สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อินเวอร์เตอร์

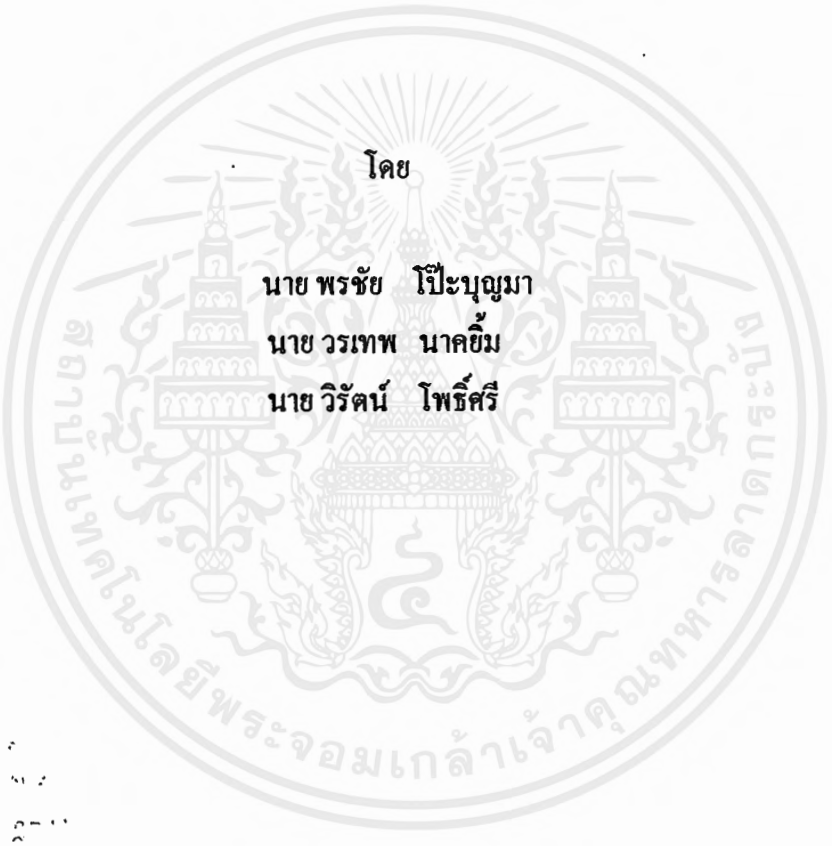
INVERTER

โดย

นาย พรชัย โป๊ะบุญมา

นาย วรเทพ นาคยิ้ม

นาย วิรัตน์ โพธิ์ศรี



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 34028
วัน, เดือน, ปี 1 ต.ค. 2542

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา อิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์

INVERTER

โดย

นาย พรชัย โป๊ะบุญมา

นาย วรเทพ นาคยิ้ม

นาย วิรัตน์ โพธิ์ศรี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์

INVERTER

จัดทำโดย

1. นายพรชัย โป๊ะบุญมา รหัสประจำตัว 39013199
2. นายวรเทพ นาคยิ้ม รหัสประจำตัว 39013203
3. นายวิรัตน์ โพธิ์ศรี รหัสประจำตัว 39013208

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ .....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

วันที่ 19 มีนาคม พ.ศ. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ที่สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีนั้น เนื่องมาจากความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ของหลายๆ ฝ่ายด้วยกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งอาจารย์ที่ปรึกษา รวมทั้งอาจารย์ประจำภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะ

ผู้ที่อยู่เบื้องหลังความสำเร็จของโครงงานนี้ก็คือ คุณพ่อ, คุณแม่ ที่ได้ให้กำเนิดและอบรมเลี้ยงดู คอยสนับสนุนรวมทั้งให้กำลังใจ ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่ให้คำแนะนำจนโครงงานสำเร็จตามวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งไว้ จึงขอบคุณมา ณ โอกาสนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์

นายพรชัย โป๊ะบุญมา
นายวรเทพ นาคยิ้ม
นายวิรัตน์ โพธิ์ศรี
ผศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการทดสอบและทดลองสร้างสัญญาณควบคุมการสวิทชิ่งของมอสเฟทที่จะนำไปใช้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในการสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อใช้ในการสวิทชิ่งนั้นเราสร้างสัญญาณควบคุมการสวิทชิ่งมาจากการใช้เทคนิคของพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นซึ่งสร้างมาจากวงจรการเปรียบเทียบสัญญาณซายน์และสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณควบคุมที่ได้จะนำไปควบคุมการสวิทชิ่งของมอสเฟทเบอร์ IRF 840 ซึ่งจะต่อกันแบบฟูลบริดจ์ทางภาคเพาเวอร์สเตท ส่วนสัญญาณควบคุมการสวิทชิ่งของมอสเฟทเบอร์ IRFP 250 ในส่วนของวงจรฮาร์ฟบริดจ์นั้น จะนำสัญญาณควบคุมมาจากขา 8 และ ขา 11 ของ TL494 ในส่วนของสัญญาณควบคุมการสวิทชิ่งของวงจรฟูลบริดจ์ จะเป็นวงจรที่สร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างต่าง ๆ กัน และเมื่อเรานำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ก็จะได้รูปคลื่นซายน์ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTER

Pornchai Pobunma

Waratap Narkyim

Wirat Phosri

Ass.Prof .Somsak Cheersirikun (Advisor)

Academic year 1998

Abstract

This project is present to build the control signal MOSFET of output state for using in an inverter circuit. We use the control signal come from the pulse width modulation circuit to switch the full bridge power MOSFET. This control signal is generated from the comparator circuit and IC TL 494. TL 494 is also used to control MOSFET in half bridge circuit. The output from the Half bridge circuit is the pulse with vaviaes width. This pulse can be use control to sinusioldal wave by low pass filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1ความสำคัญ	1
1.1.1 วัตถุประสงค์การทำโครงงาน	1
1.1.2 ขอบเขตโครงงาน	1
บทที่ 2 อินเวอร์เตอร์	2
2.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ามี 3 วิธีคือ	2
2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์	3
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์	3
2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วัดมอดูเลชั่น	5
2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปลิ้ง	7
2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปลิ้ง	8
บทที่ 3 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์	10
3.1 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)	10
3.2 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟท	12
บทที่ 4 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง	13
4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM สำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์	14
4.2 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) และสัญญาณพัลส์ (Pulse)	15
4.3 การสร้าง Sine Wave 50Hz	16
4.4 วงจร COMPARATOR	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 วงจรขับมอสเฟท 20
4.6 วงจรกำลัง 21
4.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง 22
4.8 ส่วนกรองสัญญาณ (Filter) 26
4.9 วงจรป้องกัน 31
4.10 วงจรกรองความถี่ 32
4.11 การออกแบบฟิลเตอร์ 36
4.12 แบตเตอรี่ 39
4.13 ทฤษฎีหม้อแปลง 41
4.14 การเลือกลักษณะแกนและชนิดวัสดุ 43
4.15 ขั้นตอนการออกแบบ 43
4.16 ตารางที่ 1 แกนเฟอร์ไรต์ บริษัทต่างๆ 44
4.17 Power State 45
4.18 วงจรขับเกท 46
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง 54
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ 67
ภาคผนวก
เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความสำคัญ

การใช้งานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ จำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟ ให้กับตัวมันเอง ซึ่งแหล่งจ่ายไฟดังกล่าว สามารถที่จะแยกได้หลายชนิด เช่น แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ที่ถูกแปลงมาจากไฟกระแสสลับ (DC Power Supply) และ แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่ถูกแปลงมาจากไฟกระแสตรง (INVERTER)ฯลฯ แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะ แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ที่ถูกแปลงมาจากไฟกระแสตรง (INVERTER) เท่านั้น ซึ่งในการสร้างวงจร INVERTER ที่ความถี่ สูงๆ เราจะใช้เพาเวอร์มอสเฟส (Power MOSFET) ซึ่งจะมีพิกัดแรงดันที่ไม่สูงมากนัก ใช้งานแทนทรานซิสเตอร์ (TRANSISTER) และเอสซีอาร์ (SCR) เนื่องจากการใช้ เพาเวอร์มอสเฟท มีข้อดีกว่าเอสซีอาร์ (SCR) คือไม่ต้องใช้อุปกรณ์การคอมมิวเตชั่น (Commutation) เพาเวอร์ มอสเฟท (Power MOSFET) หยุดนำกระแสเหมือนเอสซีอาร์(SCR) และ เพาเวอร์มอสเฟท (Power MOSFET) สามารถควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิทช์ปิดและเปิด (Power Switch on,off) ได้ด้วยแรงดันที่ป้อนให้กับขาเกท (Gate) ให้ควบคุมการทำงานในการเป็น เพาเวอร์สวิทช์ปิดและเปิด (Power Switch on , off) ในภาคเพาเวอร์สเตท

1.1.1 วัตถุประสงค์ของการทำโครงงาน

จากการเปรียบเทียบคุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟท (Power MOSFET) กับอุปกรณ์ ที่ใช้กับการสวิทชิ่ง (Switching) อื่น ๆ เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) หรือเอสซีอาร์ (SCR)จะพบว่าเพาเวอร์มอสเฟทมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นเพาเวอร์สวิทช์ ให้กับวงจรของโครงงานนี้ ซึ่งเราจะต้องสร้างสัญญาณพัลส์มาควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟสที่ต่อแบบฟูลบริดจ์ ทางภาคเพาเวอร์สเตทส่วนเพาเวอร์มอสเฟสที่ต่อกันแบบฮาร์ฟบริดจ์จะนำสัญญาณควบคุมมาจาก IC เบอร์ TL494

1.1.2 ขอบเขตของโครงงาน

ในโครงงานนี้จะเป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์ (INVERTOR) ที่มีพิกัดในการจ่ายโหลด 1KW ที่แรงดันอินพุต 48 VOLT และแรงดันเอาท์พุตมีค่า 220 VOLT(AC) มีความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
อินเวอร์เตอร์

2.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ามี 3 วิธีคือ

2.1.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์

สามารถทำได้โดยใช้วงจรตัดไฟ (Rectifier) ที่สามารถควบคุมระดับแรงดัน หรือใช้วงจรช๊อปเปอร์ (Chopper)

2.1.2 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ ใช้พัลส์มอดูเลชั่น (Pulse Modulation)

หลายแบบเช่น พัลส์วิดค์มอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) ซิงค์เกิลพัลส์มอดูเลชั่น (Single Modulation) ทำให้เอาท์พุทมีรูปร่างเปลี่ยนไป

2.1.3 ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทโดยใช้ (Stepping Transformer)

วิธีการควบคุมแบบนี้ให้การตอบสนองช้าไม่ค่อยนิยม

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ กับการควบคุมระดับแรงดันไฟกระแสตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 วิธีนิยมใช้กันมากโดยมีลักษณะข้อดีและข้อเสียดังนี้

ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์	การควบคุมแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์
1. การตอบสนองต่อความเร็ว	1.ตอบสนองช้ากว่าเพราะ Filtering ในแหล่งจ่าย
2. เหมาะกับโหลดสูงๆ	2.ไม่เหมาะกับโหลดสูงๆ
3. ฮาร์โมนิกส์เอาร์พุทเปลี่ยนแปลง	3. ฮาร์โมนิกส์เอ้าท์พุทคงที่
4. Filter อยากกว่า	4. Filter ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งโครงงานนี้ จะใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้า ภายในอินเวอร์เตอร์ซึ่ง อินเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นมีหลายแบบโดยแต่ละแบบ จะมีข้อดีและข้อเสียต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับว่าจะโหลดชนิดใดต้องการสัญญาณแบบไหน

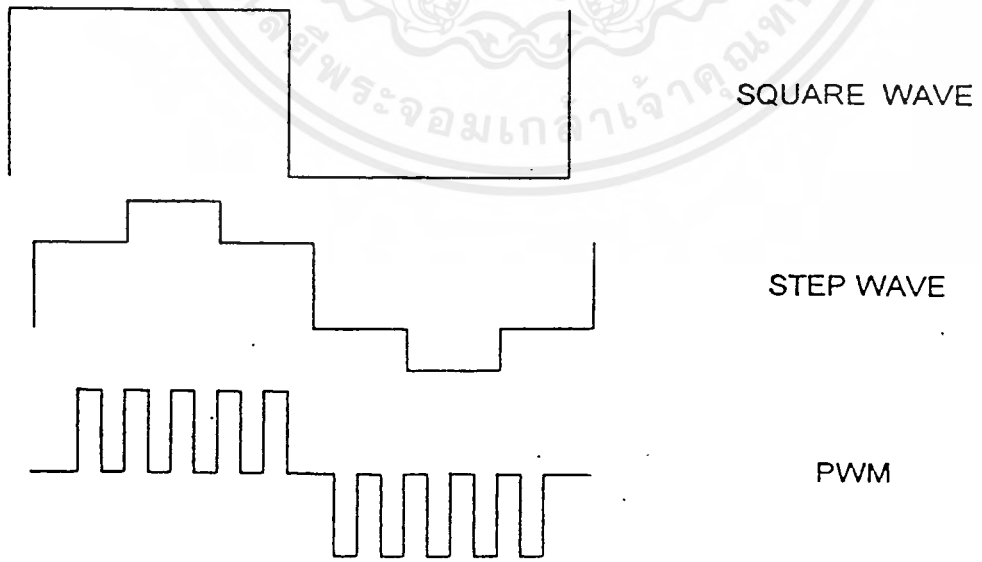
2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้า ภายในอินเวอร์เตอร์

2.2.1 แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (Pulse width Modulation)

แบบนี้จะให้ไม่เหมือนแบบอื่น โดยลักษณะสัญญาณเอาท์พุท เกิดขึ้นจากการ มอดูเลท ระหว่างคลื่นซายน์กับคลื่นสวมเหลี่ยม ซึ่งผลที่ได้จะมีฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต่ำน้อยมาก อุปกรณ์กรองความถี่ที่ใช้ จึงมีขนาดเล็กแต่สัญญาณแบบนี้ มีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบ (Pattern) และแบบนี้มีความเหมาะสมเฉพาะอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังไม่ใหญ่มากนัก

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

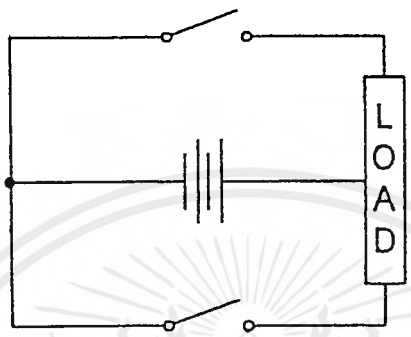
วงจรอินเวอร์เตอร์นั้น เอาท์พุทที่ได้จากวงจร ยังไม่ได้เป็นคลื่นซายน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่างความคลื่นความถี่หลักมูล กับ องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความที่หลักมูลวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาตามลักษณะ ของรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีอยู่ด้วยกันหลายแบบดังแสดงในรูป



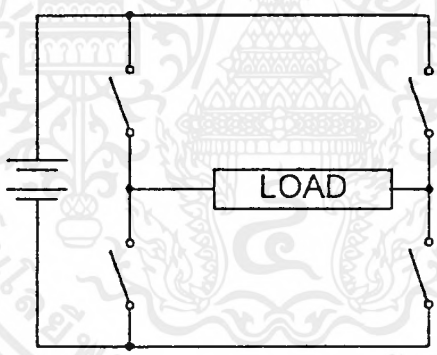
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทแบบต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

