงไฟจากแบตเตอรี่ผ่าน ไอซีเลกคูลेटแรงดัน เพื่อให้ได้แรงดันตามที่ต้องการ แต่จากปัญหาที่กล่าวไว้แล้วว่า แบตเตอรี่ไม่สามารถจัดหาได้ จึงใช้ไฟ 220 โวลต์ ลดแรงดันลงมาแล้วจึงกรองเป็นไฟกระแสตรง บ้อนเข้ากับไอซีเลกคูลेटต่อไป

เนื่องจากวงจรควบคุม และวงจรซิมมอสเฟ็ต ไม่จำเป็นต้องใช้กระแสสูงเหมือนวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรจ่ายไฟจึงไม่มีปัญหาทางด้านการจ่ายกระแส



รูปที่ 4.10 วงจรแหล่งจ่ายไฟ สำหรับวงจรสร้างสัญญาณ



รูปที่ 4.11 วงจรจ่ายไฟ สำหรับวงจรซิมมอสเฟ็ต

#### 4.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

##### 4.5.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดฟลักซ์ ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกนโดยตลอด เมื่อนำขดลวดมาพันในแกนตรงข้าม ก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน และมีกระแสไหลเช่นเดียวกัน ถ้าหากว่าหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

$$N_p/N_s = V_p/V_s$$

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการ แรงดันเอาท์พุทต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุท โดยที่ตัดคาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

$$E = NA \left( \frac{dB}{dt} \right) 10^{-8}$$

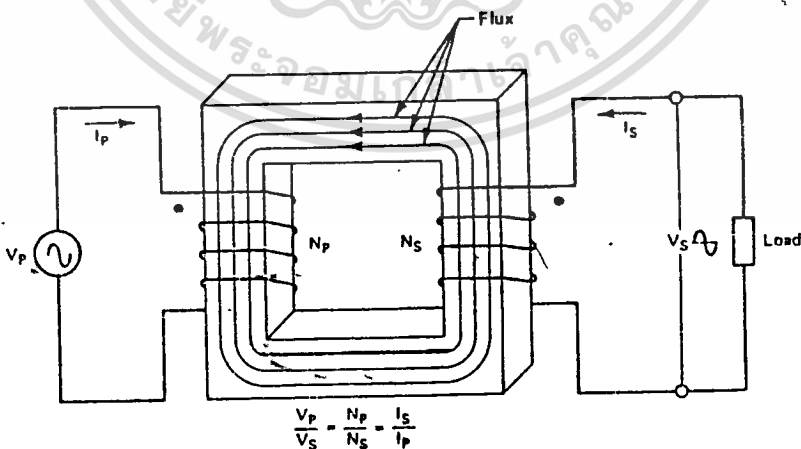
ถ้าหากว่าหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์ จะได้สมการ

$$B_{max} = V_p \times (10^8) / KfN_p A$$

โดยที่ค่า

$$K = 4.44 \text{ ถ้าเป็นคลื่นไซน์}$$

$$K = 4.0 \text{ ถ้าเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม}$$



รูปที่ 4.12 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก  $B_{max}$  ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

$$B_{max} = B_{sat} / 2$$

จะได้ว่า 
$$N_p = (V_p \times 10^6) / 4f B_{max} A_m$$

พารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ จะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสม พารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่

1. บริเวณเนื้อที่ของแกนที่จะพันขดลวด ซึ่งต้องเลือกให้ใหญ่พอดีที่จะพันตามขนาดขดลวด เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียที่น้อยที่สุด
2. ขนาดของแกนที่เหมาะสม

พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

$$P_{out} = (1.16 B_{max}^2 f A_w A_c) 10^{-9}$$

d : ความหนาแน่นกระแสของลวด (แอมป์/ตารางเมตร)

P : ความสามารถในการรับพลังงานของลวด (วัตต์)

B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Gauss)

$A_w$  : พื้นที่เอ็นไฟเฟคทีฟ (ตารางเซนติเมตร)

$A_c$  : พื้นที่ของม็อบบีน (ตารางเซนติเมตร)

### วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือก

สารแม่เหล็กเกือบทุกชนิด สามารถที่จะเลือกมาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบมากในคอนเวอร์เตอร์รุ่นใหม่ ๆ

คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์

- ไม่ต้องเลือกการทำงานที่ B สูง ๆ ( $B_{sat} = 3000-5000$  G: ของ Ferrite)
- ค่าความสูญเสียในแกนต่ำมากที่ความถี่สูง ๆ
- ง่ายต่อการประกอบ

4.5.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. เลือกแกนเฟอร์ไรท์
2. เลือก  $B_{max}$  ที่คักดาต่ำสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดจริง ๆ
3. หาค่ากระแส  $I_p$  โดยคำนวณจากคักดาต่ำสุด และจะต้องเป็นคักดาไฟตรง

$$I_p = 3P_{out} / V_{in}$$

หาค่า  $I_p$  : 0.7 โวลต์  
วงรีเฟอร์ไรท์

4. หาขนาดของแกน และบ็อบบี้

$$A_e A_w = (0.68 P_{out} / f B_{max}) 10^6$$

D : เซอร์คิวลาร์มิล/แอมป์

แล้วเลือกค่า  $A_e, A_w$  จากตารางให้เหมาะสม ควรมากกว่า 50% ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

5. คำนวณขนาดของลวดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อเราทราบ D, ทราบ  $I_p$

เราจะทราบ  $D I_p$  จะเป็นค่า c.m/A นำไปเลือกขนาดของลวด

เมื่อทราบขนาดของบ็อบบี้ จะทราบจำนวนรอบที่พัน

$$N_p = V_p \times 10^6 / 4f \cdot B_{max} A_e$$

สมมติพันทางด้านปฐมภูมิไป 30% ของเนื้อที่ จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้ จากการคำนวณ เช่น 100% 180 รอบ 30% ควรจะ 60 รอบ

กรณีที่พันจริงได้ 60 รอบหรือน้อยกว่านี้ แสดงว่าเลือกแกนและบ็อบบี้ได้ถูกต้อง หากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

6. ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรงดันบ็อบบี้เข้าสูงสุด

หาค่าแรงดันบ็อบบี้เข้าสูงสุด

$$B_{max} = V_p \times 10^6 / K_f N_p A_e$$

7. ค่าแอมป์จำนวนขึ้นของ ด้านปฐมภูมิ  
หาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด
8. ค่าแอมป์จำนวนรอบ ด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p V_p / V_s$$

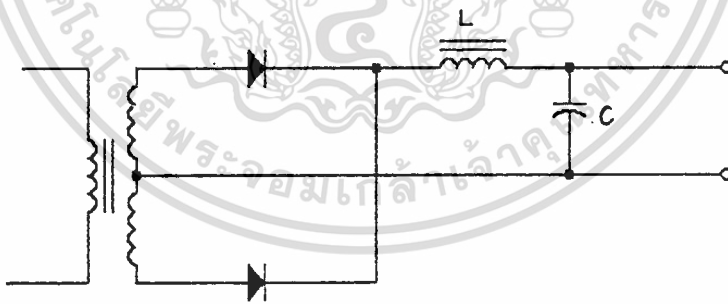
9. ค่าแอมป์ขนาดลวดและจำนวนขึ้นของด้านทุติยภูมิ
10. ตรวจสอบว่าทั้งด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ รวมกันแล้วหนา เกินบ็อบบี้หรือเปล่า

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ

เมื่อทดลองหม้อแปลงจริง ๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่จะพันขดลวดหนึ่งทับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลดสติกเกจอินดักแทนซ์ที่อาจเกิดขึ้นให้น้อยลง โดยการพันแบบแซนด์วิช

**4.6 ส่วนกรองสัญญาณ (Filter)**

ส่วนกรองสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ เป็นการกรองสัญญาณให้เป็นสัญญาณไฟตรง จากการสวิตช์ของวงจรอาร์เรย์เบรตซ์ ในส่วนนี้มีส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือ รีคตีฟาย, อินดักเตอร์ และ คาปาซิเตอร์



รูปที่ 4.13 วงจรกรองสัญญาณ

โดยทั่วไปแล้วเอาท์พุทจากหม้อแปลงจะทำให้เป็นไฟตรงได้โดยการรีคตีฟาย แล้วผ่านวงจรกรองสัญญาณ แต่ถ้าความถี่สูงมาก ๆ อุปกรณ์ที่ใช้จึงต้องมีลักษณะพิเศษเพิ่มขึ้นเช่น ไดโอดจะต้องมีระยะเวลาในการฟื้นตัวเร็วมาก คาปาซิเตอร์ควรมี ESR ต่ำ อินดักเตอร์จะต้องไม่

เก็บพลังงานไว้ในตัวเอง หรือเก็บได้น้อยที่สุด เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนของเอาท์พุท ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง คุณสมบัติ ข้อจำกัดต่าง ๆ อุปกรณ์ที่ใช้ ในส่วนเอาท์พุท (มีสมการบางสมการช่วยในการออกแบบด้วย)

#### 4.6.1 คุณสมบัติของส่วนเร็คติไฟาย (Rectifier)

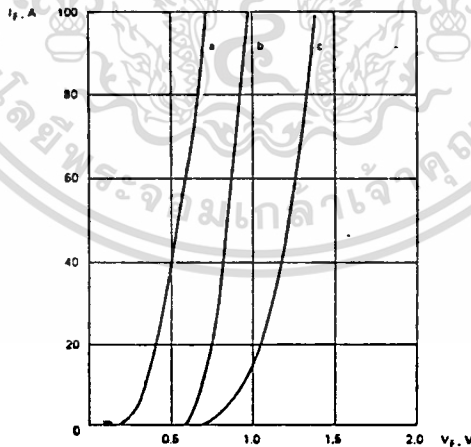
คุณสมบัติของไดโอดที่ใช้งานในส่วนเร็คติไฟาย จะต้องมียุคสมบัติดังนี้

- ไดโอดจะต้องมีค่าคิกดาตคร่อมเมื่อนำกระแสต่ำ
- ไดโอดจะต้องมีระยะเวลาในการฟื้นตัวเร็วมาก (Fast Recovery Diode)
- มีความสามารถในการรับพลังงานได้เพียงพอ

PN junction หรือไดโอดธรรมดา ไม่เหมาะสมที่จะใช้กับการสวิตชิง เพราะประสิทธิภาพต่ำ และช่วงเวลาดินตัวช้าไป