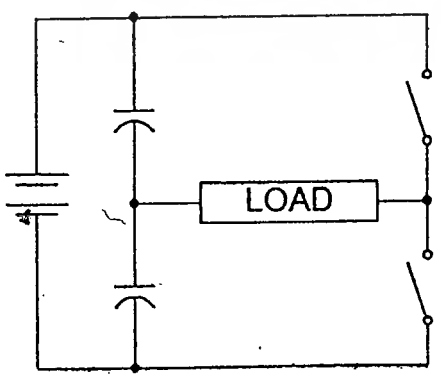
วงจรสวิทชิ่ง อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และขนาดอุปกรณ์ก็จะแตกต่างกันไปโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ได้แก่ วงจรพุทพูล (Push pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) วงจรฟูลบริดจ์(Full Bridge)



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบพุทพูล



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ฟบริดจ์

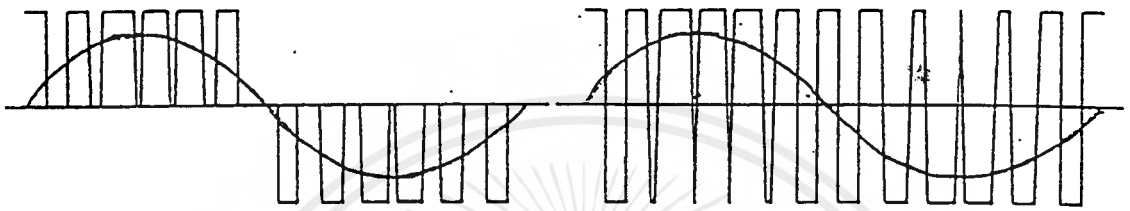


รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฟูลบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชั่น

การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลาย ๆ พัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงรูปคลื่น PWM ชนิดต่าง ๆ รวมทั้ง เทคนิคในการสร้างรูปคลื่น PWM ในแนวความคิดต่าง ๆ



รูป 2.5 แสดงรูปคลื่น PWM (ก). แบบ 2 ระดับ (ข). แบบ 3 ระดับ

2.4.1 รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่น PWM มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้มากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานที่สุดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับ คือ E, -E
- PWM 3 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ E, Q,- E ในรูป 2.5 ข้างต้น เป็นการแสดงรูปคลื่น PWM เปรียบเทียบ กับคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) ของรูปคลื่น PWM นั้น

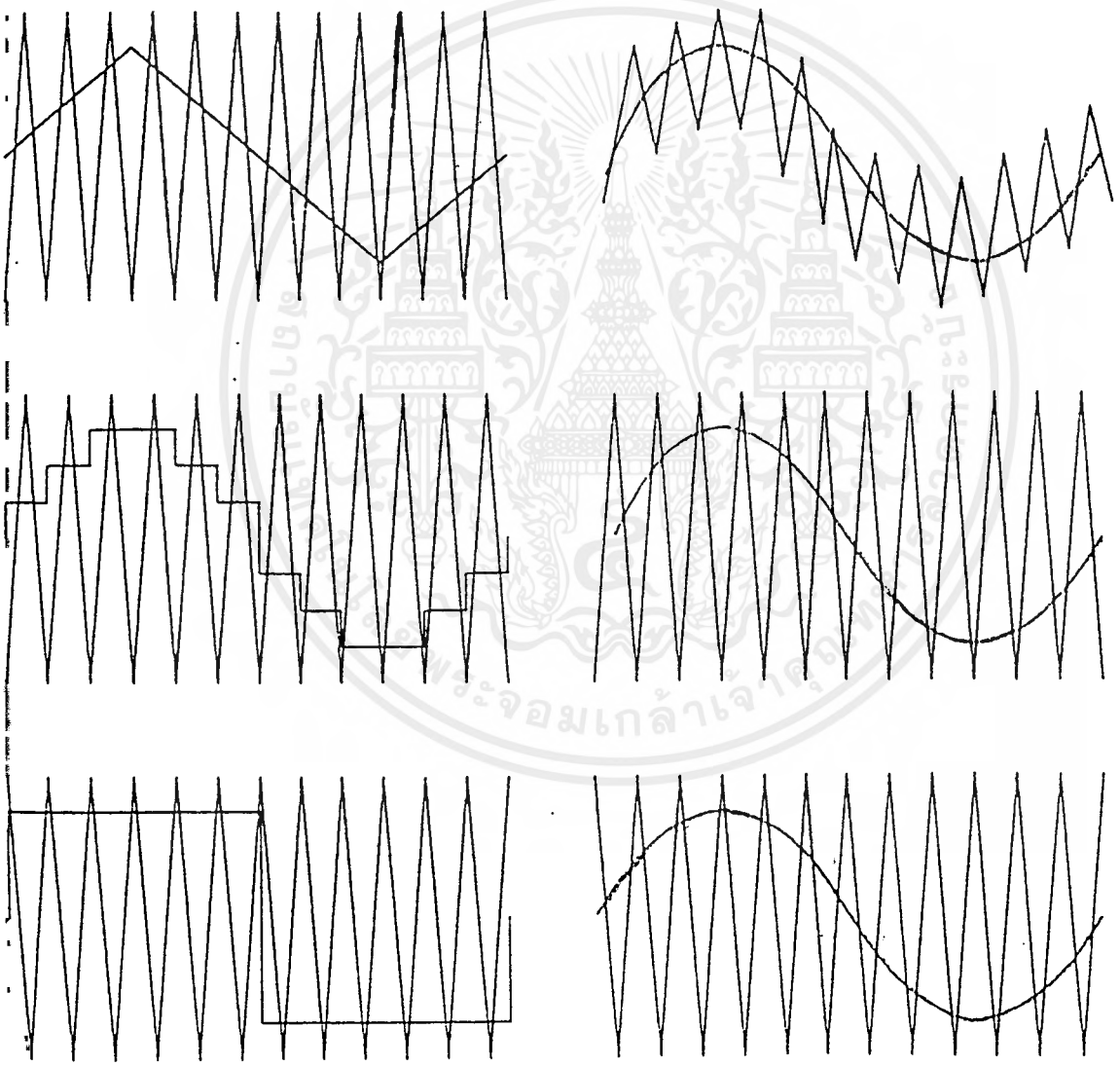
2.4.2 การสร้างรูปคลื่น PWM

รูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่าง ๆ ได้แก่

- การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่ง สามารถกระทำได้โดยการ โปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทชิ่ง ผ่านทางพอร์ทเอาท์พุทซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์มุมต่างๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์ จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้น เพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยการใช้วงจรอิเล็คทรานิกส์ การสร้าง PWM จากวงจรอิเล็กทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339, LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ สัญญาณอ้างอิง(Reference Signal) กับสัญญาณแคร์เรียร์ (Cariier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ส่วนสัญญาณแคร์เรียร์จะมีความถี่สูงกว่าในโครงงานนี้ ใช้วิธีเปรียบเทียบโดย วงจรอิเล็กทรอนิกส์ในการสร้างสัญญาณ วิธีนี้มุมสวิทช์ของรูปคลื่น PWM ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียสามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังรูป



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์

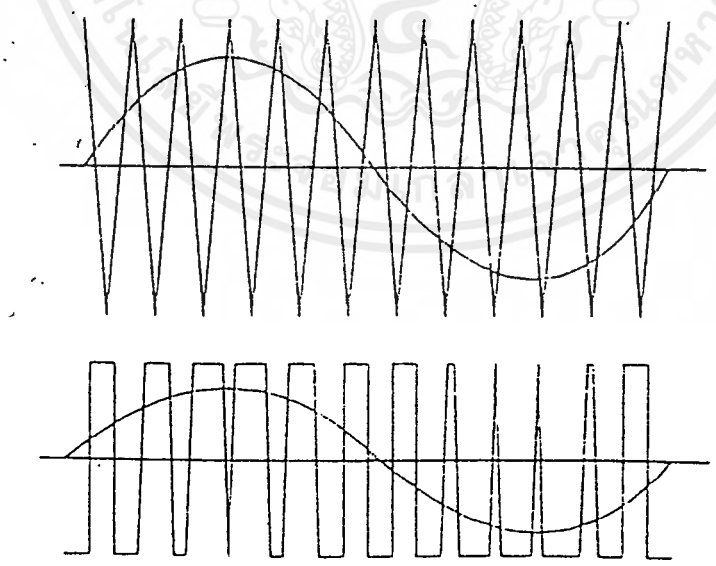
การสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการจะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่น PWM ได้แก่

- อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ ต่อสัญญาณอ้างอิง (FrequencyRatio)
- อัตราส่วนแอมปลิจูด ของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชั่น (Modulation Ratio,K)

จากทฤษฎีและข้อมูลเก่าที่มีการคำนวณและศึกษามาได้นำค่า K, N ไปวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ จะได้ว่า โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชั่น จะใช้ค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้นถ้าค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทชิ่งจะมีจำนวน 2N มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีค่า N ไม่เกิน 1

2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปลิ้ง

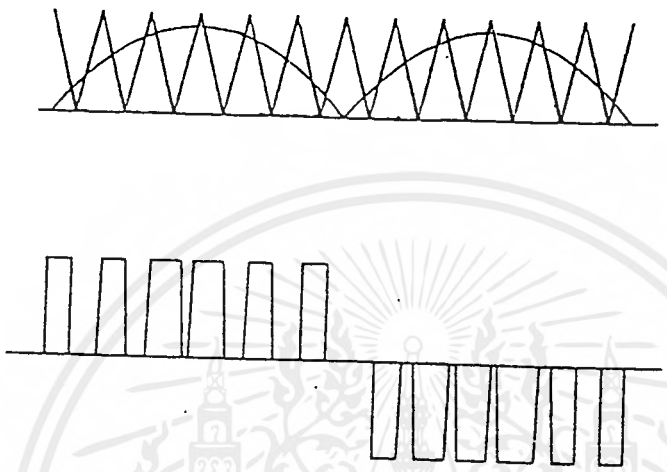
การสร้างแบบนี้จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้คลื่นซายน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่นช่วงที่ซายน์มากสามเหลี่ยมจะเป็นบวกและช่วงที่คลื่นซายน์มีขนาดน้อยกว่าจะเป็นลบ วิธีนี้ใช้ในส่วนวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ของโครงงานที่ทดลอง



รูป 2.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปลิ้ง ชนิด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

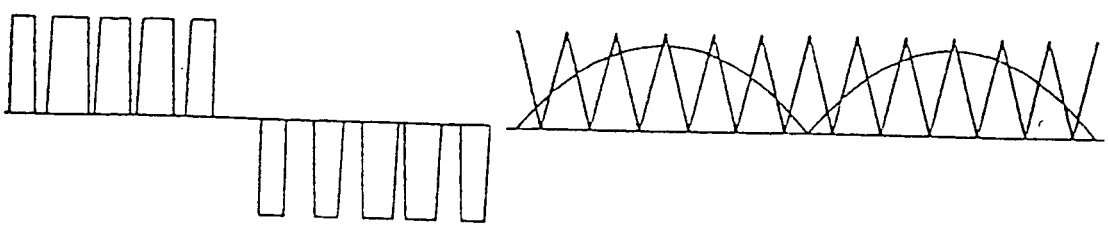
สำหรับการเปรียบเทียบ 3 ระดับนั้นจะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติฟายขึ้นไปเป็นคลื่นฟูลเวฟเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ที่ถูกยกระดับขึ้นไปอยู่เหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่า ในครึ่งคาบแรก การสวิทช์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.8



รูป 2.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปลิ้ง ชนิด 3 ระดับ

2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปลิ้ง

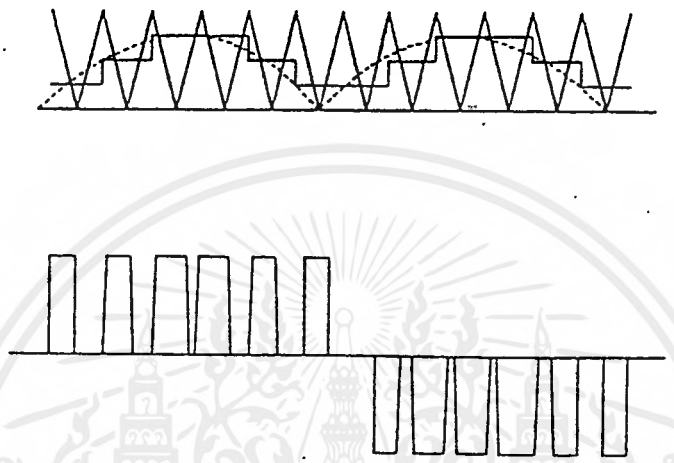
การสร้างแบบนี้ใช้หลักการแบบเดียวกันกับแบบเนเทอรอล โดยดัดแปลงจากแบบเนเทอรอลเนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลนั้นระหว่างเปรียบเทียบแต่ละครั้งส่วนของซายน์จะไม่



รูป 2.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปลิ้ง ชนิด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเชิงเส้นการเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์ จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแซมปลิ้ง และโฮลด์ (Sampleand Hold) ที่มีความถี่การแซมปลิ้งเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูล่าสามารถทำได้ แบบ 2 ระดับเช่นเดียวกัน



รูป 2.10 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปลิ้ง ชนิด 3 ระดับ

ในโครงงานนี้ไม่ได้ใช้วิธีการสร้างคลื่น PWM แต่เลือกใช้วิธีเนเทอรแซมปลิ้งแบบ 2 ระดับ

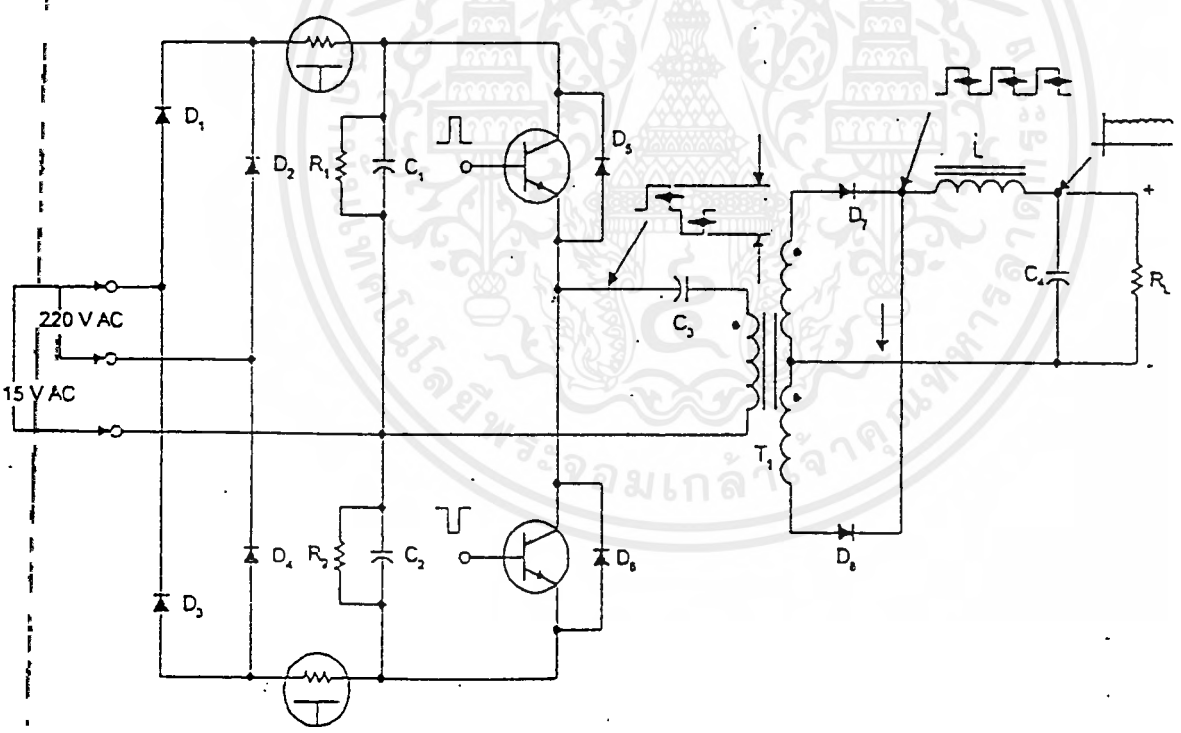
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

3.1 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งไซเคิลของอุปกรณ์ สวิทช์โดยที่หม้อแปลงไม่มีการแทป ศักดาที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณ ครึ่งหนึ่งของศักดาอินพุทการที่สวิทช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไซเคิลดังในรูป 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

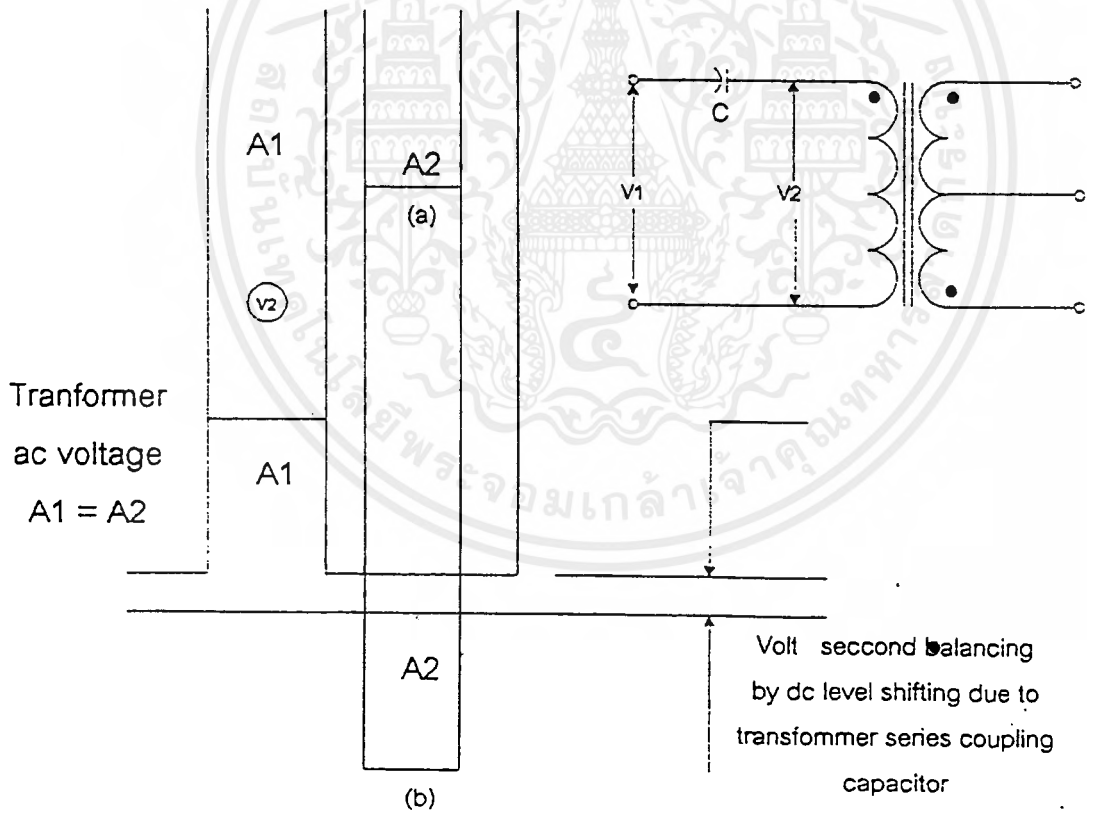
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจากศักดาลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของศักดา อินพุทแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถ ทำให้ศักดาของเอาท์พุทเกิดความ สมดุลย์กันได้อีกแต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิทช์จะสูงขึ้นกว่าปกติ โดยถ้าสมมติว่าวงจรมีประสิทธภาพ 80% และมีค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

$$IC = 3Po/Vi$$

ในกรณีที่เกิดศักดาที่ไม่สมดุลย์กันแล้ว นำไปผ่านเข้าหม้อแปลง จะทำให้เกิดFulx walking ซึ่งจะมีผลต่อไปทำให้แกนหม้อแปลงเกิดอิ่มตัว และกระแสจำนวนมากมายจะเกิดขึ้นเช่นเดียวกับวงจรพุทพูล



รูปที่ 3.2 a) แสดงรูปคลื่นที่ไม่สมดุลย์ b) แสดงรูปคลื่นเมื่อใส่ C-Coupling เพื่อแก้ปัญหา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การแก้ไข

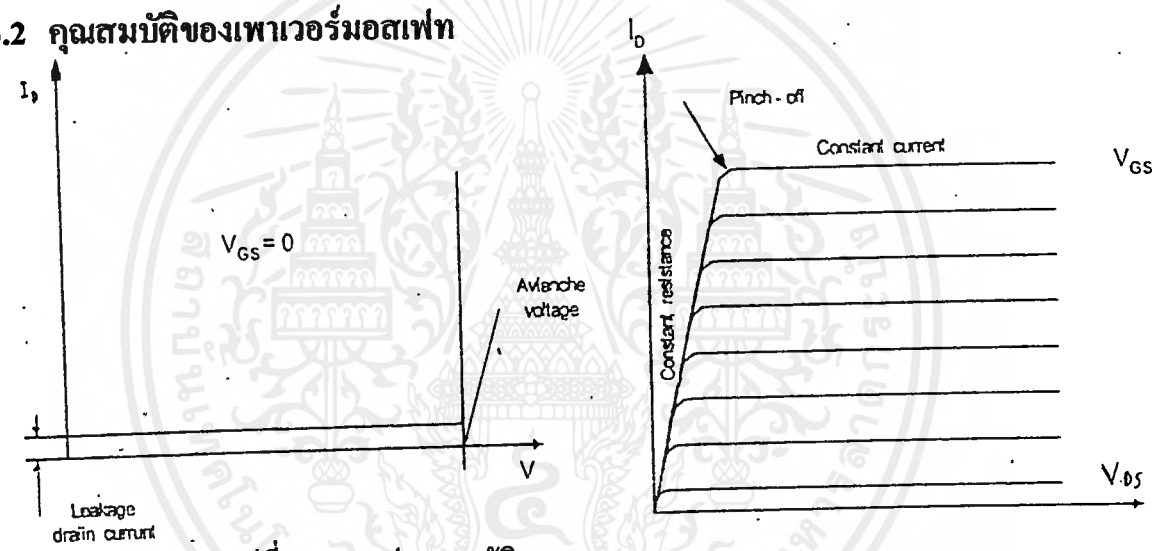
- เราสามารถแก้ไขการเกิดปัญหานี้ โดยการต่อ C-Coupling เข้าไปดังแสดงในรูป โดยต่ออนุกรมเข้าไปกับหม้อแปลงด้าน Primary ซึ่งจะยกระดับ DC ขึ้นมา

- อีกวิธีหนึ่งคือ การลดเวลา turn-on ของทรานซิสเตอร์โดยการใช้ BakerClamp Diodeในวงจรขับเบส

3.1.3 การออกแบบ C-Couppling

จากรูปการคำนวณจะเกี่ยวข้องกับ ค่าอินดัคแตนซ์ในส่วนของวงจรกรองทางด้าน Secondary

3.2 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟท



รูปที่ 3.3 กราฟคุณสมบัติของ POWER MOSFET

เพาเวอร์มอสเฟท (POWER MOSFET) เป็นอุปกรณ์ เพาเวอร์เซมิคอนดัคเตอร์ ที่ขนาดกำลังต่ำแต่ มีความสามารถในการสวิทชิ่งที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี นอกจากนี้ยังเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอริตี้แคเรียร์ (Majority Carrier)

จากโครงสร้าง เกท กับ ซอร์ส จะถูกแยกออกจากกันโดยชั้นของ SI ระหว่าง เกทกับซอร์ส เปรียบเสมือนมีค่า C อยู่

เมื่อเราป้อนแรงดันที่เหมาะสมเข้าที่เกท จะทำให้ชั้นของซิลิกอนเกิดการเหนี่ยวนำแล้วจะเหนี่ยวนำไปเป็นทอดๆ กระแสก็จะเริ่มไหล การที่เพาเวอร์มอสเฟทเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอริตี้แคเรียร์ ปัญหาการ Storage Time จึงไม่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่เกทของเพาเวอร์มอสเฟทถูกแยกจาก ซอร์ส โดยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ จึงทำให้วงจรไดร์ฟไม่ขึ้นกับค่ากระแสโหลด มอสเฟทสามารถไดร์ฟด้วยแรงดัน ซึ่งแตกต่างจากไบโพลาร์ ที่ไดร์ฟด้วยกระแส ทำให้วงจรไดร์ฟของมอสเฟทไม่ยุ่งยากนัก

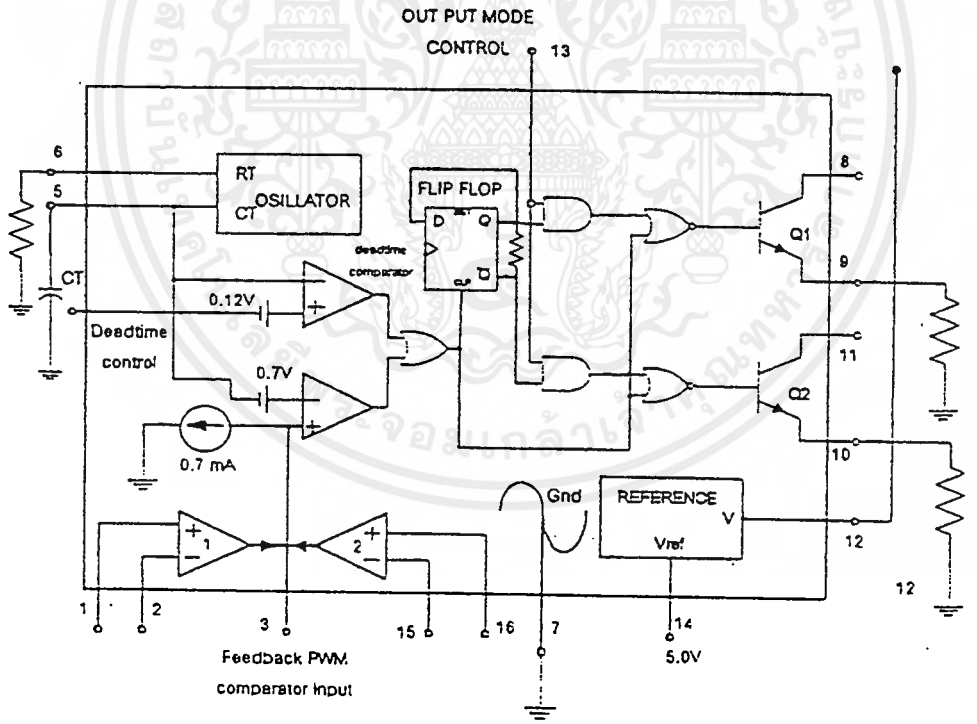
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง

4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM สำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์

สำหรับส่วนนี้ เลือกใช้ IC TL49 เป็นชิฟสำเร็จรูป ในการสร้างสัญญาณ เพราะเป็น IC ที่สร้าง พีดับบลิวเอ็ม โดยใช้หลักการเปรียบเทียบแรงดันเช่นเดียวกับหลักการทั่ว ๆ ไป และยังสามารถปรับความถี่ได้ โดยการปรับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ สามารถปรับขนาดความกว้างของพัลส์ พร้อมกับมีการป้อนสัญญาณกลับมาเปรียบเทียบในตัวเองได้ TL494 จึงสะดวกและง่ายต่อการใช้งาน

การเปรียบเทียบสัญญาณใน TL494 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อนกับสัญญาณ



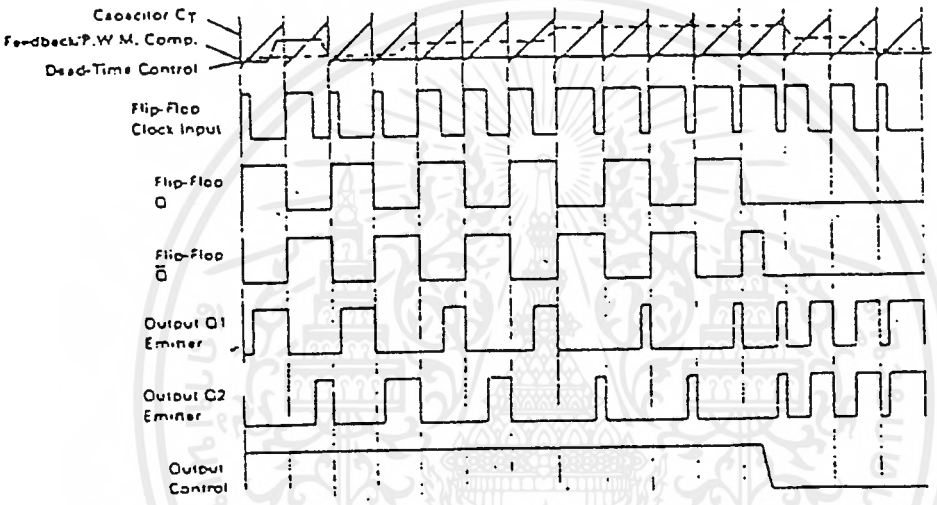
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรภายในของ IC TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟตรง พีดับบลิวเอ็มที่ได้จึงเป็นสัญญาณที่มีเนื้อพัลส์เท่ากันทุก ๆ พัลส์ความถี่ของสัญญาณซึ่งเกิดจากออสซิสเลตในตัว TL494 คำนวณได้จากสูตร

$$fosc = 1.1 / Rt\ Ct$$

โดยที่ความถี่ของสัญญาณ PWM จะเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณที่เกิดจากการออสซิลเลตในตัวของ TL494



รูปที่ 4.2 แสดง Timing Diagram ของ TL494

4.2 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) และสัญญาณพัลส์ (Pulse)

การสร้างสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 20 kHz ใช้ IC เบอร์ TL494 เป็นตัวผลิตผลสัญญาณฟันเลื่อย และสัญญาณพัลส์ Pulse ความถี่ 10 kHz ที่ขา 8 กับขา 11 เพื่อไป Drive Q1, Q2 ต่อไป

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน ค่าเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R และ C จากภายนอกที่ขา 6 และ ขา 5 ของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T = Rt Ct /1.1

เพราะฉะนั้น f = 1.1/Rt Ct

= 20 kHz

จากการสร้างสัญญาณใช้ Ct ที่ขา 5 เท่ากับ 0.01 UF และที่ขา 6 ต่อความต้านทานปรับค่าได้ 50 K เพื่อผลิตสัญญาณ ฟันเลื่อย ความถี่ 20 KHZ และป้อนสัญญาณนี้เข้าวงจร Comparator อีกทีหนึ่ง โดยใช้ IC เบอร์ 741 เปรียบเทียบกับไฟ DC ก็จะได้ Pulse ความถี่20 KHZ ที่ขา 6 ของ IC เบอร์ 741