ชนิดของไดโอด ที่ใช้ในส่วนเร็คติไฟายมี 3 ชนิดที่นิยมคือ

1. High Efficiency - Fast Recovery
2. High Efficiency - Very Fast Recovery
3. Schottky Barrier Rectifier



รูปที่ 4.14 กราฟแสดงคุณสมบัติของไดโอดทั้ง 3 ชนิด

-Fast, Vary Fast Diode

จะมีค่าตกคร่อมสูงกว่าชนิดที่ 3 และอยู่ในช่วง 0.8 - 1.2 โวลต์  
เหมาะกับอุปกรณ์พวกลำโพงต่ำ เช่น คัทเอาท์พวท ประมาณ 12 โวลต์  
ในปัจจุบันนี้ ส่วนใหญ่จะมีการสวิทซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรท์ซ หรือมากกว่านี้  
ไดโอดที่กล่าวมาทั้ง 2 ชนิด จะลดสวิทซ์สไปค์ที่จะไปเกี่ยวข้องกับ Ripple  
ของเอาท์พวท

-Schottky Barrier Rectifier

มีค่าตกคร่อมประมาณ 0.5 โวลต์ แม้ว่ากระแสที่ไหลผ่านจะเพิ่มสูงขึ้นก็ตาม  
ไดโอดชนิดนี้เป็นเมเจอร์ตีแคเรียร์ แต่ข้อจำกัดของไดโอดชนิดนี้คือ Reverse  
Blocking มีค่าต่ำบัจจุบันประมาณ 100 โวลต์ ไดโอดชนิดนี้เกิดการพังทลาย  
เนื่องจากความร้อนได้ง่ายกว่า

#### 4.6.2 คุณสมบัติและการออกแบบส่วนของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนกรอง สัญญาณเอาท์พวท การทำงานพิจารณาเป็น 2 ลักษณะคือ

1. เก็บพลังงานตลอดช่วง Turn-Off หรือ Notch Period เพื่อที่จะทำให้  
กระแสไหลไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
2. ช่วยให้แรงดันเฉลี่ยของเอาท์พวทเรียบยิ่งขึ้น

การคำนวณ

$$V_L = L di/dt$$

ดังนั้น

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

และ

$$di = \Delta I_L$$

เราสามารถหาค่า L ได้จาก

$$L = (E_{in} - E_{out}) \Delta t / \Delta I_L$$

ในกรณีของ Half-Bridge

$$E_{in} = 2E_{out}$$

ดังนั้น

$$E_{in} - E_{out} = E_{out}$$

$$\Delta t = \text{dead time หรือ notch time}$$

ค่า

$$t_{off} \text{ จะมีค่าสูงสุด}$$

$$t_{on} \text{ จะมีค่าต่ำสุด}$$

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำต้องเหมาะสม เพื่อเก็บพลังงานอย่างเพียงพอ จะจ่ายกระแสเอาที่พุดอย่างต่อเนื่องตลอดช่วง notch period

ถ้าแทนค่า  $\Delta t$  ในเทอมของแรงดันด้านทุติยภูมิ,  $E_{in}$  และ  $E_{out}$

$$t = t_{off} = [1 - (E_{out}/E_{in})]/2f$$

โดยที่

$f$  = ความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์

$1/2$  = แฟคเตอร์ที่สัมพันธ์กับ notch time ( $t_{off}$ ) กับเวลาทั้งหมด .

เพื่อที่จะทำให้ค่า Inductance peak current ต่ำสุดและมี ripple น้อยที่สุด  $\Delta I_L$  ไม่ควรจะมีค่ามากเกินไป 0.25  $I_{out}$

$$V_L = L di/dt$$

$$L = E_{out} t_{off} / 0.25 I_{out}$$

#### 4.6.3 คุณสมบัติและการออกแบบตัวเก็บประจุในส่วนกรองลัฏญาณ

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุและการออกแบบ ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรที่ใช้งาน กระแสสูงสุดขณะทำงาน, ความถี่ในการสวิตซ์

ในการใช้งานในปัจจุบันเลือกใช้ อิเล็กโทรไลต์มากกว่าชนิด ESR เพราะ ESR จะมีผลต่อ Ripple ของเอาท์พุทโดยตรง อายุการใช้งานก็สั้นกว่า

นอกจากชนิดของตัวเก็บประจุที่เราต้องพิจารณาถึงแล้ว การคำนวณค่า และการวิเคราะห์รูปแบบของตัวเก็บประจุก็มีความสำคัญเช่นเดียวกัน

จากกราฟ รูปกราฟกระแสของ C จะมีจุดเช่นเตอร์ที่ศูนย์ มีขนาด  $\Delta I$  สังเกตว่ากระแส  $I_L$  จะตัดที่ศูนย์ เมื่อเพิ่มไปทางบวกที่เวลา  $t_1$  ซึ่งเป็นช่วงกึ่งกลางของ  $t_{on}$  และเวลา  $t_2$  เป็นช่วงกึ่งกลางของ  $t_{off}$

ดังนั้นกระแสที่จะทำให้เกิด Ripple Voltage (V) หาได้จากสมการ

$$V_{out} = 1/C_{out} \int idt \quad \text{---(1)}$$

แต่กระแสเฉลี่ยตลอดช่วงเวลา  $t_1 - t_2$  คือ

$$(\Delta I_{out}/2)/2 \text{ หรือ } \Delta I_{out}/4$$

ดังนั้น ถ้าเราอินทิเกรตสมการ (1) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{out} &= I_{out} T/4C_{out} \\ &= (\Delta I_{out})T/8C_{out} \\ &= \Delta I_{out}/8f C_{out} \\ C_{out} &= \Delta I_{out}/8f \Delta V_{out} \end{aligned}$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} I_{out} &= 0.25 I_L \quad : \quad (I_L = \text{กระแสเอาท์พุท}) \\ \Delta V_{out} &= \text{Ripple Voltage peak - to - peak} \\ f &= \text{ความถี่ในการสวิตช์} \end{aligned}$$

ค่า LC ที่เหมาะสมนั้นสำคัญมาก เพราะจะมีผลต่อวงจรดังนี้

1. ค่า L, C มีผลต่อเสถียรภาพของระบบสวิตช์
2. ค่า L น้อย และค่า C ขนาดใหญ่ขึ้น วงจรจะมีผลตอบสนองต่อทรานเซียนต์ดี่มาก เพียงแค่โหลดเปลี่ยน step เท่านั้น

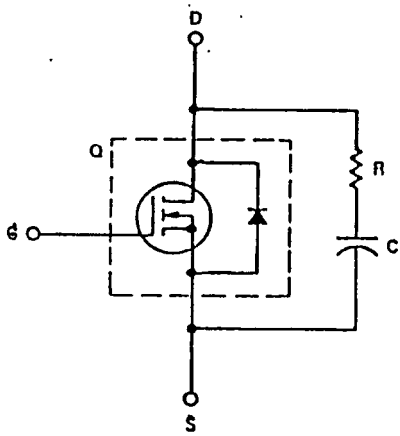
การคำนวณค่า L, C ในทางทฤษฎี เมื่อนำไปใช้จริง ๆ แล้วไม่ได้พอดีหรือเหมาะสม โดยทั่ว ๆ ไป ค่า C ที่ใช้จริง จะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้

#### 4.7 วงจรป้องกัน

##### 4.7.1 การป้องกันแรงดันเกิน

สำหรับการป้องกันตัวมอสเฟตกำลังนั้น เรามักจะพิจารณา การป้องกันแรงดันเกินเป็นหลัก โดยเฉพาะระหว่างเดรนกับซอร์ส

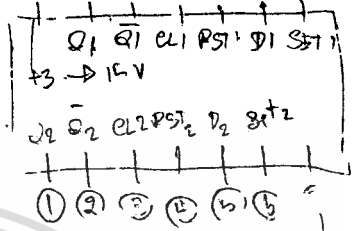
การเกิดคักดาทรานเซียนต์ระหว่างเดรน-ซอร์ส จากการสวิตช์ซึ่งกระแสสูง ๆ แล้ว โหลดเป็นอินดักทีฟ ซึ่งสามารถจะดันให้  $V_{DS}$  เกินค่าที่จะทนได้ และมีปริมาณพลังงานมากพอที่จะทำให้อุปกรณ์พังเสียหาย วิธีป้องกันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน แต่ในการทดลองนี้เลือกใช่วงจร snubber โดยให้ความต้านทานและตัวเก็บประจุ (R-C Snubber)



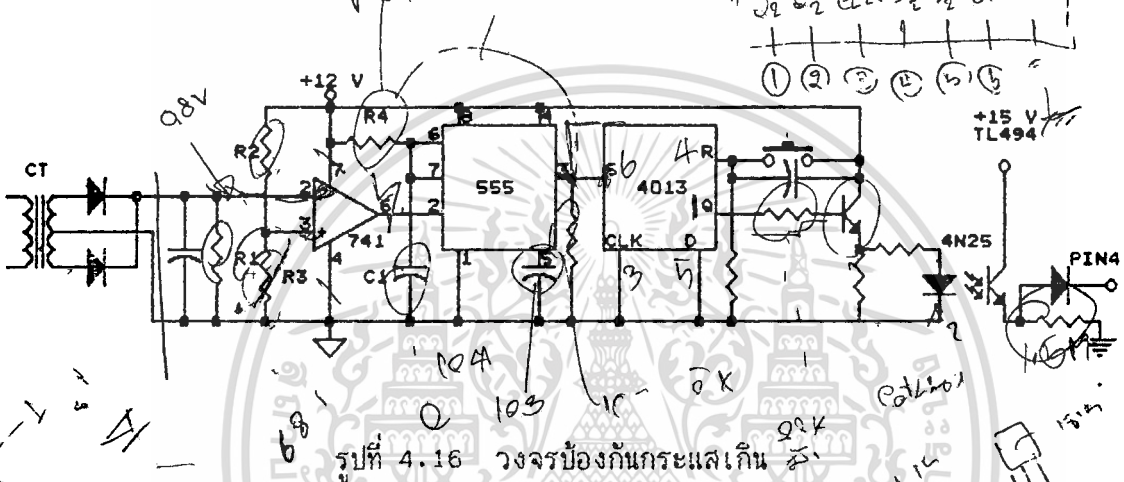
ขณะที่มอสเปิดหยุดนำกระแสทันทีทันใด กระแสจะไหลผ่านความต้านทาน แล้วซาร์จเข้าตัวเก็บประจุ เป็นการป้องกันคิกคาลไปค้ ระหว่างเดรนกับซอร์ส เมื่อมอสเปิดนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทาน แล้วไหลผ่านเมอสเปิด