สำหรับ Pulse ความถี่ 50 HZ สร้างได้จาก วงจรหารความถี่ ซึ่งตัวหารจะต้องมีค่าเท่ากับ 20 KHz/50 เท่ากับ 400 KHz โดย 4*10*10 โดยใช้ตัวหาร 4 จำนวน 1 ตัว ซึ่งเราใช้ IC เบอร์14024 และสำหรับวงจรหาร 10 ใช้ IC เบอร์74LS90 จำนวน 2 ตัว ก็จะได้ Pulse 50Hzที่จุด A แล้วส่งสัญญาณเข้าวงจรกำเนิด Sine Wave ความถี่ 50Hz

4.3 การสร้าง Sine Wave 50 Hz

หลักการในการออกแบบนั้นเราต้องการทำการแปลงสัญญาณ Pulse ความ50Hz ให้เป็นสัญญาณ Sine Wave ความถี่ 50 Hz ซึ่งสัญญาณ PULSE นั้นเราจะทำการใช้ low หรือ band pass กรองให้เป็น sine wave โดยตรงนั้น ไม่สามารถทำได้ เนื่องจากสัญญาณ Pulse มี harmonic มากมาย หรือถ้าเราจะทำการออกแบบ โดยนำเอสัญญาณ Pulse มาทำการ integrate2 ครั้ง เพื่อให้ได้ sine wave นั้นก็ได้ แต่สัญญาณที่ได้ออกมานั้นจะเพี้ยนไม่เป็นสัญญาณ puresine wave ดังนั้นเราจะต้องทำการแปลงสัญญาณ Pulse มาเป็นสัญญาสามเหลี่ยมก่อน และหลังจากนั้นจึงทำการใช้ band pass filter กรองความถี่ให้เหลือ 50 Hz ซึ่งนั่นก็คือ สัญญาณ sine wave นั่นเอง

วิธีการสร้างสัญญาณ sine wave นั้นจากรูป 4.2 เมื่อเราได้สัญญาณ pulse ความถี่ 50 Hz จากวงจรหารความถี่ แล้วสัญญาณที่ได้จะมีซีกบวกอย่างเดียวแต่ในการ integrate สัญญาณ pulse ให้เป็นสามเหลี่ยมนั้น เราต้องใช้ pulse ทั้งซีกบวก และซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณที่เราได้จากวงจรหารความถี่นั้น เราต้องทำการดัดแปลสัญญาณ pulse ที่มีซีกบวกเพียงอย่างเดียว ให้มีทั้งซีกบวกและซีกลบเสียก่อน โดยเราจะใช้ OpAmp ตัวแรกเป็นตัว copare และใช้ Zener Diode 3.3V เป็นตัว block สัญญาณให้มีทั้งซีกบวและซีกลบ ซึ่งมีค่า+3.3V และ -3.3V เมื่อเราได้สัญญาณ Pulse แล้วจึงทำการ intergrate โดย Op Amp ตัวที่ 2 จากนั่นเราจึงกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

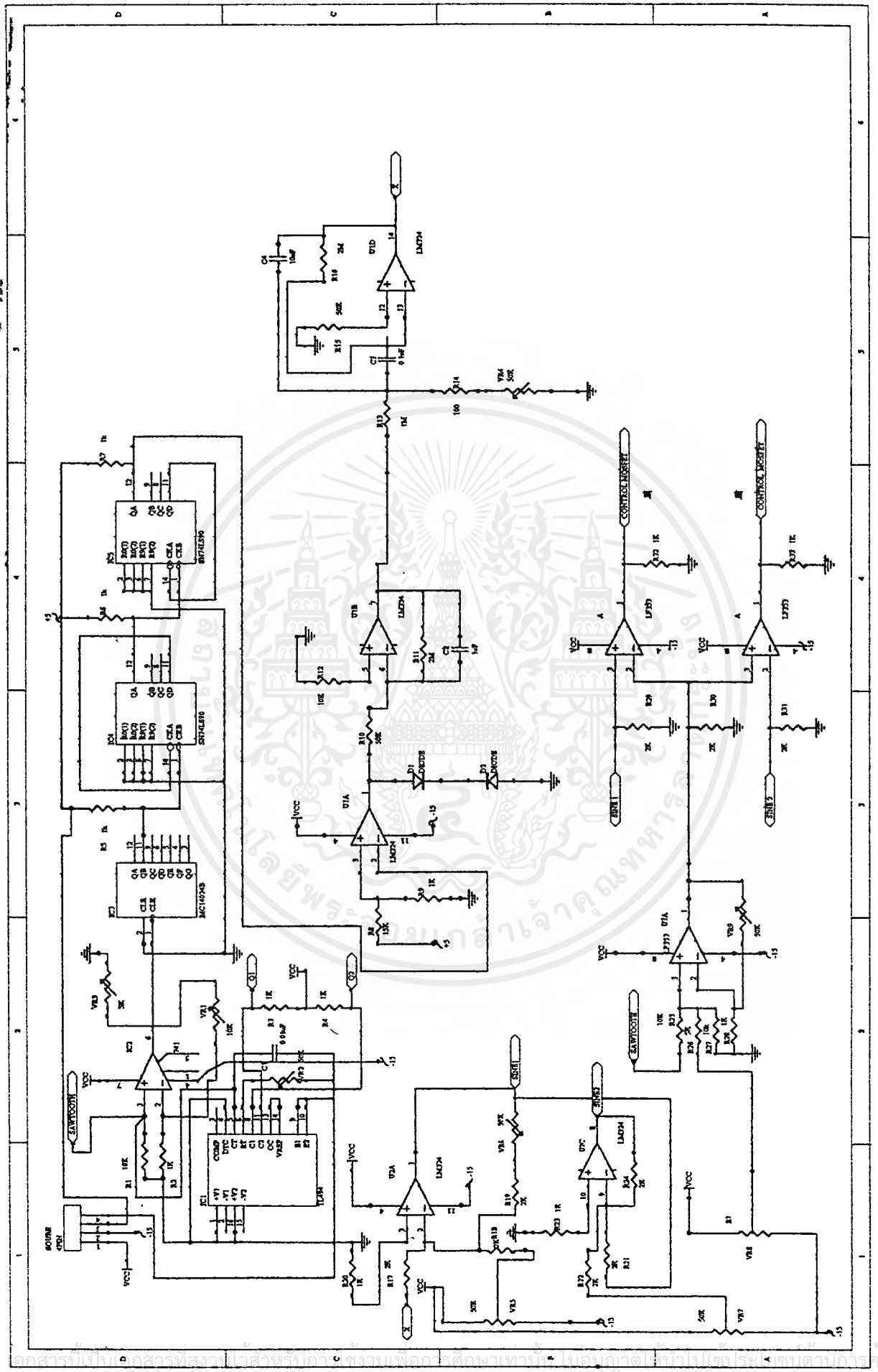
ความถี่โดยใช้ band pass filter ขนาด 50 KHz ซึ่งทำงานโดย Op Amp ตัวที่ 3 และ 4 จากนั้นเราทำการขยายสัญญาณ sine wave โดยใช้ Op Amp ตัวที่ 5 ซึ่งทำงานโดย Op Amp ตัวนี้สามารถปรับ offset สัญญาณ sine wave ให้ซีกบวกและซีกลบมีขนาดเท่ากันโดย VR 47 K ส่วน Op Amp ตัวที่ 6 จะทำการกลับ phase สัญญาณ sine wave ทำให้เราได้สัญญาณ sine wave 2 สัญญาณซึ่งมี phase ตางข้ามกัน หลังจากนั้นนำสัญญาณทั้งนี้เข้าวงจร Comparator

4.4 วงจร COMPARATOR

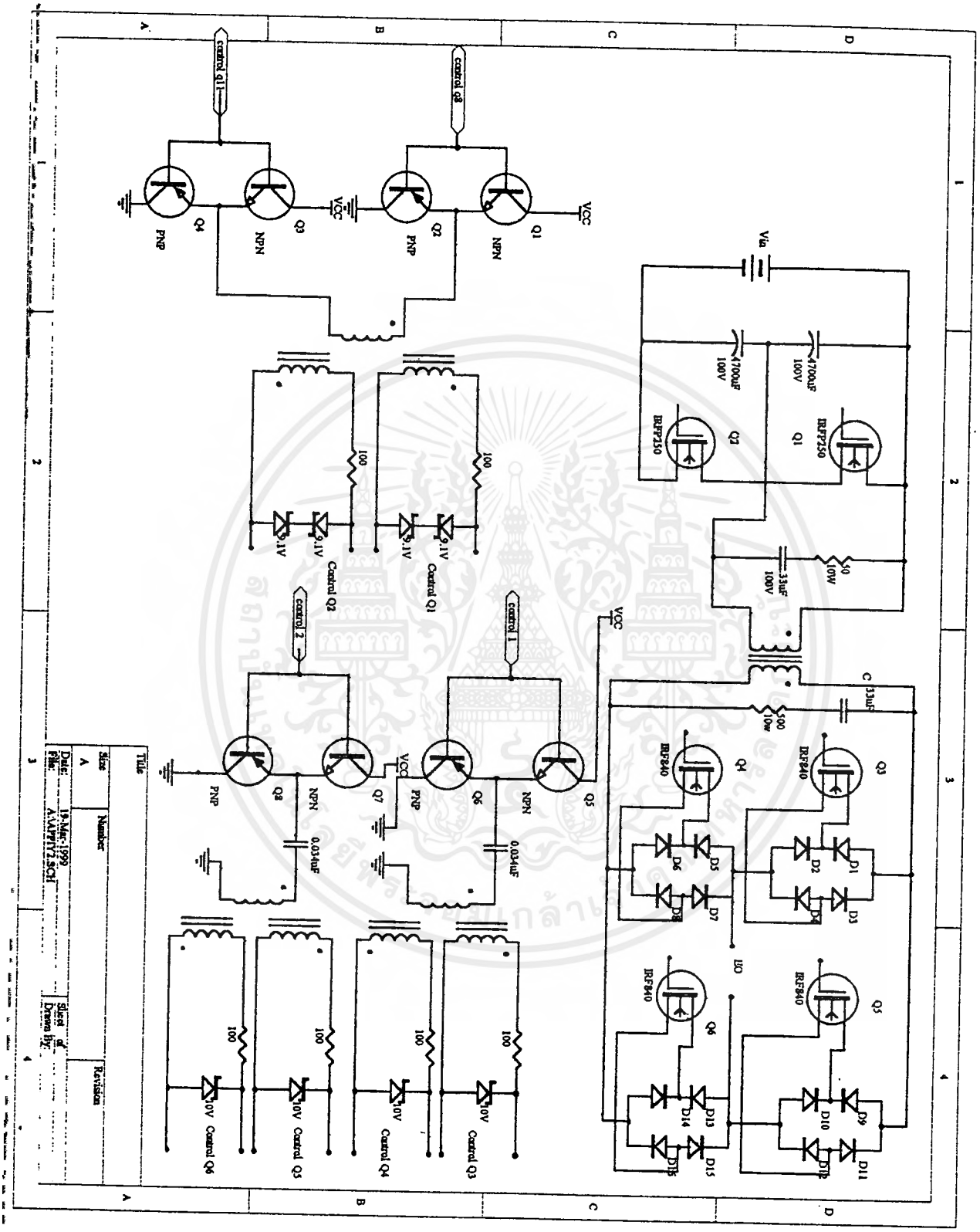
เมื่อเราได้สัญญาณ sine wave ที่มี phase กลับกันความถี่ 50 Hz แล้วนำการเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อนความถี่ 20 HKz โดยเราใ ช้ comparator ที่มีความไวสูงซึ่งในที่นี้เราใช้ IC เบอร์ LM 2903 ซึ่งเป็น Dual Comparator สัญญาณ O/Pที่ได้จะเป็นสัญญาณ S,S ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการสร้างสัญญาณทริกขาเกทของ POWERMOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

34028



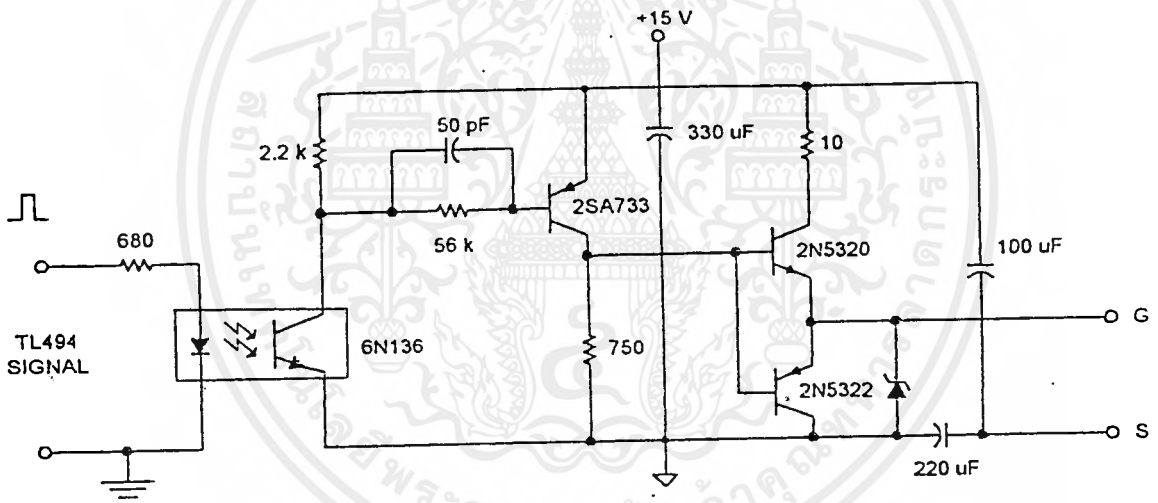
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

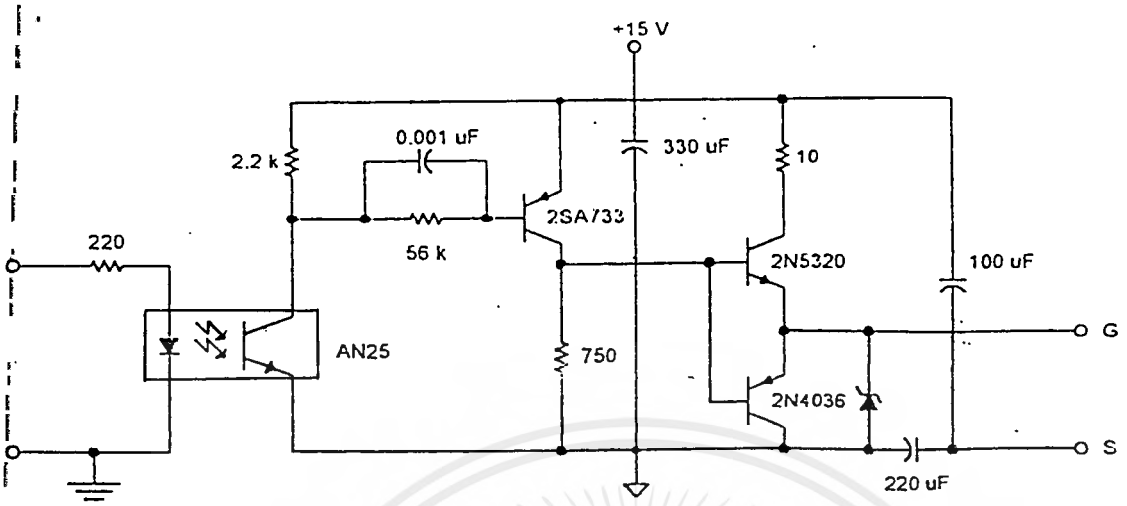
4.5 วงจรขับมอสเฟท

วงจรขับทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟท เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟทสามารถ ทำงานได้อย่างเหมาะสม วงจรขับมอสเฟสเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก เนื่องจากมอสเฟทควบคุมการทำงานด้วย แรงดันสำหรับวงจรขับของทั้งสองส่วนคือ ส่วนวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ วงจรขับจะต้องแยกกราวด์ออกจากส่วนของอินพุท ในโครงงานนี้ใช้ออปโตไอโซเลเตอร์เป็นตัวแยกกราวด์ ปัญหาของวงจรขับอยู่ที่ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่อาจไม่เหมาะสม ซึ่งเมื่อควบคุมให้มอสเฟททำงานจริงๆ ที่พิกัด สัญญาณของวงจรขับจะเพี้ยนได้ง่าย เพราะเป็นระดับของศักดาซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของ มอสเฟท และมีผลต่ออุปกรณ์ในวงจรขับเองทำให้การหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรขับแตกต่างจากทฤษฎีมาก



รูปที่ 4.3 วงจรขับมอสเฟทสำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

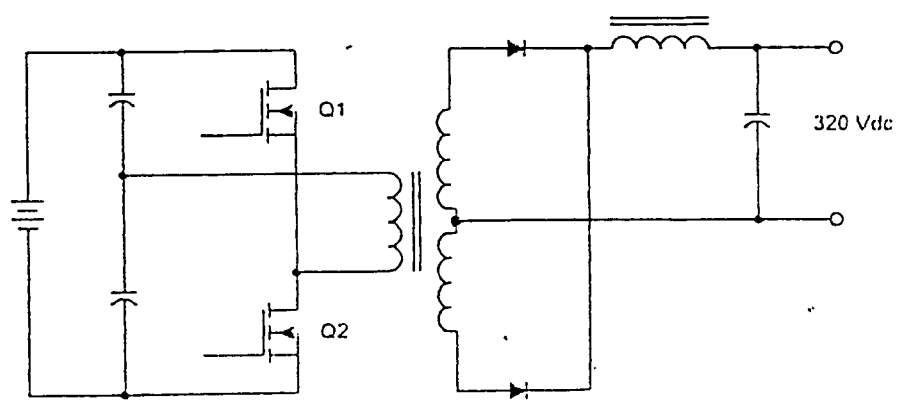


รูปที่ 4.4 วงจรขับมอสเฟทสำหรับวงจรฟูลบริดจ์

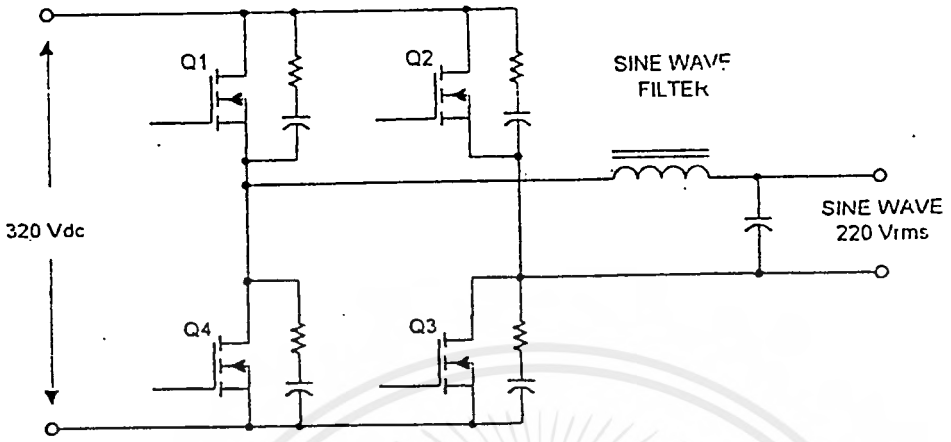
ลักษณะการทำงานของวงจรขับ คือในส่วนอินพุท ซึ่งเป็นสัญญาณ พีดับ บลิวเอ็มที่ได้มาจากการเปรียบเทียบถูกป้อนเข้ามายังออปโตไอโซเลเตอร์ ในขณะที่มีระดับศักดาป้อนเข้ามา ไดโอเปล่งแสง จะทำให้ทรานซิสเตอร์ในส่วนเอาท์พุทของออปโตทำงาน เพาเวอร์ซัพพลายในส่วนเอาท์พุท ซึ่งคนละกราวด์อินพุทจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายใหม่ ทำให้วงจรทำงานได้ต่อๆ ไป เอาท์พุทจะระดับศักดา ไม่เกินศักดาของซัพพลายซึ่งสามารถที่จะขับมอสเฟสให้ทำงานได้สำหรับออปโต 6N136 จะมีความไวกว่า 4N25 สำหรับวงจรฟูลบริดจ์

4.6 วงจรกำลัง

วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้มี 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรกำลังที่ใช้ในโครงงานนี้

4.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

4.7.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดฟลักซ์ ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกนโดยตลอด เมื่อนำขดลวดมาพันในแกนตรงข้าม ก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน และมีกระแสไหลผ่านเช่นเดียวกัน ถ้าหากหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

$$N_P/N_S = V_P/V_S$$

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการ แรงดันเอาท์พุทต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุท โดยที่ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

$$E = NA_S(dB/dt)10^{-6}$$

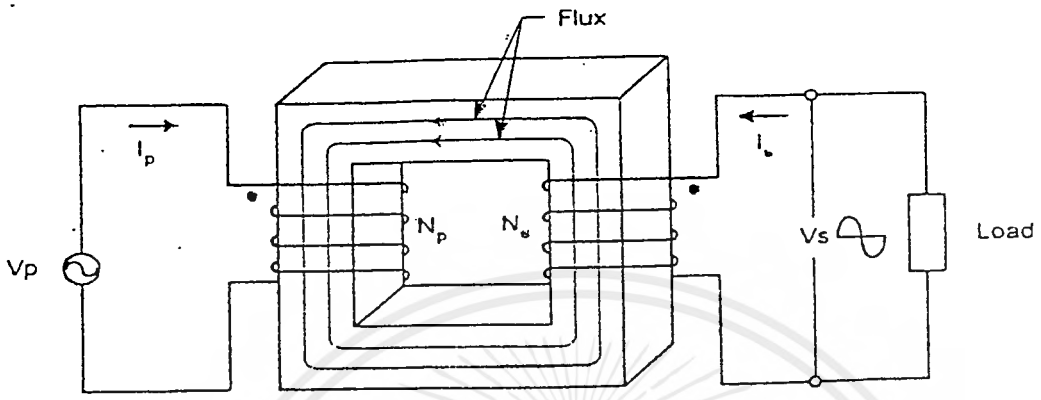
ถ้าหากว่าหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์จะได้สมการ

$$B_{max} = V_P*(10)^8/ Kf N_p A_S$$

โดยที่ค่า K = 4.4 ถ้าเป็นคลื่นซายน์

K = 4.0 ถ้าเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก B max ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

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

$$N_P = (V_p)*(10)^8/4fB_{max}A_e$$

จะได้ว่าพารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ จะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสม พารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่

บริเวณเนื้อที่แกนที่จะพันขดลวด ซึ่งจะต้องเลือกให้ใหญ่พอดีที่จะพันตามขนาดขดลวด เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

ขนาดของแกนที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

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

d : ความหนาแน่นกระแสของขดลวด (แอมป์/ตารางเมตร)

p : ความสามารถในการรับพลังงานของขดลวด (วัตต์)

B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Gauss)

A_e : พื้นที่เอ็ฟเฟคทีฟ (ตารางเซ็นติเมตร)

A_c : พื้นที่ขอบป๊อบบิ้น (ตารางเซ็นติเมตร)

วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือก สารแม่เหล็กเกือบทุกชนิด สามารถที่จะเลือกมาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบมากในคอนเวอร์เตอร์รุ่นใหม่ๆ

คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์

- ไม่ต้องเลือกการทำงานที่ B สูงๆ (B_{sat} = 3000 – 5000 G : ของ Ferrite)
- ค่าสูญเสียในแกนต่ำมากที่ความถี่สูงๆ
- ง่ายต่อการประกอบ

4.7.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

- เลือกแกนเฟอร์ไรท์
- เลือก B ที่ศักดาต่ำสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าจริงๆ
- หาค่ากระแส I โดยคำนวณจากศักดาต่ำสุด และจะต้องเป็นศักดาไฟแรง

Ip = $3Vout/Vin$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาขนาดของแกน และบ๊อบบิ้น

$A_e A_c$ = $[0.68\ P_{out} D/fB_{max}]*10^3$

D : เซอร์คิวล่าร์มิล/แอมป์

แล้วเลือกค่า A_c , A_e จากตารางให้เหมาะสม ควรมากกว่า 50% ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

- คำนวณขนาดลวดทางด้านปฐมภูมิ
  เมื่อเราทราบ D ทราบ I_p
  เราทราบ DI_p จะเป็นค่า C, m/A นำไปเลือกขนาดของลวด
  เมื่อทราบขนาดของบ๊อบบิ้น จะทราบจำนวนรอบที่พัน

N_P = $V_P*10^8/\ 4fB_{max}A_c$

สมมติพันทางด้านปฐมภูมิไป 30% ของเนื้อที่ จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้ จากการคำนวณเช่น 100% 180% รอบ 30% ควรจะพัน 60 รอบ
กรณีที่พันจริงได้ 60 รอบ หรือน้อยกว่านี้ แสดงว่าเลือกแกนของบ๊อบบิ้นได้ถูกต้องหากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

- ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรงดันป้อนเข้าสูงสุด
  หาค่าแรงดันป้อนเข้าสูงสุด

B_{max} = $V_P*10^8/\ KfN_PA_c$

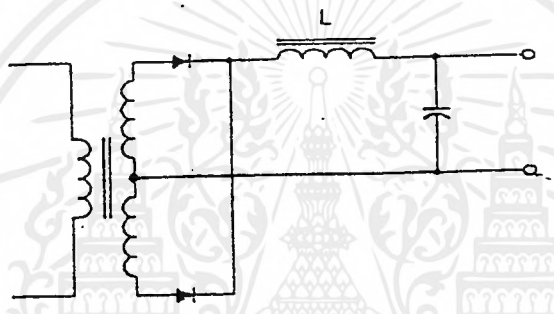
- คำนวณจำนวนชั้นของ ด้านปฐมภูมิ หาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด
- คำนวณหาจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิ

N_S - $N_PV_S/\ V_P$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ เมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่ จะพันขดลวดหนึ่งทับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลดลีกเกจอินดัคแตนซ์ที่อาจเกินขึ้นให้น้อยลง โดยการพันแบบแซนด์วิช

4.8 ส่วนแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Filter)



รูปที่ 4.7 วงจรกรองสัญญาณ

ส่วนกรองสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ เป็นการกรองสัญญาณให้เป็นสัญญาณไฟตรง จากการสวิทชิ่งของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ ในส่วนนี้มีส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือเร็คติฟาย, อินดัคเตอร์ และคาปาซิเตอร์

โดยทั่วไปเอาท์พุทจากหม้อแปลงจะทำให้เป็นไฟตรงได้โดยการเร็คติฟาย แล้วผ่านวงจรกรองสัญญาณ แต่ถ้าความถี่สูงมากๆ อุปกรณ์ที่ใช้จะต้องมีลักษณะพิเศษเพิ่มเติม เช่น ไดโอด จะต้องมีระยะเวลาการฟื้นตัวเร็วมาก คาปาซิเตอร์ ควรมี ESR ต่ำ อินดัคเตอร์จะต้องไม่เก็บพลังงานไว้ในตัวเอง หรือเก็บได้น้อยที่สุด เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนของเอาท์พุท ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในส่วนเอาท์พุท (มีการสมการบางสมการช่วยในการออกแบบด้วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

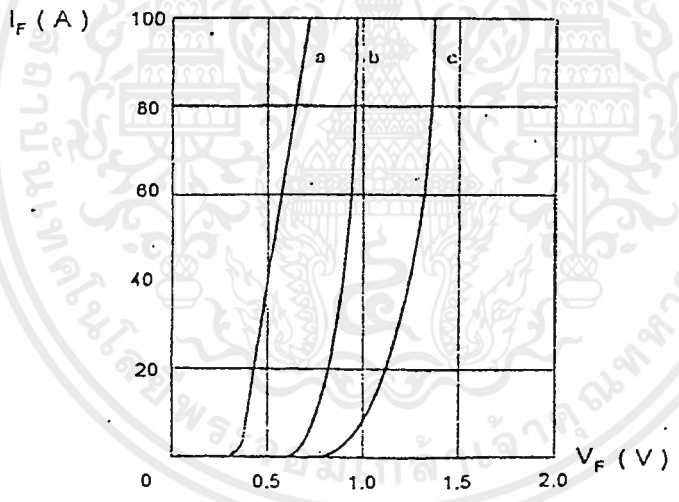
4.8.1 คุณสมบัติของเรคติฟาย (Rectifier)

คุณสมบัติของไดโอดที่ใช้งานส่วนเรคติฟาย จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- **ไดโอดจะต้องมีค่าศักดาตกคร่อมเมื่อนำกระแสต่ำ**
- **ไดโอดจะต้องมีระยะเวลาในการฟื้นตัวเร็วมาก (Fast Recovery Diode)**
- **มีความสามารถรับพลังงานได้เพียงพอ**

PN junction หรือไดโอดธรรมดา ไม่เหมาะสมที่จะใช้กับสวิทชิ่ง เพราะประสิทธิภาพต่ำ และช่วงระยะเวลาฟื้นตัวช้า

ชนิดของไดโอด ที่ใช้ในส่วนเรคติฟายมี 3 ชนิดที่นิยมคือ



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงคุณสมบัติของไดโอดทั้ง 3 ชนิด

- High Efficiency - Fast Recovery
- High Efficiency - Very Fast Recovery
- Schottky Barrier Rectifier
- Fast, Vary Fast Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีศักดาตกคร่อมมากกว่าชนิดที่ 3 และอยู่ในช่วง 0.8 – 1.2 โวลท์ เหมาะสมกับอุปกรณ์พวกแรงดันต่ำ เช่น ศักดาเอาท์พุท ประมาณ 12 โวลท์ ในปัจจุบันจะมีการสวิทชิ่งที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ทซ์ หรือมากกว่านี้ ไดโอดที่กล่าวมาทั้ง 2 ชนิด จะลดสวิทชิ่งที่จะไปเกี่ยวข้องกับ Ripple ของเอาท์พุท

- Schottky Barrier Rectifier

มีศักดาตกคร่อมประมาณ 0.5 โวลท์ แม้ว่ากระแสที่ไหลผ่านจะเพิ่มสูงขึ้นก็ตาม ไดโอดชนิดนี้เป็นเมเจอร์ตี้แคเรียร์ แต่ข้อจำกัดของไดโอดชนิดนี้คือ Reverse Blocking มีค่าต่ำปัจจุบันประมาณ 100 โวลท์ ไดโอดชนิดนี้เกิดการพังทลายเนื่องจากความร้อนได้ง่ายกว่า

4.8.1 คุณสมบัติและการออกแบบส่วนของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนกรองสัญญาณเอาท์พุท การทำงานพิจารณาเป็น 2 ลักษณะคือ

- เก็บพลังงานตลอดช่วง Turn-Off หรือ Notch Period เพื่อที่จะทำให้กระแสไหลไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
- ช่วยให้แรงดันเฉลี่ยของเอาท์พุทเรียบยิ่งขึ้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	E_{in}	=	$2E_{out}$
ดังนั้น	E_{in} - E_{out}	=	E_{out}
	Δt	=	*dead time หรือ notch time*
ค่า	*t off*	=	จะมีค่าสูงสุด
	t_{out}	=	จะมีค่าต่ำสุด