4.7.2 การป้องกันกระแสเกิน

4.7 K Ω



- 6 5 4
- 1
- 2 3
- 1 XNODE
- 2 PAT
- 3 NE
- 4 F
- 5 E
- 6 5



รูปที่ 4.16 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรนี้ทำหน้าที่จำกัดขนาดกระแสหรือป้องกันกระแสเกิน โดยเมื่อมีกระแสมากเกินไป ค่าที่กำหนดไว้ วงจรนี้จะทำให้ TL494 ซึ่งเป็นตัวสร้างสัญญาณซมอสเปิด หยุดจ่ายพัลส์ออกมา ทำให้วงจรกำลังไม่สามารถนำกระแสได้ จนกว่าจะกดสวิตช์รีเซ็ตจึงสามารถนำกระแสได้อีกครั้ง

ลักษณะการทำงาน  
 คล้องหม้อแปลงกระแสไว้ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงในส่วนของการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่ 50 kHz เมื่อมีกระแสไหลทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส ก็จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลทางด้านทุติยภูมิ ผ่านวงจรเรียงกระแสได้ไฟตรง มีคักดาคร่อม  $R_1$  ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดกระแสที่จำกัดไว้ จากนั้นนำคักดาที่ได้ไปเปรียบเทียบกับคักดาอ้างอิง โดยใช้โอปแอมป์เบอร์ LM 741 เป็นตัวเปรียบเทียบ คักดาอ้างอิงนั้นกำหนดโดยค่าของ  $R_2$  และ  $R_3$  ถ้าหากคักดาที่คร่อม  $R_1$  มากกว่าคักดาอ้างอิงแล้ว จะทำให้เอาท์พุทของ LM 741 มีสถานะต่ำ ซึ่งจะทำให้ 555 ทำงานโดย 555 จะถูกต่อในลักษณะของ Monostable คือจ่ายสัญญาณสถานะสูงออกมา ทำให้คักดาตรงที่ขา 4 ของ TL494 ยกขึ้นสูงกว่าคักดาของสัญญาณพื้นเลื่อยจึงทำให้ไม่มีพัลส์ออกมา 4013 เป็น D FLIP-FLOP ทำหน้าที่คงสถานะจาก 555 ไว้จนกว่าจะกดสวิตช์รีเซ็ต

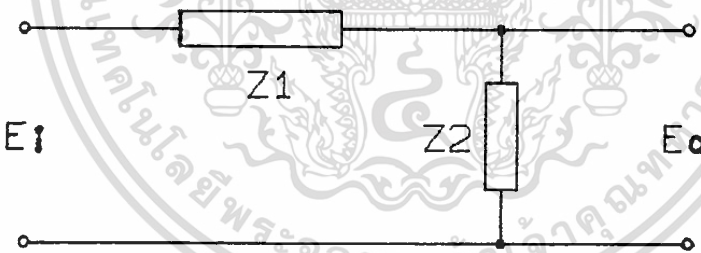
#### 4.8 วงจรกรองความถี่ (Filter)

สัญญาณไฟสลับที่ได้จากการสวิตชิง หรือคลื่นสัญญาณอื่น ๆ ก็ตามจะประกอบไปด้วยคลื่นที่มีลักษณะรูปซายน์ ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ผลมกันอยู่ มากหรือน้อยแตกต่างกันไป รวมทั้งคลื่นสัญญาณรูปฟันดับลิวเเอ็มด้วย สำหรับรูปคลื่นฟันดับลิวเเอ็มนั้นมีฮาร์โมนิกหลายอันดับที่กลายเป็นศูนย์ไป ถ้าหากว่าอันดับของฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้น ขนาดของฮาร์โมนิกก็จะลดลง คลื่นที่ปรากฏจะเป็นผลลัพธ์ของการรวมฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ

การทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้น สัญญาณที่ได้จากการสวิตชิง จะยังไม่เป็นคลื่นซายน์ จะต้องผ่านวงจรกรองสัญญาณ (Filter) เพื่อกรองฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ที่ไม่ต้องการออกไป ให้เหลือแต่สัญญาณคลื่นซายน์หรือสัญญาณความถี่มูลฐาน (Fundamental) ออกมายังเอาท์พุทเท่านั้น

วงจรกรองความถี่นั้น มี 2 ลักษณะด้วยกันคือ

1. Active Filter เป็นวงจรกรองความถี่สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีขนาดกำลังไม่สูง (Low Power)
  2. Passive Filter เป็นวงจรกรองความถี่สำหรับวงจรกำลังสูง ๆ (High Power) ซึ่งโครงงานนี้ใช้การออกแบบวงจรในลักษณะนี้
- การออกแบบวงจรกรองความถี่ มีหลักการดังนี้

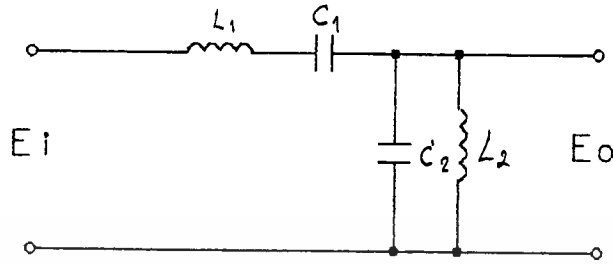


รูปที่ 4.17 รูปสมมติของวงจรกรองความถี่

ที่ความถี่หลักจะต้องทำให้  $Z_1 \rightarrow 0$  และ  $Z_2 \rightarrow \infty$  เพื่อที่จะให้ความถี่หลักผ่าน  $Z_1$  มาได้โดยสะดวก โดยไม่มีแรงต้านตกคร่อม  $Z_1$  เลย และไม่มีกระแสของคลื่นหลักไหลผ่านเข้าไปยัง  $Z_2$  ได้ สำหรับคลื่นที่เป็นฮาร์โมนิก จะทำให้  $Z_1 \rightarrow \infty$  และ  $Z_2 \rightarrow 0$  เพื่อไม่ให้กระแสฮาร์โมนิกไหลผ่าน  $Z_1$  มาได้ ถ้าผ่านมาได้บ้างก็จะลัดวงจรด้วย  $Z_2$  ดังนั้นคลื่นที่ผ่านวงจรกรองความถี่ออกมา จึงเป็นคลื่นความถี่หลักเท่านั้น

4.8.1 แนวทางการสร้างวงจรกรองความถี่

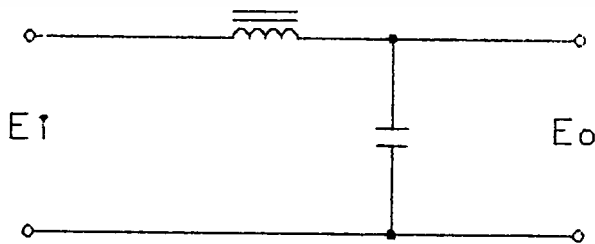
สำหรับ  $Z_1$  ใช้  $L_1$  และ  $C_1$  ต่ออนุกรมกัน ,  $Z_2$  จะใช้  $L_2$  และ  $C_2$  เราสามารถหาความสัมพันธ์ของค่า  $L$  และ  $C$  ได้ดังนี้



รูปที่ 4.18 วงจรความถี่แบบ 4 อันดับ

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= j\omega L + 1/j\omega C \\
 &= j(\omega L - 1/\omega C) \\
 &= j(\omega^2 LC - 1)/\omega C \\
 Z_2 &= \frac{(j\omega L / j\omega C)}{(j\omega L + 1/j\omega C)} \\
 &= \frac{(L/C)}{(j(\omega^2 LC - 1)/\omega C)} \\
 &= \frac{(-jL/C)(\omega C)}{(\omega^2 LC - 1)} \\
 &= -j\omega L / (\omega^2 LC - 1)
 \end{aligned}$$

สำหรับความถี่สูง ๆ นั้น ฮาร์มอนิกส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นที่อันดับสูง ๆ ดังนั้นในการ ออกแบบวงจรกรองความถี่ สามารถใช้วงจร Low pass Filter ซึ่งเป็นวงจรแบบสองอันดับ (L-C Filter) ได้เลย



รูปที่ 4.19 วงจรกรองความถี่ Low Pass

$$C_1 L_1 = C_2 C_2$$

$$\frac{L_1}{C_2} = \frac{C_1}{C_2}$$

$$C_1 = A C_2$$

การคำนวณค่า L และ C ของวงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ หาได้จาก  
- หาค่า  $w_0$  จาก

$$w_0 = 2 f_0$$

$f_0$  : cut off frequency

$$w_0 = 1 / (L_1 C_1)^{1/2}$$

$$= 1 / (L_2 C_2)^{1/2}$$

$$C_1 = A C_2$$

$$L_2 = A L_1$$

ค่า A จะสัมพันธ์มาเพื่อใช้ในการออกแบบ ปรับค่าไปจนกระทั่งได้ค่าที่เหมาะสม  
หรือใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ

- กำหนดค่า  $L_1$ ,  $C_1$  และ A แล้วหาค่า  $L_2$  และ  $C_2$

$$L_1 = 1 / w_0^2 C_1$$

$$C_2 = C_1 / A$$

$$L_2 = A L_1$$

จากรูป 4.19 แนวการคำนวณหาค่า L และ C ของวงจร Low Pass Filter

มีดังนี้

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{SC}$$

$$(SL + 1/SC)$$

$$= 1 / (LSC^2 + 1)$$

$$E_o(s) / E_i(s) = 1 / (LCS^2 + 1)$$

$$E_o(jw) / E_i(jw) = 1 / (LCjw^2 + 1)$$

$$= \frac{1}{(jw/(1/LC))^2 + 1}$$

$$w_n = 1 / (LC)^{1/2}$$

$$= 2 f_n$$

$f_n$  : corner frequency

วงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ การออกแบบจะต้องกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์  
จากข้อกำหนดเดิมที่ว่า ให้ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_1$  มีค่าเท่ากับศูนย์ที่ความถี่หลัก และมีค่ามาก ๆ ที่  
ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับสูง ๆ อิมพีแดนซ์  $Z_2$  มีค่าเป็นอนันต์ที่ความถี่หลัก แต่มีค่าน้อยมากที่ความถี่

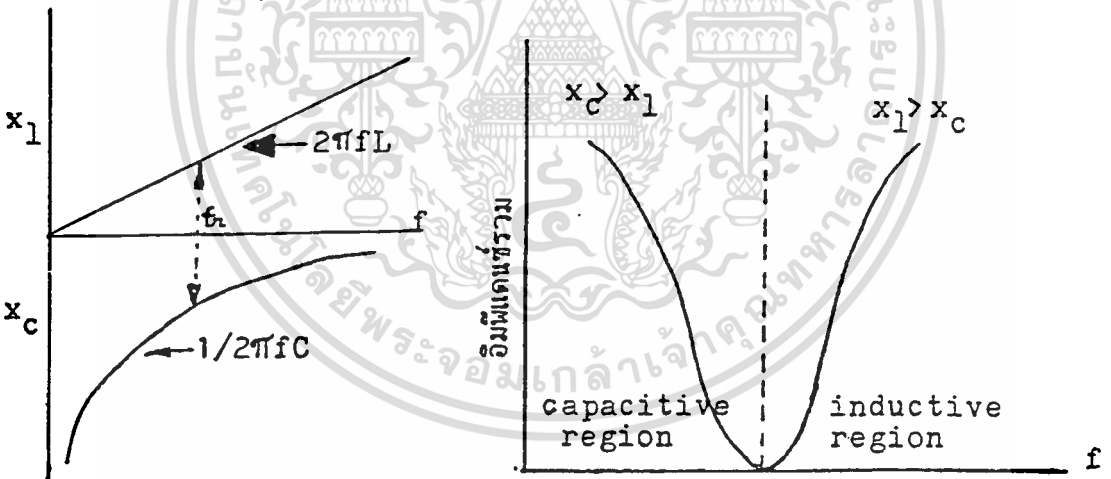
อาร์มอิกอันดับสูง ๆ เราจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่า L กับ C ที่ความถี่หลักหรือความถี่เรโซแนนซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Z_1 &= 0 = j(\omega_r^2 LC - 1) / \omega_r C \\ 0 &= \omega_r^2 \cdot LC - 1 \\ 1 / \omega_r &= (LC)^{1/2} \\ 1 / 2\pi f_r &= (LC)^{1/2} \\ \text{เมื่อ } f_r &: \text{ เป็นความถี่เรโซแนนซ์} \end{aligned}$$

- พิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรม :  $Z_1$  ที่ความถี่อาร์มอิกอันดับที่ n

$$\begin{aligned} \text{จาก } Z_1 &= j(\omega^2 LC - 1) / \omega C \\ \omega &= 2\pi n f_r = n\omega_r \\ Z_1 &= j(n^2 \omega_r^2 LC - 1) / n\omega_r C \\ Z_1 &= j(n\omega_r L - 1/n\omega_r C) \end{aligned}$$

ดังนั้น ในส่วนของอิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรม :  $Z_1$



รูปที่ 4.20 แสดงความสัมพันธ์ ระหว่างความถี่กับค่าอิมพีแดนซ์

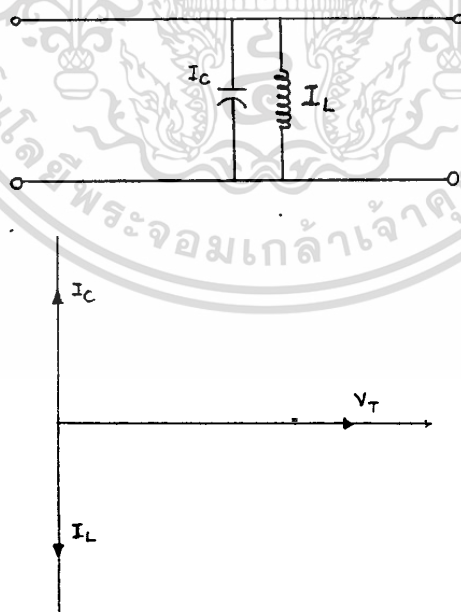
ที่ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  จะมีค่า  $X_L = X_C$  แต่ค่าแรงดันที่ตกคร่อม L และ C จะมีลักษณะต่างเฟสกัน 180 องศาพอดี ทำให้แรงดันรวมเป็นศูนย์ และที่ความถี่อาร์มอิกอันดับสูง ๆ จะเห็นว่า  $X_L$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่  $X_C$  มีค่าลดน้อยลง

พิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อขนาน :  $Z_2$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่  $n$

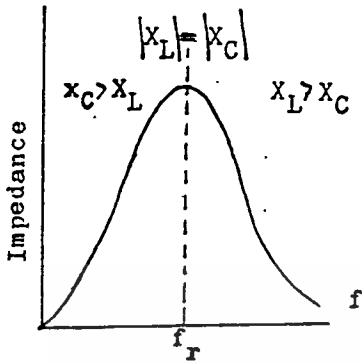
$$\begin{aligned}
 \text{จาก } Z_2 &= -j\omega L / (\omega^2 LC - 1) \\
 &= \frac{-jn\omega_r L}{(n^2\omega_r^2 LC - 1)} \\
 &= \frac{-j}{(n\omega_r C - 1/(n\omega_r L))} \\
 &= \frac{j}{(1/(n\omega_r L) - n\omega_r C)} \\
 &= \frac{-1}{j(1/(n\omega_r L) - n\omega_r C)} \\
 &= \frac{1}{j(n\omega_r C - 1/(n\omega_r L))}
 \end{aligned}$$

ที่ฮาร์มอนิกอันดับสูง ๆ ค่า  $n\omega_r C$  จะเพิ่มขึ้นมาก ในขณะที่  $1/(n\omega_r L)$  จะลดลงมาก ฉะนั้นจึงทำให้อิมพีแดนซ์  $Z_2$  มีค่าลดลง เมื่อฮาร์มอนิกมีอันดับสูงขึ้น

- ในส่วนของอิมพีแดนซ์ที่ต่อขนาน :  $Z_2$

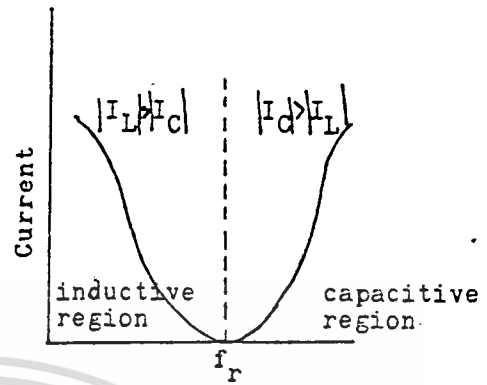


รูปที่ 4.21 แสดง current-phasor diagram ที่ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 4.22

แสดง impedance response curve



รูปที่ 4.23

แสดง current response curve

ที่ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  จะทำให้อิมพีแดนซ์มีค่าเป็นอนันต์ ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าไปในวงจรเลย แต่สำหรับที่ฮาร์โมนิกอันดับสูง ๆ จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมมีค่าลดลงมาก จึงมีกระแสฮาร์โมนิกไหลเข้าไปใน  $Z_2$  มาก จะเห็นได้จากรูปที่ 6.7 ว่าเส้นโค้งของกระแสจะอยู่ในช่วง capacitive region

แต่จากการที่ฮาร์โมนิกอิมพีแดนซ์  $Z_1$  (ซึ่งจะมีค่ามากที่ฮาร์โมนิกอันดับสูง ๆ) ลดทอนกระแสให้เหลือน้อยลงมากแล้ว จึงทำให้กระแสส่วนน้อยที่เหลือมาได้นั้น ไหลลงไปใน  $Z_2$  เกือบทั้งหมด แต่กระแสในส่วนคลื่นหลักจะไหลผ่าน  $Z_1$  ได้สะดวกและจะไม่ไหลเข้า  $Z_2$  เลย ดังนั้นพลังงานที่นำ  $Z_1$  และ  $Z_2$  มาต่อในวงจรกรองความถี่แล้ว จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาเป็นคลื่นรูปซายน์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์พอดี

ในวงจรกรองความถี่นี้ จะทำให้แรงดันขาเข้าและขาออกมีเฟสตรงกันพอดี แต่จุดที่ไม่เกิดเรโซแนนซ์กันนั้น จะทำให้เกิดการ leading หรือ lagging แล้วแต่กรณีของความถี่ว่า จะมากกว่าหรือน้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์

สำหรับวงจรกรองสัญญาณในโครงการนี้ เลือกใช้วงจร Low Pass Filter สวิทซ์ที่ความถี่สูง ทำให้กรองสัญญาณได้ง่าย ทำให้ช่วยลดขนาดของ L และ C ลง ซึ่งเป็นผลดีต่อวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งหมด

## บทที่ 5

### ผลการทดลอง

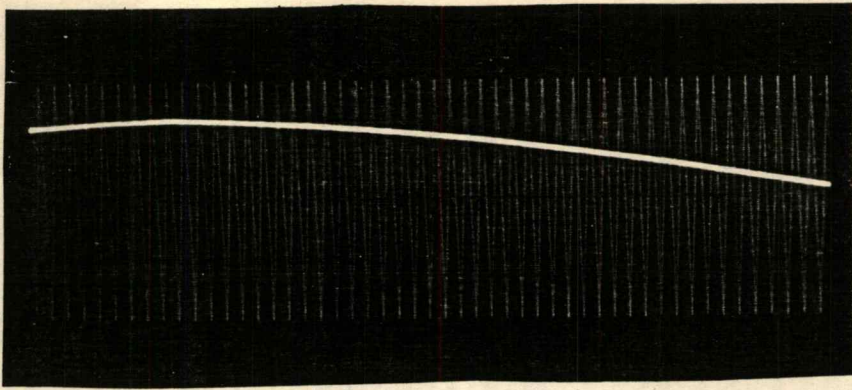
#### ผลการทดลอง

จากการทดลองในส่วนของวงจรอาร์ฟบริดจ์ ได้ไฟตรงแรงดันขนาด 400 โวลต์ โดยป้อนอินพุตไฟตรงแรงดัน 60 โวลต์ จากการเร็คติไฟายไฟสลับ (ในการทดลองใช้ Variac) ในช่วงแรกของการทดลองใช้วงจรซุกก่อน แต่เนื่องจากมีปัญหาจากการอิ่มตัว (Saturated) ของหม้อแปลง จึงเปลี่ยนมาใช้วงจรอาร์ฟบริดจ์แทน สำหรับพิกัดของหม้อแปลงความถี่สูงมีค่าไม่มากนัก ซึ่งทำให้พิกัดของอินเวอร์เตอร์ถูกจำกัดลงไปด้วย