ดังนั้นความเหนี่ยวนำต้องเหมาะสม เพื่อเก็บพลังงานอย่างเพียงพอ จะจ่ายเอาท์พุทอย่างต่อเนื่องตลอดช่วง notch period

ถ้าแทนค่า Δt ในเทอมของแรงดันด้านทุติยภูมิ E_{in} และ E_{out}

$$t = t\,off = [1 - E_{in}/E_{out}] / 2f$$

โดย

f = ความถี่ที่ใช้ในการสวิทชิ่ง

1/2 = แฟคเตอร์ที่สัมพันธ์กับ notch time *(t off)* กับเวลาทั้งหมด

เพื่อที่จะทำให้ค่า Inductance peak current ต่ำสุดและมี Ripple น้อยที่สุด ΔI_L ไม่ควรมีค่ามากเกิน 0.25 I_{out}

$$V_L = L\, di/dt$$

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

4.8.2 คุณสมบัติและการออกแบบตัวเก็บประจุในส่วนกรองสัญญาณ

การเลือกใช้ขนาดของตัวเก็บประจุ และการออกแบบ ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรที่ใช้งานกระแสสูงสุดขณะทำงาน, ความถี่ในการสวิทช์ ในการใช้งานในปัจจุบันเลือกใช้ อิเล็คโตรไลท์มากกว่า ESR เพราะ ESR จะมีผลต่อ Ripple สูงสุดขณะทำงาน, ความถี่ในการสวิทช์ นอกจากชนิดของตัวเก็บประจุที่เราต้องพิจารณาแล้ว การคำนวณค่าและการวิเคราะห์รูปแบบของตัวเก็บประจุก็มีความสำคัญเช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟ รูปกราฟและกระแสของ C จะมีจุดเซ็นเตอร์ที่ศูนย์ มีขนาด ΔI สังเกตว่ากระแส I_C จะตัดที่ศูนย์ เมื่อเพิ่มไปทางบวกที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นช่วงกึ่งกลางของ t_{on} และt_2 เป็นช่วงกึ่งกลางของ t_{off} ดังนั้นกระแสที่จะทำให้เกิด Ripple Voltage *(V)* หาได้จากสมการ

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

แต่กระแสเฉลี่ยตลอดช่วงเวลา $t_1 - t_2$ คือ

$$[\Delta I_{out}/2] * \tfrac{1}{2} \text{ หรือ } \Delta I_{out}/4$$

ดังนั้นถ้าเราอินเกรทสมการ (1) จะได้ว่า

$$V_{out} = I_{out} * [T/4C_{out} * 2]$$

$$= (\Delta I_{out})\, T/8C_{out}$$

$$= \Delta I_{out}/8fC_{out}$$

$$C_{out} = \Delta I_{out}/8fV_{out}$$

เมื่อ

I_{out} = 0.25 I_L : (I_L กระแสเอาท์พุท)

V_{out} = Ripple Voitage peak to – peak

f = ความถี่ในการสวิทช์

ค่า L, C ที่เหมาะนั้นสำคัญมาก เพราะมีผลต่อวงจรดังนี้

- ค่า L, C มีผลต่อเสถียรภาพของระบบสวิทชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

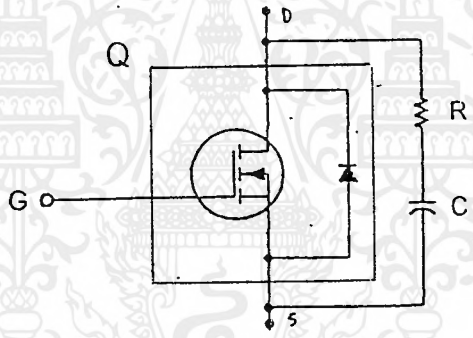
ค่า L น้อย และค่า C ขนาดใหญ่ขึ้น วงจรจะมีผลต่อทรานเซียนต์ดีมาก เพียงแต่โหลดเปลี่ยน Step เท่านั้น

การคำนวณค่า L , C ในทางทฤษฎี เมื่อนำไปใช้จริงๆ แล้วไม่พอดีหรือเหมาะสมโดยทั่วไปค่า C ที่ใช้จริงจะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้

4.9 วงจรป้องกัน

4.9.1 การป้องกันแรงดันเกิน

สำหรับการป้องกันตัวมอสเฟทกำลังนั้น เรามักจะพิจารณาการป้องกันแรงดันเกินเป็นหลักโดยเฉพาะระหว่างเดรนกับซอร์ส



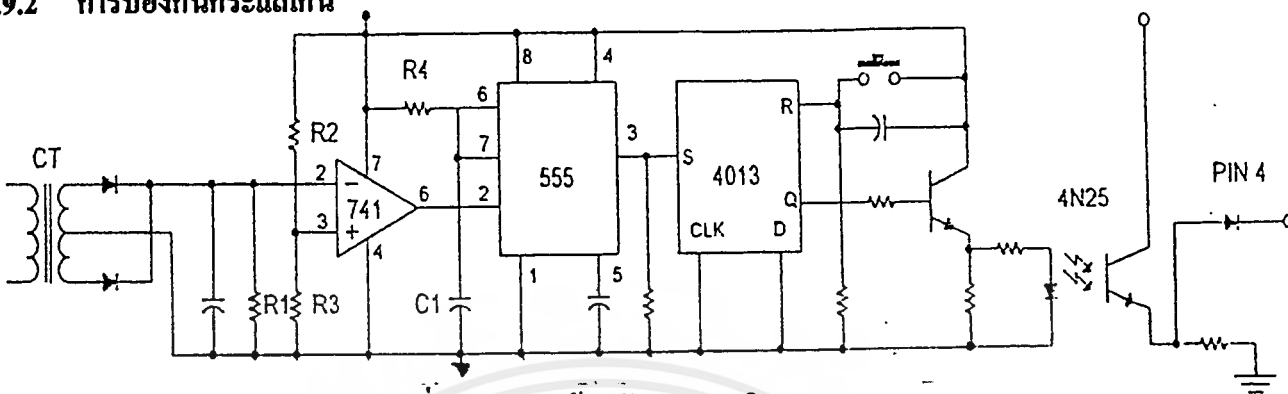
รูปที่ 4.9 วงจรป้องกันแรงดันเกิน (R – C Snubber)

การเกิดศักดาทรานเซียนต์ระหว่างเดรน – ซอร์ส จากการสวิทชิ่งกระแสสูงๆ แล้วโหลดเป็นอินดัคทีฟ ซึ่งสามารถจะดันให้ V DS เกินค่าที่จะทนได้ และมีปริมาณพลังงานมากพอที่จะทำให้อุปกรณ์พังเสียหาย วิธีป้องกันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน แต่ในการทดลองนี้เลือกใช้วงจรสนับเบอร์โดยใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (R – C Snubber)

ขณะที่มอสเฟสหยุดนำกระแสทันทีทันใด กระแสจะไหลผ่านตัวต้านทาน และชาร์จเข้าตัวเก็บประจุเป็นการป้องกันศักดาสไปค์ ระหว่างเดรนกับซอร์ส เมื่อมอสเฟสนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานแล้วไหลผ่านมอสเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.2 การป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 4.10 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรนี้ทำหน้าที่จำกัดหรือป้องกันกระแสเกิน โดยเมื่อมีกระแสเกินที่กำหนดไว้ วงจรนี้จะทำให้ TL 494 ซึ่งเป็นตัวสร้างสัญญาณขับมอสเฟท หยุดจ่ายพัลส์ออกมาทำให้วงจรกำลังไม่สามารถนำกระแสได้จนกว่าจะกดสวิทช์รีเซ็ตจึงสามารถนำกระแสได้อีกครั้ง

ลักษณะการทำงานคล้องหม้อแปลงกระแสไว้ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ในส่วนของการสวิทชิ่ง ที่ความถี่ 50 *kH2* เมื่อมีกระแสไหลทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส ก็จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลทางด้านทุติยภูมิ ผ่านวงจรเรียงกระแสไฟตรง มีศักดาตกคร่อม *R1* ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดกระแสที่จำกัดไว้ จากนั้นนำศักดาที่ได้เปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิง โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 741 เป็นตัวเปรียบเทียบ ศักดาอ้างอิงกำหนดโดยค่าของ *R2* และ *R3* ถ้าหากศักดาที่คร่อม R1 มากกว่าศักดาอ้างอิงแล้ว จะทำให้เอาท์พุทของ LM 741 มีสถานะต่ำ จะทำให้ IC555 ทำงาน โดย IC555 จะถูกต่อในลักษณะของ Monostable คือจ่ายสัญญาณสถานะสูงออกมา ทำให้ศักดาไฟตรงที่ขา 4 ของ TL494 ยกสูงขึ้นกว่าศักดาของสัญญาณฟันเลื่อย จึงทำให้ไม่มีพัลส์ออกมา IC4013 เป็น D Filp – Flop ทำหน้าที่คงสถานะจาก IC555 ไว้จนกว่าจะกดสวิทช์รีเซ็ต

4.10 วงจรกรองความถี่

สัญญาณไฟสลับที่ได้จากการสวิทชิ่ง หรือคลื่นสัญญาณอื่นๆ ก็ตาม จะประกอบไปด้วยคลื่นที่มีลักษณะรูปซายน์ ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ ผสมกันอยู่ มากหรือน้อยแตกต่างกันไปรวมทั้งสัญญาณรูปพีดับบลิวเอ็มด้วย สำหรับรูปคลื่นพีดับบลิงเอ็มนั้นมีฮาร์โมนิกหลายอันดับที่กลายเป็นศูนย์ไป ถ้าหากว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

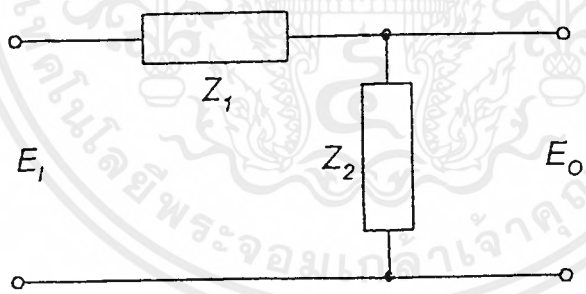
อันดับของฮาร์โมนิกเพิ่มสูงขึ้น ขนาดของฮาร์โมนิกก็จะลดลงด้วย คลื่นที่ปรากฏจะเป็นผลลัพท์ทางการรวมฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ

การทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้น สัญญาณที่ได้จากการสวิทชิ่งจะยังไม่เป็นคลื่นซายน์จะต้องผ่านวงจรกรองสัญญาณ (Filter) เพื่อกรองฮาร์โมนิกต่างๆ ที่ไม่ต้องการออกไป ให้เหลือแต่สัญญาณคลื่นซายน์หรือสัญญาณความถี่มูลฐาน (Fundamental) ออกมายังเอาท์พุทเท่านั้น

วงจรกรองความถี่นั้นมี 2 ลักษณะด้วยกันคือ

- Active Filter เป็นวงงจรกรองความถี่สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีขนาดกำลังไม่สูง (Low Power)
- Passive Filter เป็นวงจรกรองความถี่สำหรับวงจรกำลังสูงๆ (High Power) ซึ่งโครงงานนี้ใช้การออกแบบวงจรในลักษณะนี้

การออกแบบวงจรกรองความถี่มีลักษณะดังนี้



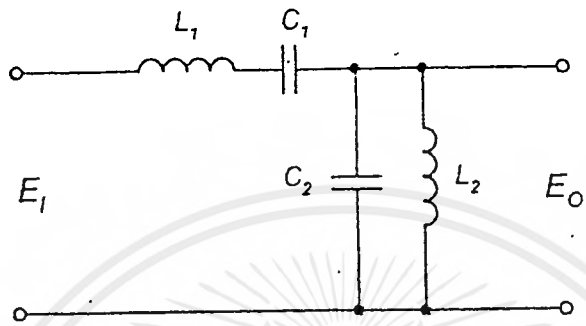
รูปที่ 4.11 รูปสมมติของวงจรกรองความถี่

ที่ความถี่หลักจะต้องทำให้ $Z_1 \rightarrow 0$ และ$Z_2 \rightarrow \infty$ เพื่อที่จะทำให้ความถี่ผ่าน Z_1 มาได้โดยสะดวกโดยไม่มีแรงดันตกคร่อม Z_1เลย และไม่มีกระแสของคลื่นหลักไหลผ่านเข้าไปยัง Z_2 ได้สำหรับคลื่นที่เป็นฮาร์โมนิก จะทำให้ $Z_1 \rightarrow \infty$ และ $Z_2 \rightarrow 0$ เพื่อไม่ให้กระแสฮาร์โมนิกไหลผ่าน Z_1 ได้ ถ้าผ่านมาได้บ้างก็จะลัดวงจรลง Z_2 ดังนั้นคลื่นที่ผ่านวงจรกรองความถี่ออกมา จึงเป็นคลื่นความถี่หลักเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10.1 แนวทางการสร้างวงจรกรองความถี่

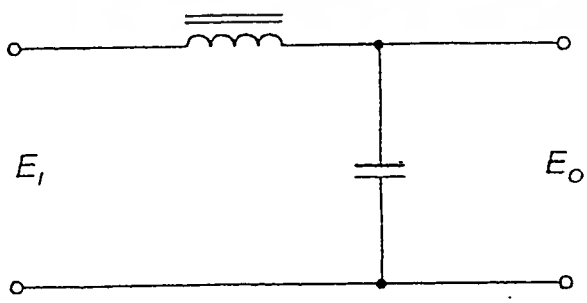
สำหรับ Z_1 ใช้ L_1 และ C_1 ต่ออนุกรมกัน, Z_2 จะใช้ L_2 และ C_2 เราสามารถหาความสัมพันธ์ของค่า L และ C ได้ดังนี้



รูปที่ 4.12 วงจรความถี่แบบ 4 อันดับ

$$
\begin{aligned}
Z_1 &= J\omega L + 1/J\omega C \\
&= J[\omega L - 1/J\omega C] \\
&= J[(\omega^2 LC - 1)/\omega C] \\
Z_2 &= (J\omega L/J\omega C) * [1/(J\omega L + J\omega C)] \\
&= L/C * [\omega C / J(\omega^2 LC - 1)] \\
&= -J\omega L / (\omega^2 LC - 1)
\end{aligned}
$$

สำหรับความถี่สูงๆ นั้น ฮาร์โมนิกส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นที่อันดับสูงๆ ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองความถี่ สามารถใช้วงจร Low pass Filter ซึ่งเป็นวงจรแบบสองอันดับ (L – C Filter) ได้เลย



รูปที่ 4.13 วงจรกรองความถี่ Low pass

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่า L และ C ของวงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ หาได้จาก

- หาค่า ω_0 จาก

$$\omega_0 = 2f_0$$

f_0 = Cut off frequency

$$\omega_0 = 1/(L_1C_1)^{1/2}$$

$$= 1/(L_2C_2)^{1/2}$$

$$C_1 = AC_2$$

$$L_2 = AL_1$$

ค่า A จะสุ่มขึ้นมาเพื่อใช้ในการออกแบบ ปรับค่าไปจนกระทั่งได้ค่าที่เหมาะสมหรือใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ