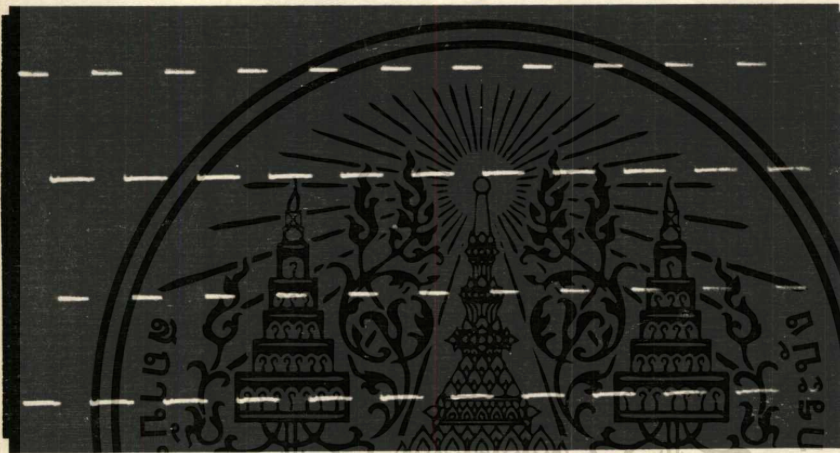
ส่วนของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ได้คลื่นชายนขนาด 220 Vrms โดยป้อนโหลดเป็นหลอดไฟขนาด 100 วัตต์ ปัญหาในส่วนนี้เกิดจากพิกัดของมอสเฟตที่แรงดันสูงค่อนข้างหายาก และมีราคาแพง

#### วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

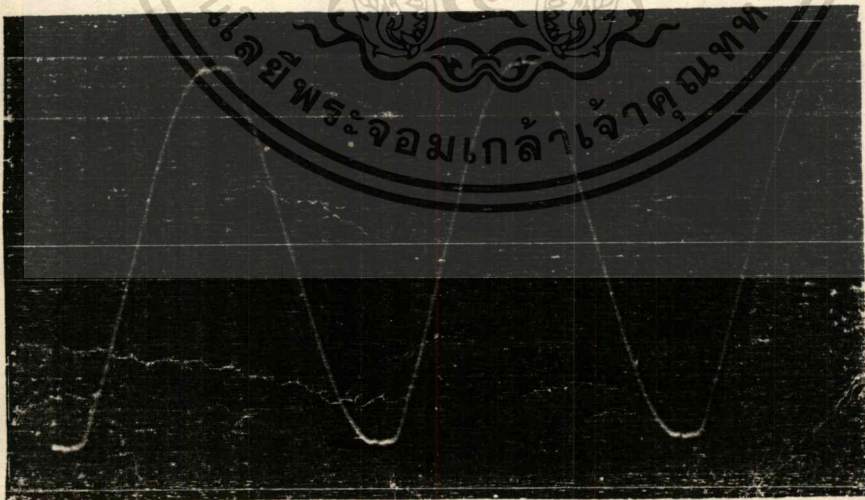
สำหรับส่วนที่ยังไม่สำเร็จในโครงการนี้คือ ส่วนของการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่โดยการป้อนกลับ (Feed Back) ซึ่งจะช่วยให้เรกูเลชันของอินเวอร์เตอร์ดีขึ้น และสามารถเพิ่มพิกัดกำลังของมอสเฟตที่ใช้งาน เพื่อเพิ่มพิกัดของอินเวอร์เตอร์ให้สูงยิ่งขึ้น



รูปที่ 5.1 สัญญาณ เปรียบเทียบชายน์กับสามเหลี่ยม



รูปที่ 5.2 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ



รูปที่ 5.3 สัญญาณชายน์เอ๊าท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สามารถทำสำเร็จไปด้วยดีได้ โดยได้รับความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายท่าน รศ.วีริยะ พิเชฐจำเริญ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำต่างๆ และชี้แนะแนวการทำงาน รวมทั้งเพื่อนนักศึกษาปริญญาโท ที่ให้คำปรึกษาชี้แนะการแก้ปัญหาในโครงการนี้ รวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ ทางด้านการใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณ และการจัดพิมพ์รูปเล่มสุดท้ายก็คือ เพื่อนนักศึกษาทุกคนที่ได้แลกเปลี่ยนความรู้และความคิดเห็นต่างๆ แม้ว่าโครงการนี้ยังไม่บรรลุตามจุดประสงค์ที่ตั้งไว้ทั้งหมด แต่ก็สามารถทำสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีพอสมควร จึงขอขอบพระคุณทุกท่านมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. พงศ์นิษฐ์ วิชาสุรสมณฑล: วิศวกรรมสาร, เล่มที่ 4. ประจำปี 2531 หน้า 63-66
2. เกียรติศักดิ์ แซ่กั้ง: การใช้ซีมอสเฟสสี่ล่อกลุ่ม,วารสาร เซมิคอนดักเตอร์, เล่มที่ 76 เดือน มีนาคม 2530 , หน้า 172-181
3. ชีระวัฒน์ ฉิมลุนทร , สมศักดิ์ บุญปาน , เอกพันธ์ กรกุ่ม , " การประยุกต์ใช้พีดีบีบลิวเอ็ม ไซนเวฟอินเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง " , ปรินทิพินันท์วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
4. Stefanos Manias, Phoivos D. Ziogas, Member, IEEE, and Guy Olivier. Senior Member, IEEE. IEEE Transaction On Power Electronics Vol. PE-2, NO-2, April 1987 (Turn-Off Failure of Power MOSFET)
5. A.I. Pressman: Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design.: (Hayden Book Co. Inc, 1977.)
6. George Chryssis: High-Frequency Switching Power Supply : Theory and Design.: (McGraw-Hill, Inc 1984.)
7. H.M. Berlin , " Design of op-amp circuit " , Howard W. Sam & Co., Inc., 221 p, 1980

Design of Solid-State Power Supply 5k 7868. P6

Tu 7868 P6 C45

544

P7 →

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

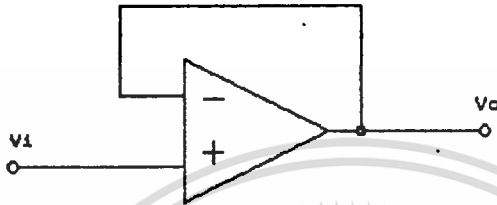


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับออปแอมป์

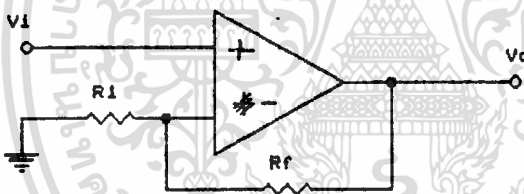
เพราะว่าออปแอมป์มีคุณสมบัติหลากหลาย และสามารถประยุกต์ใช้กันกว้างขวาง ซึ่งทำให้ออปแอมป์มีฟังก์ชันการทำงานต่างมากมาย วงจรที่นิยมใช้โดยทั่วไปแสดงดังรูปต่อไปนี้

วงจรตามแรงดัน (voltage follower)



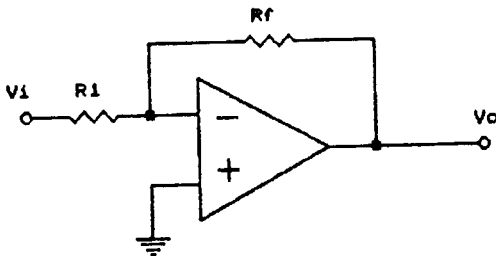
$$V_o = V_1$$

วงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณ (non-inverting amplifier)



$$V_o = (1 + R_f/R_1) V_1$$

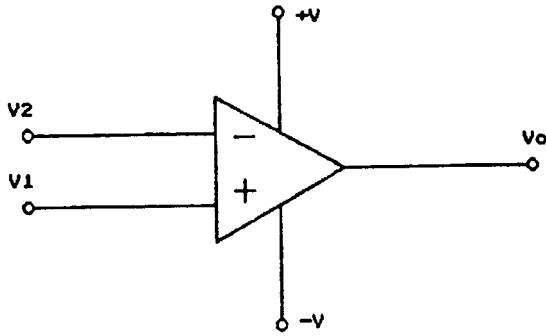
วงจรขยายแบบกลับสัญญาณ (inverting amplifier)



$$V_o = -(R_f/R_1) V_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

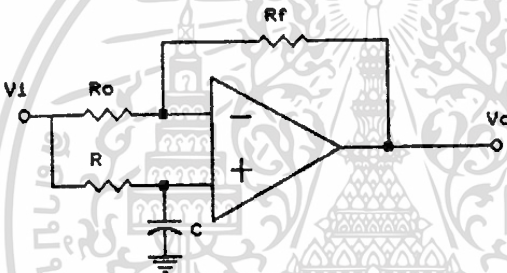
วงจรเปรียบเทียบ (comparator)



$$V_1 > V_2 : V_o = +V$$

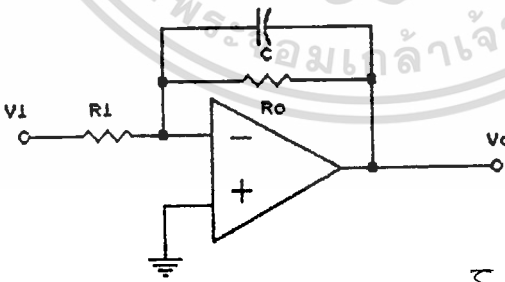
$$V_1 < V_2 : V_o = -V$$

วงจรเลื่อนเฟส (phase shift)



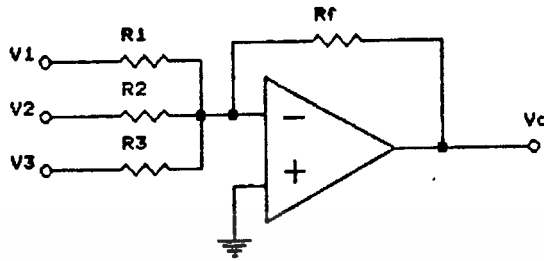
$$\theta = \tan^{-1} ( 2 fRC )$$

วงจรอินทิเกรต (integrator)



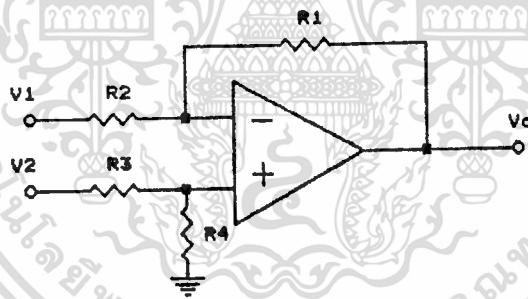
$$V_o = -1/R_1 C \int V_1 dt$$

วงจรรวมสัญญาณ (summing amplifier)



$$V_o = -R_f \left( V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3 \right)$$

วงจรขยายความแตกต่าง (differential amplifier)



$$V_o = -V_1 R_1 / R_2 + (1 + R_1 / R_2) (R_3 / (R_3 + R_4)) V_2$$

$$V_o = V_2 - V_1$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**TL494  
TL495**

**Specifications and Applications  
Information**

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

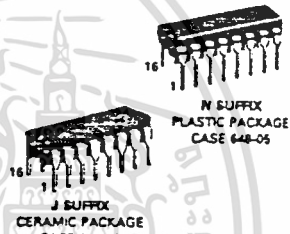
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 33 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