- กำหนดค่า L_1, C_1 และ A แล้วหาค่า L_2 และ C_2

$$L_1 = 1/\omega_o^2 C_1$$

$$C_2 = C_1/A$$

$$L_2 = AL_1$$

จากรูป 4.13 แนวการคำนวณหาค่า L และ C ของวงจร Low Pass Filter มีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_o / E_1 = 1/SC * [\, 1/(SL + 1/SC)]$$

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

$$E_o(s) / E_1(s) = 1/(LSC^2 + 1)$$

$$= 1/(j\omega LC)^2 + 1$$

$$\omega_n = 1/(LC)^{1/2}$$

$$= 2f_n$$

$$f_n = \text{Coner frequency}$$

วงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ การออกแบบจะต้องกำหนดค่าความถี่เรโซแนนส์จากข้อกำหนดเดิมที่ว่า ให้ค่าอิมพิแดนซ์ Z_1 ค่าเท่ากับศูนย์ที่ความถี่หลัก และมีค่ามากๆ ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับสูงๆ อิมพิแดนซ์ Z_2 ค่าเป็นอนันต์ที่ความถี่หลัก

4.11 การออกแบบฟิลเตอร์

ฟิลเตอร์ที่ใช้จะเป็น *LC* ฟิลเตอร์

4.11.1 ตัวเหนี่ยวนำ

ในส่วนที่เป็นกระแสตรง DC

$$NI = HL$$

$$NI = \mu BL$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าต้องการให้ตัวเหนี่ยวนำมีลักษณะของ B-H Curve เป็นเส้นตรง (Linear) จะต้องทำให้ศักย์แม่เหล็ก (Magnetic Potential) มาตกคร่อมที่ช่องอากาศ (Air Gap) คือ เพิ่มจุดอิ่มตัวให้มีค่าสูงขึ้น

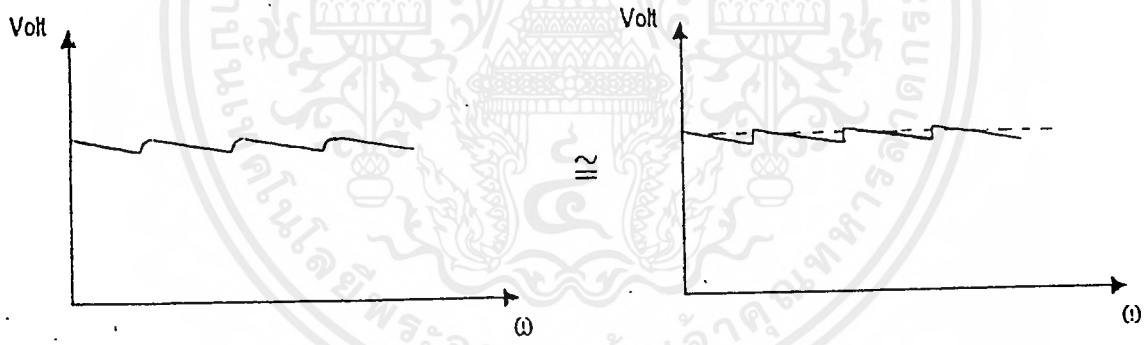
ในส่วนที่เป็นกระแสสลับ AC

$$V = 4.44\ fNBA$$

ในทาง AC ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก จะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ตกคร่อมในกรณีของ DC ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสที่ไหลผ่านจากข้อกำหนดทั้งสอง สามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเท่ากับ 0.5 mH (มิลลิเฮนรี่)

4.11.2 ตัวเก็บประจุ

สำหรับการหาค่าของตัวเก็บประจุนั้น เราจะทำการ ประมาณช่วงที่ทำการประจุและดิสชาจร์ตัวเก็บประจุ ในลักษณะของเส้นตรง ดังรูป



รูปที่ 4.14 แสดงการประมาณเป็นเส้นตรงการกรองประจุผ่าน C

โดยที่ $Q\ (RL)$ = ประจุที่จ่ายให้กับโหลด ในรูปของกระแส

T = คาบเวลาที่ (ดิสชาร์จ)

ในการประจุตัวเก็บประจุด้วยค่า แรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) จำนวนประจุที่ได้รับคือ

$$Qc = C \times VR$$

และ Qc จะจ่ายให้กับโหลดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Qc = Q(R1)$

จากสมการทั้งหมดจะได้ค่า

$I_c \times T'_{on} = C \times V_R$

$= Qc$

ดังนั้น $C = (I_c \times Ton) / V_R$

จากการคำนวณ จะได้ค่า C = 1.1 μF

แต่ในทางปฏิบัติ จะใช้ C = 2 μF

โดยลักษณะการออกแบบ จะต้องคำนึงถึงค่า พลังงานทั้งสองตัวจะต้องได้รับดังนี้

$E = 1/2.\ (C \times V^2)$ และ $E = 1/2.\ (L \times I^2)$

E คือ ค่าพลังงานที่สะสมอยู่ (Joule)

V คือ ค่าศักย์ไฟฟ้า (Volt)

L คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ (Henry)

I คือ ค่ากระแส (Ampere)

C คือ ค่าตัวเก็บประจุ (Farad)

สูตรการหา L & C

$t_{on} = 1/2f.[1 - (E_O/E_i)$

$L = E_O.t_{on}/0.25 I_O$

$0.25\ Io$

$C = I_O/f * V$

วงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสูง (Snubber circuit)

เพื่อเป็นการป้องกันจำกัดอัตราการเพิ่มของแรงดันไฟฟ้าให้น้อยกว่า $[\ di/dt\ ]_{max}$ สูงสุดที่ทนได้สำหรับอินดัคทีฟโหลด

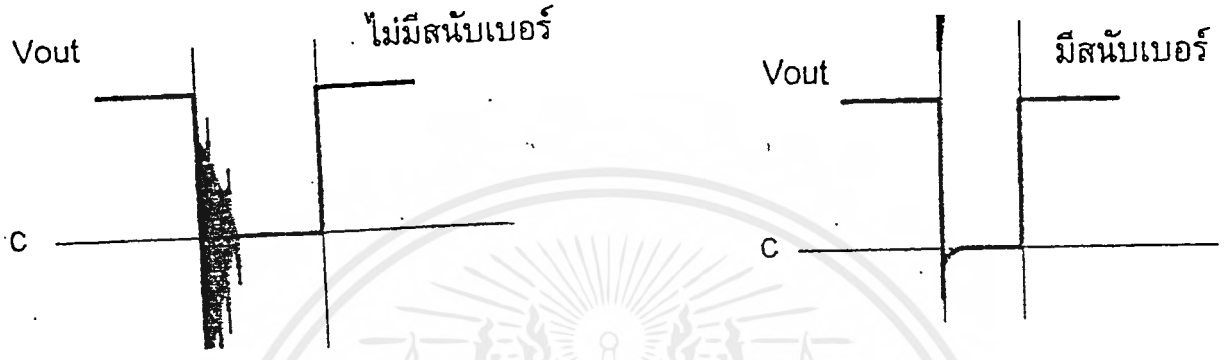
$Cs = 2/9\ Im \times t$ ...(ฟารัด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Rs = ton$ ...(โอห์ม)

$C_s = (2/9)I_m \cdot (t_{tf}/V_S)$ Ω

$R_S = t_{on}/5C_S$ F



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบเมื่อมีวงจรสนับเบอร์

ส่วนวงจรแยกกราวด์เพื่อความปลอดภัย เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์ที่ได้จากวงจรป้องกันกระแสเกินวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้านี้จะนำมา ขับทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ออปโต้คับเบิลทำงานอีกทีโดยทำหน้าที่แยกกราวด์ ระหว่างวงจรตรวจจับความผิดปกติ ซึ่งมีกราวด์ร่วมกับวงจรกำลังและวงจรควบคุมการทำงานของมอเตอร์ซึ่งเป็นวงจรกำลังต่ำ

4.12 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสะสมของ UPS ช่วงเวลาแบ็กอัพขึ้นอยู่กับโหลดของ UPS และขนาดของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่นิยมใช้มี 2 แบบ คือนิกเกลเคดเมี่ยม และชนิดตะกั่ว-สังกะสี ชนิดนิกเกิลแคดเมี่ยมมีอัตราการอัดประจุ/และคายประจุดีกว่า มีช่วงอุณหภูมิใช้งานที่กว้าง และอายุการใช้งานสูงกว่า แต่ก็มีราคาสูงกว่าด้วย ชนิดตะกั่ว-สังกะสี มีข้อด้อยในแง่ความปลอดภัยต่อผู้ใช้และการผุกร่อนของอุปกรณ์มากกว่า ปัจจุบันมีแบตเตอรี่ ชนิดที่ไม่ต้องเติมน้ำกลั่น และไม่ต้องบำรุงรักษา (maintenance-free) ซึ่งนิยมใช้กับ UPS กันอย่างแพร่หลาย

แบตเตอรี่ทั้ง 2 ชนิด แบ่งตามอัตราการอัดประจุ/คายประจุได้ 3 ประเภท คือ สูง (H) กลาง (M) ต่ำ (L) ประเภทที่ต้องการกระแสสูงในระยะเวลาอันสั้น ส่วนประเภทต่ำ เหมาะกับงานที่ต้องจ่ายกระแสต่ำ เป็นเวลานาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดขนาดของแบตเตอรี่ มักกำหนดจากผลคูณของกระแสที่แบตเตอรี่จ่ายออกมากับเวลาที่แบตเตอรี่จ่ายกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์-ชั่วโมง หรือ Ah (Ampere-hours) ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาด และอัตราประจุ/คายประจุ ของแบตเตอรี่ การเลือกแบตเตอรี่ต้องเลือกชนิดก่อน แล้วจึงเลือกขนาด ชนิดของแบตเตอรี่ต้องคำนึงความเหมาะสม ประสิทธิภาพ อายุการใช้งาน ตลอดจนการบำรุงรักษา สำหรับการเลือกขนาดจำเป็นต้องมีข้อมูลดังต่อไปนี้คือ

- กำลังโหลด *(P)*
- ช่วงเวลาแบ็กอัพ (tb)
- เพาเวอร์แฟคเตอร์ของโหลด *(PF)*
- ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ (N_{in})
- แรงดันต่ำสุดของอินเวอร์เตอร์ (V_{min})
- แรงดันต่ำสุดของแบตเตอรี่ คือ เซลล์ (end voltage หรือ voltage $(Vi_{min}/cell)$

แล้วจึงคำนวณตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

กระแสออกสูงสุดของแบตเตอรี่ (i_B)

$$(i_B) = P \times PE / N \times V_{min} \quad \text{แอมแปร์}$$

จำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ ที่ต้องนำมาต่ออนุกรมกับ

$$N = V_{min} \times (V_{min} / CELL) \quad \text{เซลล์}$$

กำลังวัตต์ของแบตเตอรี่ แต่ละตัวที่ต้องจ่าย

$$Watles = (P \times PF) / n \times n$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งาน i_g ในการเลือกขนาดของแบตเตอรี่เป็นการชดเชยความจุที่ลดลงของแบตเตอรี่ เมื่ออายุการใช้งานมากขึ้นแล้ว เนื่องจากแรงดันแบตเตอรี่ตอนจ่ายโหลดมีค่าสูงกว่าแรงดันต่ำสุดที่ใช้คำนวณ แต่ถ้าไม่ต้องการเผื่อขนาดแบตเตอรี่ก็สามารถใช้กำลังวัตต์ต่อเซลล์ในการเลือกได้

4.13 ทฤษฎีหม้อแปลง

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนบิดจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมาฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้านำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดัน และกระแสเหนี่ยวนำ เรียกว่า หม้อแปลง

รูปที่แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่ายๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่า ขดปฐมภูมิ และเอาท์พุทเรียกว่า ทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวด และแรงดันจะมีอัตราส่วนคงที่คือ

$$N_P / N_S = V_P / V_S \qquad \text{.....(2)}$$

N_P คือ V_P จำนวนรอบขดลวด และแรงดันด้านปฐมภูมิ

N_P คือ V_P จำนวนรอบของขดลวด และแรงดันด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้ B อยู่ในช่วงที่เป็นเส้นตรงเราจะได้

$$B_{max} = V_P \times 10^8 / K f N_P A_e \qquad \text{.....(3)}$$

เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

V_P คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ (โวลท์)

f คือ ความถี่ (เฮิรตซ์)

N_P คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

K คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปซายน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติค่า B_{max} จะเลือกที่ค่า $B_{SAT}/2$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่ง คือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดการนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ๊อบบิ้น (Bobbin) ค่านี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16B_{max} f d A_e A_c) \times 10^{-9} \quad \text{....(4)}$$

เมื่อ P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้ (วัตต์)

d คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในลวดตัวนำ (แอมป์ต่อตารางเมตร)

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

A_c คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ๊อบบิ้น (ตารางเซ็นติเมตร)

บางบริษัทพื้นที่ของบ๊อบบิ้นใช้สัญลักษณ์ Ωa หรือหน้าต่างบ๊อบบิ้น และความหนาแน่นของกระแสในสายใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ ต่อแอมป์ (c.m./A) ใช้สัญลักษณ์ D โดย

$$D = (1.27 \times 10^{6})/D \quad \text{.....(5)}$$

นำค่า D แทนลงในสมการ 4 จะได้

$$P_{out} = (1.47 f B_{max} A_c A_e) \times 10^{-3}/D \quad \text{.....(6)}$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

สมการที่ 6 นี้ใช้สำหรับคำนวณ และเลือกหาขนาดของแกนที่ใช้พันขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.14 การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ทำเป็นแกนหม้อแปลงทั่วไป สามารถทำเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดคือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง 3000-5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่าง และขนาดมากมายมีลักษณะแกนที่เป็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูงๆ และแกนฟอต (POT) เหมาะสำหรับใช้กับกำลังไฟปานกลาง (20-200 วัตต์) ตารางที่ 1 แสดงแกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่างๆ ตารางที่ 2 แสดงขนาดของสายที่ใช้พันตามมาตรฐาน AWG (American Wire Gauge)

4.15 ขั้นตอนการออกแบบ

- เลือกวัสดุที่ใช้ทำแกนและลักษณะแกน
- เลือก B_{max} จากแผ่นข้อมูลของวัสดุที่เราเลือก โดยจากแผ่นข้อมูลเราจะได้ค่า B_{sat} ที่ 100C เราจะเลือกค่า B_{max} ที่แรงดันไฟสลับค่าต่ำสุดที่อยู่ในช่วงทำงานให้มีค่าน้อยกว่า B_{sat} เล็กน้อย
- คำนวณหากระแสสูงสุดของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ I_P ขณะที่แรงดันไฟสลับค่าต่ำสุด

$$i_P = (P_{out} / \eta) * 1 / V_m$$

- เลือกขนาดของแกน และ Bobbin จากสมการที่ 5 การเลือกพื้นที่หน้าตัดของแกน ในการทำงานจริง และพื้นที่หน้าต่าง Bobbin ปกติจะให้สูงกว่าค่าที่คำนวณไว้อย่างน้อย 50%
- เลือกขนาดของสาย และจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ

ขนาดของสาย = ความหนาแน่นของกระแสในสาย x I_p

ในทางปฏิบัติขดลวดปฐมภูมิ จะกินพื้นที่ 30% ของ Bobbin ถ้าพันแล้วขดลวดปฐมภูมิต่ำกว่า 60 รอบ ขนาดของ Bobbin จะใช้ได้

จำนวนรอบ N = Vin_{min} $(DC) / 4 \beta_{max}$ ΔVA_e

โดย Vin_{min} = $2V_{min}$ (ac)