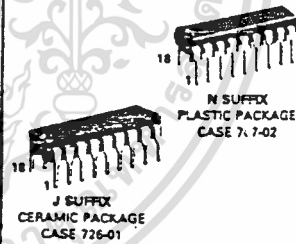
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS

TL494



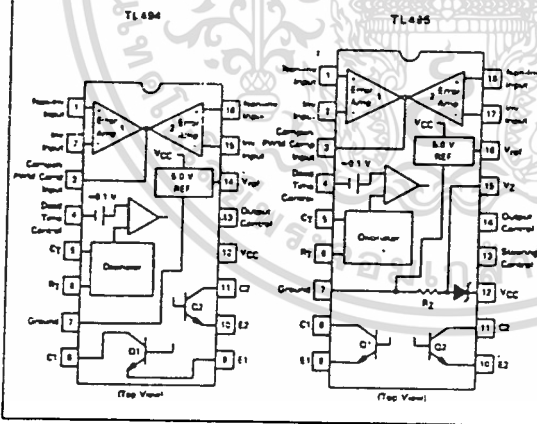
J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620-02

TL495



J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 726-01

**PIN CONNECTIONS**



The TL494C, 495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494M, 495M are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494J is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494J	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495J	-25 To 85°C	Ceramic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f_{osc} = 10\text{ kHz}$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494-TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b> (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{in} = 0.7\text{ V}$ )	$I_{-}$	0.3	0.7	—	mA

<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION</b> (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{in} = 0$ to $5.25\text{ V}$ )	$I_{IB} (DT)$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8 —	3.3 —	V

<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>STEERING CONTROL</b>					
Input Current Low ( $V_{in} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{STL}$	—	-25	-200	$\mu\text{A}$
Input Current High ( $V_{in} = 2.4\text{ V}$ ) ( $V_{in} = V_{ref}$ )	$I_{STH}$	—	25 75	200 —	$\mu\text{A}$

<b>ZENER CHARACTERISTICS</b>					
Zener Breakdown Voltage ( $I_Z = 2.0\text{ mA}$ )	$V_Z$	—	39	—	V
Sink Current ( $V_{in} = 1.0\text{ V}$ )	$I_{RZ}$	—	0.3	—	mA

<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ) ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$I_{CC}$	—	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{in} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12.) ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )	—	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

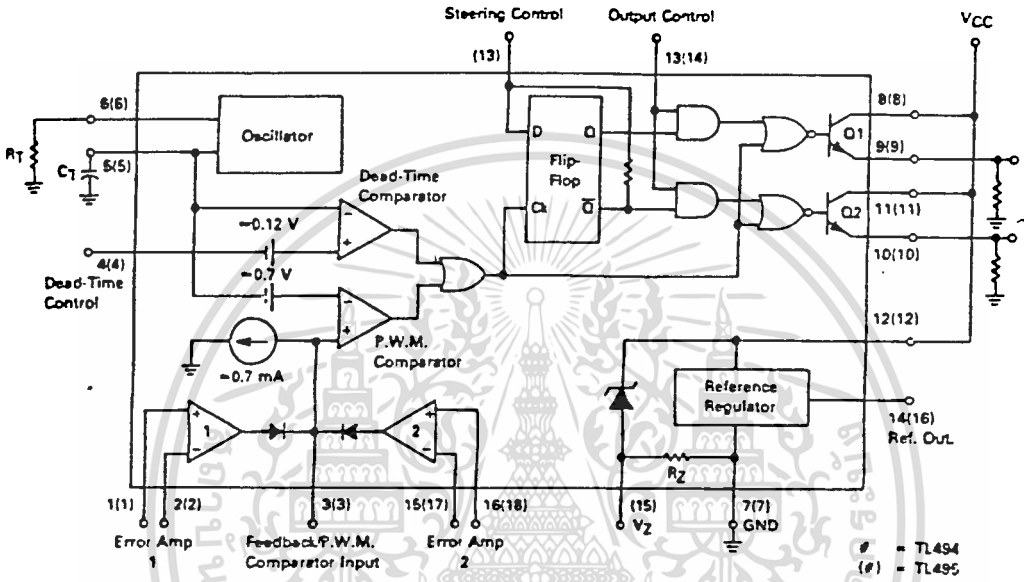
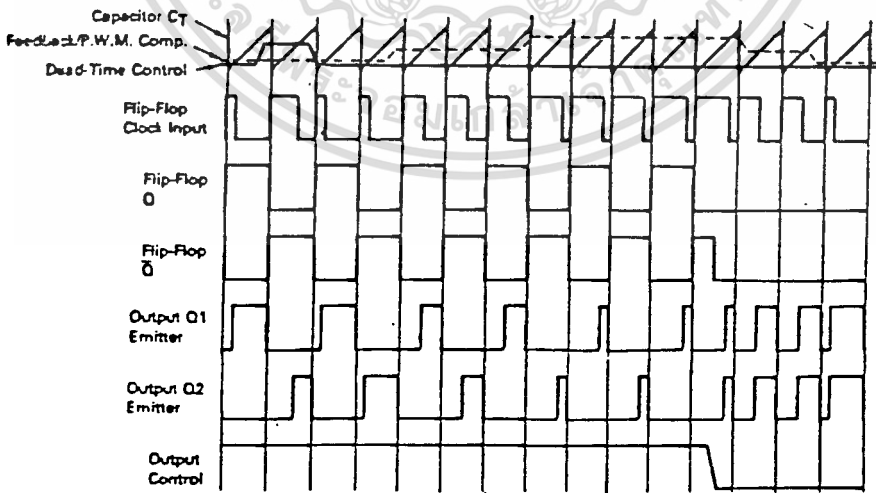


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Description

The TL494/495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components,  $R_T$  and  $C_T$ . The oscillator frequency is determined by:

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

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

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to  $(V_{CC} - 2 V)$ , and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

The TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of  $\pm 5\%$  with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 33 volt zener diode for high voltage applications where  $V_{CC}$  is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{I_{out}}{I_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Open	Push-pull operation	0.5
At $V_{ref}$	$V1 < 0.4 V$	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At $V_{ref}$	$V1 > 2.4 V$	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	V <sub>CC</sub> + 3.0	V <sub>CC</sub> + 3.0	V <sub>CC</sub> + 3.0	V
Power Dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ 45°C	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R <sub>θJA</sub>	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	50	45	°C

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	-0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 15 V, f<sub>osc</sub> = 10 kHz unless otherwise noted.)

For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min/max values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495CJ			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

**REFERENCE SECTION**

Reference Voltage (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT <sub>A</sub> = Min to Max)	ΔV <sub>ref</sub> (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V, T <sub>A</sub> = 25°C)	I <sub>SC</sub>	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f_{osc} = 10\text{ kHz}$  unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, VTL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>OUTPUT SECTION</b>								
Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} < 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
Output Voltage Fall Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
	$t_f$	—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>					
Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ )	$V_{ICR}$	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$f_C$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$\theta_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	-2.0	-4.0	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY  
versus TIMING RESISTANCE

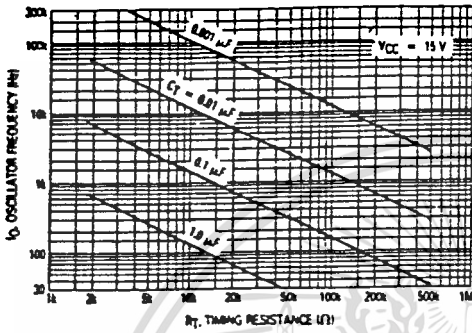


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE  
versus FREQUENCY

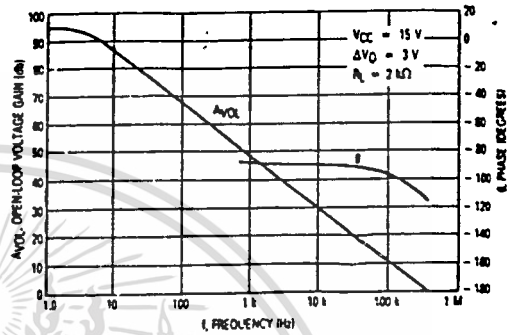


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus  
OSCILLATOR FREQUENCY

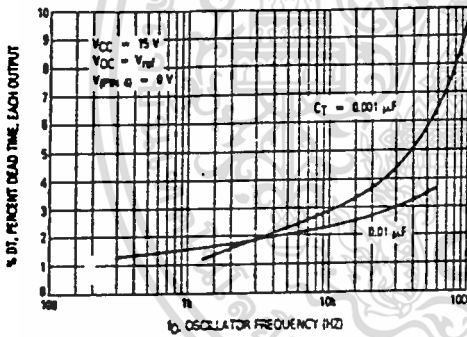


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus  
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

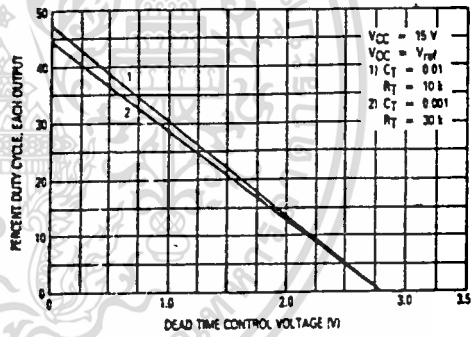


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
versus EMITTER CURRENT

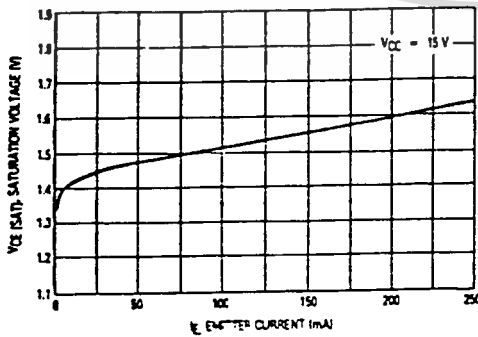
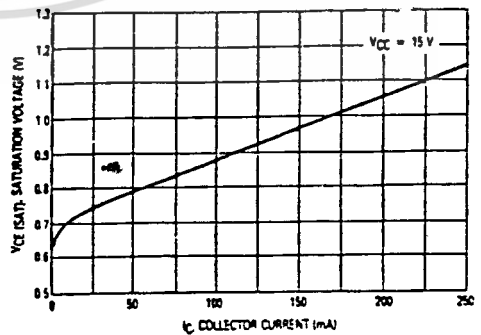


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION,  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT  
versus SUPPLY VOLTAGE

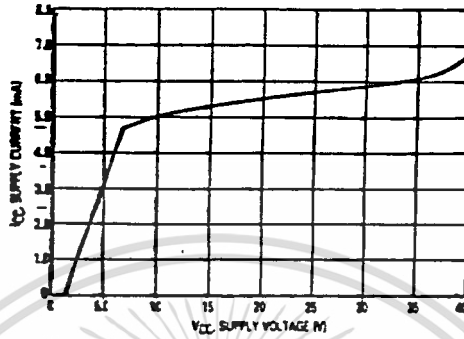


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

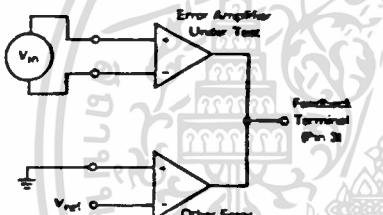


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL  
TEST CIRCUIT

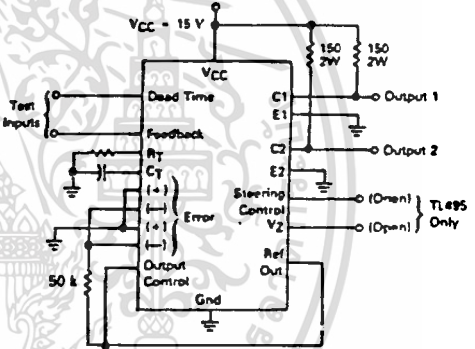


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

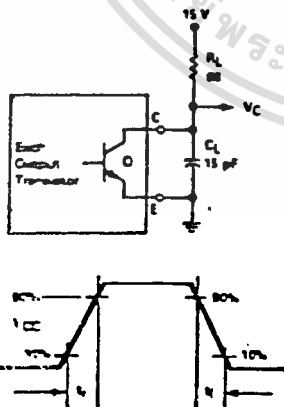
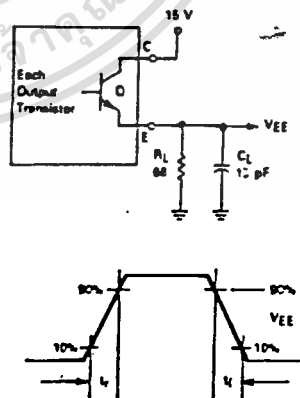


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B  
SCL4446B



# CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

## FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70  $\mu$ W (typ) @  $f_o = 10$ kHz, 5Vdc
- ◆ Operating frequency range (no offset) – Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- ◆ Low frequency drift – 0.04%/ $^{\circ}$ C (typ) @ 10Vdc
- ◆ Choice of two phase comparators:
  1. Exclusive-OR network
  2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- ◆ VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- ◆ High VCO linearity 1% (typ)
- ◆ Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- ◆ Zener Diode to assist Supply Regulation
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

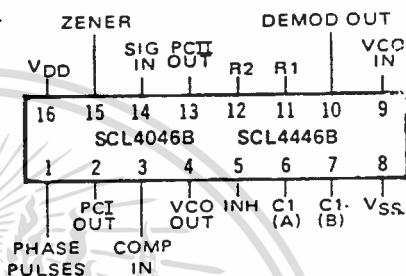
## APPLICATIONS

- ◆ FM demodulator and modulator
- ◆ Frequency synthesis and multiplication
- ◆ Frequency discriminator
- ◆ Data synchronization
- ◆ Voltage-to-frequency conversion
- ◆ Tone decoding
- ◆ FSK-Modems
- ◆ Signal conditioning

## DESCRIPTION

The SCL4046B and SCL4446B phase-locked loops contain two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source-follower, and zener diode. The comparators have two common inputs. The Signal input can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator I (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal  $PCI_{OUT}$ , and maintains  $90^{\circ}$  phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals  $PCII_{OUT}$  and Phase Pulses, and maintains a  $0^{\circ}$  phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{OUT}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{IN}$  and the capacitor and resistors connected to pins  $C1_A$ ,  $C1_B$ ,  $R1$ , and  $R2$ . The source follower output, Demod Out, with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

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

## BLOCK DIAGRAM

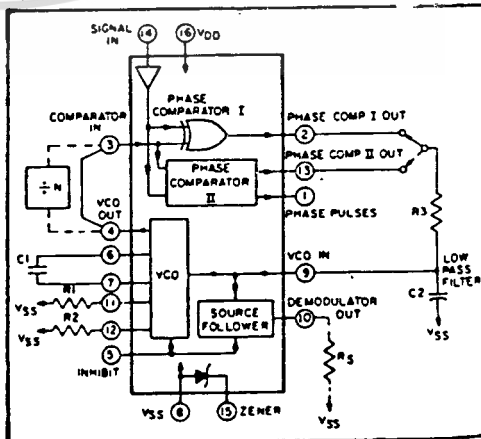


Fig. 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R1, R2 \geq 2k\Omega, R_S \geq 10k\Omega$   
 $C1 \geq 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for R1, R2, and C1 component selections.

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, $f_0$		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, $f_{min}$	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L = \text{full VCO frequency range}$ $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	$2f_C \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R_1}}$			
Loop Filter Component Selection	<p>For <math>2f_C</math>, see Ref.</p>		$f_C = f_L$	
Phase Angle between Signal and Comparator	$90^\circ$ at center frequency ( $f_0$ ), approximating $C^0$ and $180^\circ$ at ends of lock range ( $2f_L$ )		Always $0^\circ$ in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given, <math>f_0</math></li> <li>- Use <math>f_0</math> with Fig 5a to determine R1 and C1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given: <math>f_0</math> and <math>f_L</math></li> <li>- Calculate <math>f_{min}</math> from the equation <math>f_{min} = f_0 - f_L</math></li> <li>- Use <math>f_{min}</math> with Fig. 5b to determine R2 and C1</li> <li>- Calculate <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> from the equation <math>\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}</math></li> <li>- Use <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> with Fig. 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given: <math>f_{max}</math></li> <li>- Calculate <math>f_0</math> from the equation <math>f_0 = \frac{f_{max}}{2}</math></li> <li>- Use <math>f_0</math> with Fig. 5a to determine R1 and C1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given: <math>f_{min}</math> &amp; <math>f_{max}</math></li> <li>- Use <math>f_{min}</math> with Fig. 5b to determine R2 and C1</li> <li>- Calculate <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math></li> <li>- Use <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> with Fig. 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</li> </ul>

REF. G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS <sup>1,3</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	Inhibit = V <sub>DD</sub> Signal Input = V <sub>DD</sub>	-	5	-	0.05	5	-	150	μA <sub>dc</sub>
			-	10	-	0.01	10	-	300	
			-	20	-	0.2	20	-	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P <sub>T</sub>	Inh = V <sub>SS</sub> , VCO <sub>IN</sub> = $\frac{V_{DD}}{2}$ f <sub>o</sub> = 10kHz, C <sub>L</sub> = 15pF, R1 = 1MΩ, R2 = R <sub>S</sub> = ∞	-	-	-	0.07	-	-	-	mW
			-	-	-	0.6	-	-	-	
			-	-	-	2.4	-	-	-	

- NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
<sup>3</sup> VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

PARAMETER	CONDITIONS	V <sub>DD</sub>	25°C			UNIT			
			Min.	Typ.	Max.				
<b>VCO SECTION</b>									
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B	f <sub>max</sub>  R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub>	R1 C1 10k 50pF	5	0.5	0.8	-	MHz		
			10	1.0	1.5	-			
			15	1.3	1.9	-			
			5	0.6	1.0	-		MHz	
			10	1.4	2.1	-			
			15	1.8	2.7	-			
		SCL4446B	R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub>	R1 C1 10k 50pF	5	0.7	1.0	-	MHz
					10	1.3	2.0	-	
					15	1.9	2.8	-	
				5k 50pF	5	0.9	1.3	-	MHz
					10	1.9	2.9	-	
					15	2.6	3.9	-	
2k 50pF	5	-	1.8	-	MHz				
	10	-	3.9	-					
	15	-	5.4	-					
LINEARITY	R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = 2.5±0.3V, R1 ≥ 10kΩ VCO <sub>IN</sub> = 5.0±2.5V, R1 ≥ 400kΩ VCO <sub>IN</sub> = 7.5±5.0V, R1 ≥ 1MΩ	5	-	1	-	%			
		10	-	1	-				
		15	-	1	-				

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	V <sub>DD</sub>	+25°C			UNIT	
			Min.	Typ.	Max.		
<b>VCO SECTION (Continued)</b>							
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY No Offset	R2 = ∞	5	—	0.12-0.24	—	% / °C	
		10	—	0.04-0.08	—		
		15	—	0.015-0.03	—		
	With Offset	R2 < 10X R1	5	—	0.06-0.12	—	% / °C
			10	—	0.05-0.1	—	
			15	—	0.03-0.06	—	
INPUT RESISTANCE (VCO <sub>IN</sub> )	R <sub>IN</sub>	5, 10, 15	—	10 <sup>6</sup>	—	MΩ	
OUTPUT DUTY CYCLE	All valid input combinations and voltages	—	—	50	—	%	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF	5	—	100	200	ns
			10	—	50	100	
			15	—	40	80	
			—	—	—	—	
<b>PHASE COMPARATORS</b>							
INPUT RESISTANCE Signal Input	R <sub>IN</sub>	5	1	3	—	MΩ	
		10	0.2	0.7	—		
		15	0.1	0.3	—		
Comparator Input	R <sub>IN</sub>	5, 10, 15	—	10 <sup>6</sup>	—	MΩ	
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY Signal Input	V <sub>IN</sub>	5	—	200	400	mV	
		10	—	400	800		
		15	—	700	1400		
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF	5	—	100	200	ns
			10	—	50	100	
			15	—	40	80	
	Phase Pulses Output	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	—	130	260	ns
			10	—	65	130	
			15	—	50	100	
<b>DEMODULATOR OUTPUT</b>							
OFFSET VOLTAGE	VCO <sub>IN</sub> , V <sub>DEM</sub>	R <sub>S</sub> > 50kΩ	5	—	1.4	2.2	V <sub>dc</sub>
			10	—	1.6	2.2	
			15	—	1.8	2.2	
LINEARITY		R <sub>S</sub> > 50kΩ VCO <sub>IN</sub> = 2.5±0.3V VCO <sub>IN</sub> = 5.0±2.5V VCO <sub>IN</sub> = 7.5±5.0V	5	—	0.1	—	%
			10	—	0.6	—	
			15	—	0.8	—	
<b>ZENER DIODE</b>							
ZENER VOLTAGE	V <sub>Z</sub>	I <sub>Z</sub> = 50μA	—	6.3	7.0	7.7	V
DYNAMIC RESISTANCE	R <sub>Z</sub>	I <sub>Z</sub> = 1mA	—	—	100	—	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

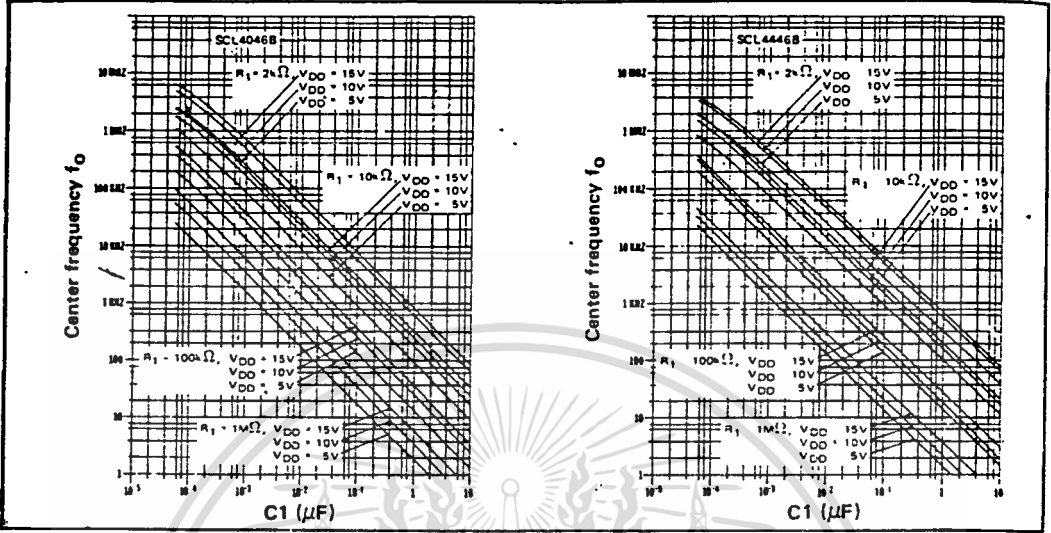


Fig. 5 (a) Typical center frequency ( $f_0$ ) vs  $C1$  ( $R2 = \infty$ ,  $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

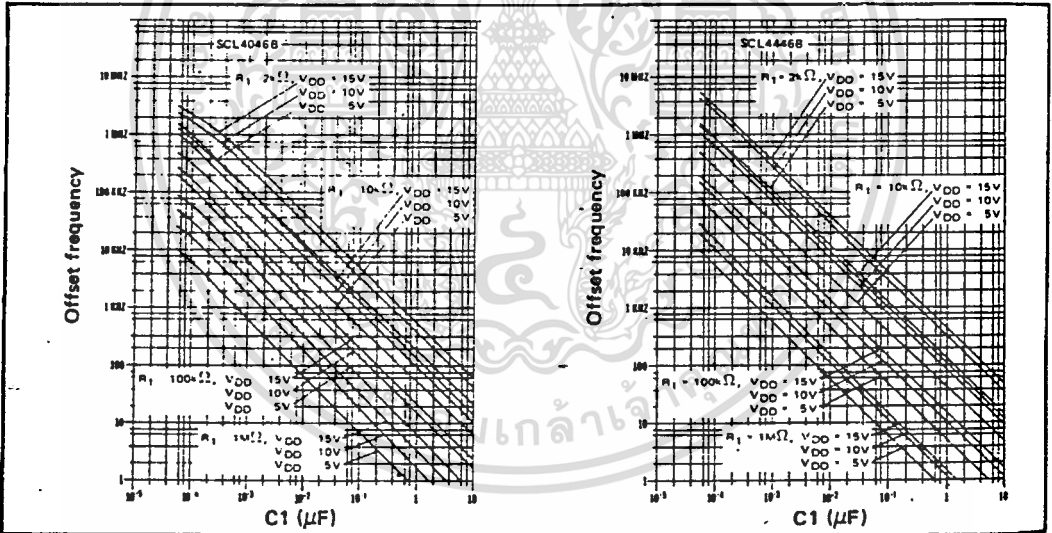


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs  $C1$  ( $V_{COIN} = V_{SS}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

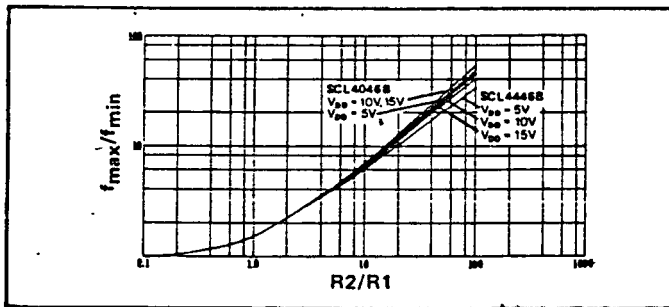
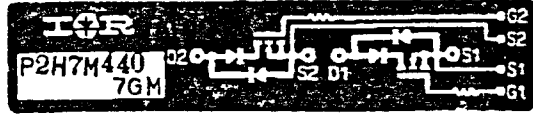


Fig. 5 (c) Typical  $f_{max}/f_{min}$  vs  $R2/R1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



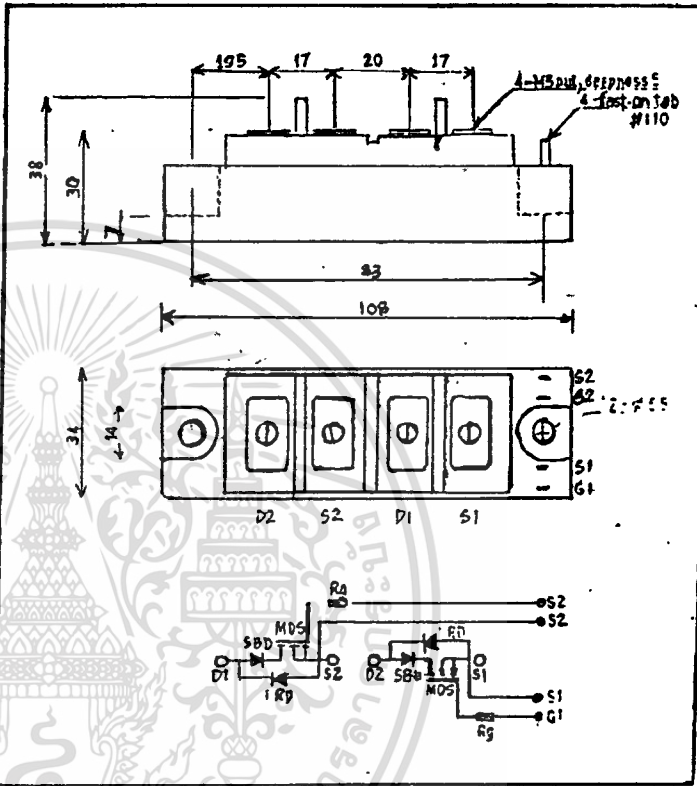
# POWER MOSFET MODULE

P 2 H 7 M 4 4 0 / P 2 H 7 M 4 4 1

新製品紹介  
NO.011:1987年1月発行

特長

- \* オン抵抗が低い。
- \* スwitchング速度が速い。
- \* ドライブ損失が小さい。
- \* ソース・ドレイン間にダイオードが内蔵されている。
- \* ダイオードの逆回復時間が短い。
- \* 絶縁型である。



用途

- \* チョップパ
- \* 放電加工
- \* 充電機
- \* 溶接機

最大定格

項目	記号	条件	定格値		単位
			-441	-440	
ドレイン・ソース間電圧	$V_{DSS}$		450	500	V
ゲート・ソース間電圧	$V_{GSS}$		±20		V
出力電流	$I_D (RMS)$	$T_C = 25^\circ C$	50		A
ドレイン電流	$I_D$	$T_C = 25^\circ C$	35		A
パルスドレイン電流	$I_{DM}$		100		A
各チャンネル損失	$P_{D\#}$	$T_C = 25^\circ C$	350		W
Junction 温度	$T_{c\#}$		-40 ~ +150		$^\circ C$
貯蔵温度	$T_{stg}$		-40 ~ +125		$^\circ C$
絶縁電圧	$V_{isol}$	AC 1分間	2000		V

1素子当りの値。

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยนาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

( T<sub>c</sub> = 25°C , 1素子当りの特性 )

項目	記号	条件	特性値			単位
			最少	標準	最大	
オンレギュレーション電流	I <sub>DSS</sub>	T <sub>j</sub> = 25°C , V <sub>DS</sub> = V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0V			1	mA
		T <sub>j</sub> = 150°C , V <sub>DS</sub> = 0.8V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0V			4	mA
ト・スレッショールド電圧	V <sub>GS(th)</sub>	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 1 mA	2		4	V
トゲル電流	I <sub>GSS</sub>	V <sub>GS</sub> = ±20V , V <sub>DS</sub> = 0V			1	μA
オン抵抗 * 1	R <sub>DS(on)</sub>	V <sub>GS</sub> = 10 V , I <sub>DS</sub> = 25 A			0.12	Ω
伝達率コンダクタンス	g <sub>fs</sub>	V <sub>DS</sub> = 15 V , I <sub>DS</sub> = 25 A		40		S
入力容量	C <sub>iss</sub>	V <sub>DS</sub> = 0 V		9.0		nF
出力容量	C <sub>oss</sub>	V <sub>DS</sub> = 25 V		1.5		nF
転送容量	C <sub>rss</sub>	f = 1 MHz		0.6		nF
ターン・オン時間	t <sub>d(on)</sub>	V <sub>DD</sub> = 250 V		100		ns
	t <sub>r</sub>	I <sub>D</sub> = 2.5 A		100		ns
ターン・オフ時間	t <sub>d(off)</sub>	V <sub>DS</sub> = 10 V		200		ns
	t <sub>f</sub>	R <sub>θ</sub> = 5 Ω		50		ns

内部逆方向ダイオードの定格と特性(T<sub>c</sub> = 25°C , 1素子当りの特性)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
連続ソース逆電流	I <sub>S</sub>				50	A
パルスソース逆電流	I <sub>SM</sub>				100	A
ダイオード順電圧	V <sub>SD</sub>	I <sub>S</sub> = 50 A			1.5	V
逆回復時間	t <sub>rr</sub>	I <sub>S</sub> = 50 A		100		ns
逆回復電荷	Q <sub>RR</sub>	-di/dt = 100 A/μs				μC

機械的特性

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
軸トルク		ネジ M 5	15	17	20	Kg・c
		ネジ M 6	20	25	30	Kg・c
重量				250		g

\* 1 SBDの順電圧降下分(0.5V)を除いた値です。