ΔV คือ แรงดันกระเพื่อมหลังจากการกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณหา B_{max} ที่ V_{in} ค่าสูงสุด

$$\beta_{max} = V_{p} \cdot 10^{8} / 4fN_{p}A_{e}$$

- คำนวณหาขนาดของด้านทุติยภูมิ ซึ่งมีค่าเท่ากับ ความหนาแน่นของกระแสด้านทุติยภูมิ กับกระแสทุติยภูมิ เทียบตารางหาขนาดด้วย
- ตรวจสอบความแน่นพอดี ของการพันขดลวดปฐมภูมิ และทุติยภูมิโดยคิดจากความกว้างของ Bobbin หารด้วยเส้นผ่านศูนย์กลางของสาย เพื่อหาจำนวนชั้นได้ ก็หาความหนาของชั้น โดยเท่ากับจำนวนชั้น คูณขนาดสาย หาทั้งทางปฐมภูมิ และทุติยภูมิ แล้วนำมาบวกกัน พิจารณาว่าความหนาน้อยกว่าความสูงของ Bobbin หรือไม่

4.16 ตารางที่ 1 แกนเฟอร์ไรต์บริษัทต่างๆ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.17 POWER STATE

ในวงจรกำลัง จะเป็นลักษณะของวงจรเพาเวอร์ และเป็นส่วนจ่ายพลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์ในการสวิทช์

จากสัญญาณที่ออกจากวงจร DRIVE CIRCUIT จะถูกป้อนให้กับวงจร POWER STATE โดยให้กับขา GATE แต่ละตัว

หลักการในการออกแบบวงจร POWER STATE มีไว้เพื่อ SET UP มีการต่อ BRIDGE คร่อมไว้ที่มอสเฟท การต่ออย่างนี้จะทำให้ มอสเฟท สามารถสวิทช์กระแสได้ทั้ง 2 ทิศทาง จากปกติมอสเฟทจะสวิทช์ สัญญาณได้ทางเดียวทำไมเราจึงสวิทช์ 2 ทาง เนื่องจากทางด้าน เอาท์พุทที่ออกจากหม้อแปลงนั้นมีทั้งไปไฟบวกและลบ ซึ่งเปรียบเสมือนมีกระแสทั้ง 2 ด้าน ที่จ่ายให้วงจรสวิทชิ่ง

ดังนั้น G3, G4, G5, G6 จำเป็นต้องใช้สวิทช์ 2 ทาง เพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่เราต้องการจากสัญญาณที่ได้นี้นำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อให้ได้กระแสสลับ 50HZ, 220 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.18 วงจรขับเกท

การสวิทช์ของมอสเฟตเกิดจากการเก็บประจุและการคายประจุค่าความจุภายในตัวมอสเฟท (C_{iss}) ที่อยู่ระหว่างขาเกทและขาซอร์ส ซึ่งจะมีค่าความจุมากขึ้นตามขนาดของมอสเฟตโดยจะอยู่ในช่วง 1-2 nF แรงดันที่ป้อนเข้าที่ขาเกทและซอร์สขนาด 6 โวลท์ ก็เพียงพอที่จะทำให้มอสเฟตทั่วไปนำกระแสได้แล้ว แต่ถ้าเพิ่มแรงดันนี้ขึ้นอีก มอสเฟตก็จะมีค่า $R_{DS(on)}$ ที่ต่ำลงไปอีก ที่เวลาของการสวิทช์ 50 nS และ C_{iss} มีค่า 2 nF จะต้องป้อนแรงดันที่เกทซอร์สให้มีกระแสชิงค์และกระแสซอร์สสูงสุดได้ 0.5 A แต่เป็นกระแสที่ต้องการในช่วงเวลาของการสวิทช์เท่านั้น กำลังที่ใช้ในการขับเกทหาได้จากสมการ

$$P_G = Q_G \cdot V_{GS} \cdot f$$

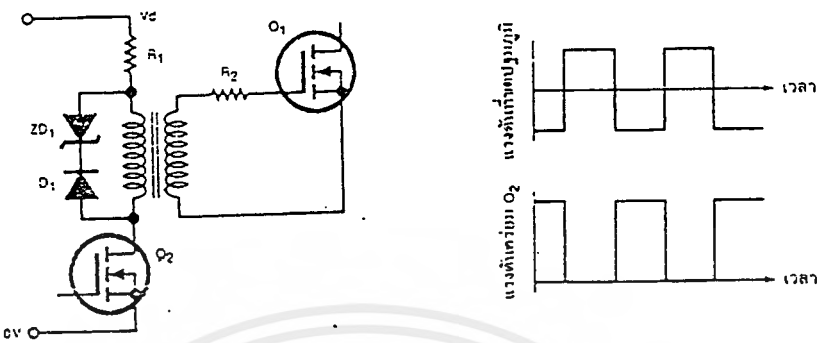
โดยที่ Q_G คือประจุสูงสุดที่เกท

V_{GS} คือแรงดันสูงสุดตกคร่อมเกท-ซอร์ส

f คือค่าความถี่ในการสวิทช์

ในการใช้งานมอสเฟตเพื่อขับวงจรแบบบริดจ์ เกทของมอสเฟตแต่ละตัวจะต้องต่อไม่ถึงกันโดยตรงกับเกทของตัวอื่นๆ ดังนั้นวงจรขับเกทจึงต้องมีการแยกกันทางไฟฟ้า อิมพีแดนซ์ของวงจรขับก็สำคัญเพราะถ้ามีค่าสูงแล้วจะทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วที่เกิดขึ้นที่เดรนก่อให้เกิดผล dv / dt ที่สูงเกิดกระแสประจุให้กับ C_{GD}ที่อยู่ภายในมอสเฟตตรงจังก์ชั่นเดรน-เกท กระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันคร่อมวงจรขับได้ ถ้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์ที่สูงเกินไปจะทำให้เกทของมอสเฟตถูกกระตุ้นได้ด้วยแรงดันนี้ เกิดการนำกระแสโดยไม่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 (ก) การใช้หม้อแปลงพัลส์ในการแยกกันทางไฟฟ้า

(ข) รูปคลื่นที่หม้อแปลงพัลส์

รูปที่ 4.16 (ก) แสดงวงจรที่ใช้หม้อแปลงพัลส์เป็นตัวแยกทางไฟฟ้า เมื่อ Q_2นำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงพัลส์ที่ขดปฐมภูมิ กระแสที่ไหลผ่าน Q_2 ประกอบด้วยกระแสขับเกทสำหรับ Q_1 และกระแสขับของหม้อแปลงพัลส์ จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในรูปที่ 5.12 (ข) จะเห็นได้ว่าหลังจากการนำกระแสของ Q_2 แล้ว แรงดันตกคร่อมตัวมันจะเพิ่มเป็น $V_D + V_Z$ โดยที่ V_Z คือ แรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด แรงดัน V_Z ที่ตกคร่อมหม้อแปลงพัลส์จะเป็นตัวรีเซตฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน ดังนั้นแรงดันสุทธิที่ด้านทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ตลอดช่วงเวลานี้ สำหรับจำนวนรอบต่ำสุดที่พันทางขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$N = V.t / B.A_e$$

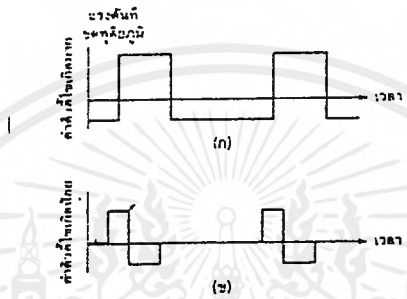
โดยที่ B คือค่าความเข้มของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

A_e คือพื้นที่ภาคตัดขวางของแกน

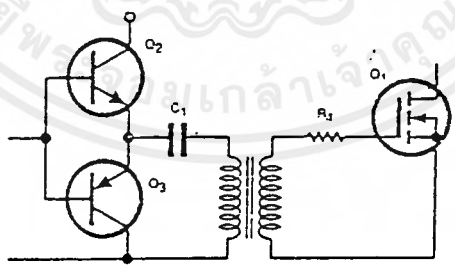
t คือช่วงเวลาที่ Q_2 นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ 4.16 (ก) เหมาะที่จะใช้กับการทำงานในแบบดิวตี้ไซเคิลคงที่ ซีเนอร์ไดโอดที่ใช้ต้องสามารถรับแรงดันที่เกิดจากฟลักซ์แม่เหล็กได้เพื่อรีเซตฟลักซ์นี้ ถ้าดิวตี้ไซเคิลที่ป้อนให้วงจรนี้มีค่าน้อยกว่าที่กำหนดในช่วงที่ไม่มีพลัส์เข้ามาจะได้รับแรงดันที่เอาท์พุทที่ขดทุติยภูมิดังรูปที่ 4.16 (ข) ตัวเก็บประจุในรูปที่ 4.18 ทำหน้าที่กันไฟตรงไม่ให้เข้าไปในหม้อแปลง



รูปที่ 4.17 รูปคลื่นจากวงจรในรูปที่ 4.16
(ก) เมื่อค่าดิวตี้ไซเคิลมาก
(ข) เมื่อค่าดิวตี้ไซเคิลน้อย

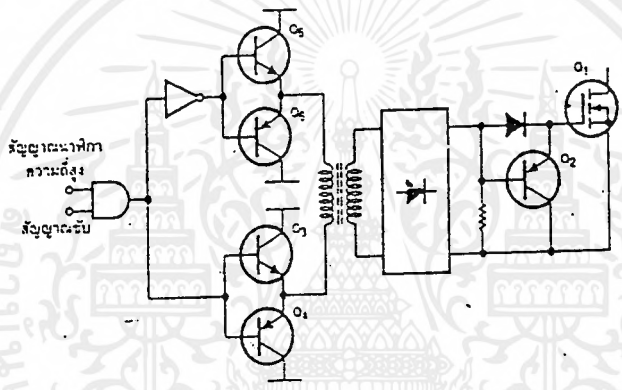


รูปที่ 4.18 วงจรที่ใช้ตัวเก็บประจุกั้นแรงดันไฟตรงที่มีในพัลส์ขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังที่ได้กล่าวแล้วว่าวงจรขับที่ใช้หม้อแปลงนี้ เหมาะสำหรับการใช้งานในพัลส์ที่มีดิวตี้ไซเคิลคงที่เท่านั้นเพราะถ้าหากดิวตี้ไซเคิลเปลี่ยนไปจะทำให้แรงดันที่ขับเกทในขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสไม่ได้มีค่าเดียว นอกจากนี้ยังทำให้เวลาในการสวิทช์ และค่า dv / dt เปลี่ยนแปลงไปด้วย การแก้ไขสามารถกระทำได้ดังรูปที่ 4.20

รูปที่ 4.20 สัญญาณขับและสัญญาณนาฬิกาความถี่สูงจะถูกป้อนเข้าที่แอนเกท และยิ่งหากสัญญาณนาฬิกามีความถี่สูงกว่าในการสวิทช์ของ Q_1 แล้ว จะทำให้หม้อแปลงที่ใช้มีขนาดเล็กลงด้วย ความถี่สูงจากหม้อแปลงจะถูกเรคติไฟร์ Q_2 ทำหน้าที่คายประจุให้กับ Q_1 ขณะไม่มีความถี่สูงเข้ามาที่หม้อแปลง



รูปที่ 4.20 วงจรขับที่ทำให้ลดขนาดของหม้อแปลงพัลส์ลงได้

เนื่องจากในโครงงานนี้จะใช้ขับเกทด้วยสัญญาณพัลส์ที่ความถี่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต เพราะฉะนั้นครึ่งคาบของสัญญาณนาฬิกาจะมีค่า 5 μs (เมื่อไม่คิดช่วงเดดไทม์) ค่าเวลาไต่ขึ้น (rise time) ของสัญญาณควรมีค่าไม่มากกว่า 1% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นเวลาไต่ขึ้นควรจมีค่าน้อยกว่า 5/100 = 50 ns โดยที่ระดับแรงดันที่ขาเกทมีค่า 9.1 โวลท์

$$Ig = C.dV / dt$$
$$= (1 * 10^{-9}) * 9.1 / (50 * 10^{-9})$$
$$= 0.182 \text{ A}$$

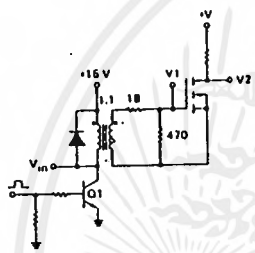
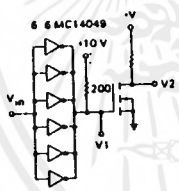
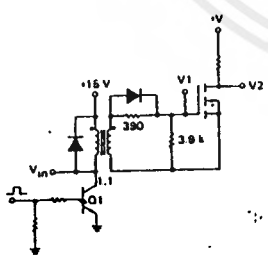
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

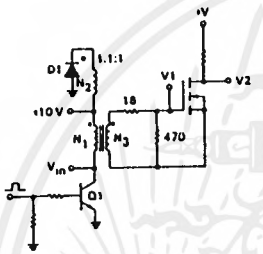
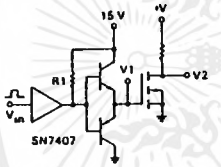
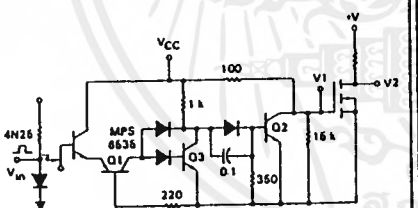
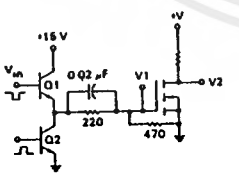
ถ้าใช้มอสเฟต 4 ตัวขนานกัน จะต้องใช้กระแสเกท Ig = 0.182*4 = 0.728 A
ดังนั้นวงจรขับเกทควรมีลักษณะดังนี้

1. สามารจ่ายกระแสให้กับโหลดได้อย่างเพียงพอ
2. มีค่าดีเลย์ไทม์น้อย
3. แยกเกทของมอสเฟตแต่ละตัวออกจากกัน
4. ทำงานได้ดีในย่านความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

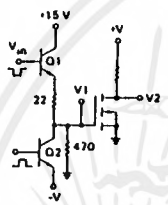
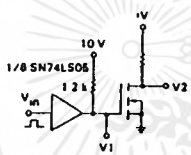
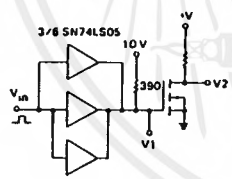
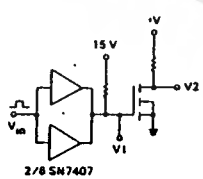
TABLE 3 — Switching Speeds of Various TMOS Gate Drives

			Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
			Turn-on Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-off Rise Time
Circuit 1 Simple Pulse Transformer			15	85	35	230	25	25	185	20
Circuit 2 Six Paralleled CMOS Inverters (MC14049UB)			30	920	20	130	100	160	90	30
Circuit 3 Pulse Transformer w/Speed-up Diode		With Diode D1	30	95	220	1250	60	35	640	230
		Without Diode D1	50	1600	280	1100	220	340	660	230

		Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
		Turn-on Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-off Rise Time
Circuit 4 Quasi Push-Pull Transformer Drive		15	85	40	230	30	25	160	35
Circuit 5 Standard Opto-Coupling Circuit		3900	460	1600	140	4000	80	1750	20
Circuit 6 High B.W. Opto-Coupling Circuit		3700	420	450	120	3800	75	520	20
Circuit 7 High Performance Push-Pull Circuit		20	60	25	30	30	20	45	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3 — Switching Speeds of Various TMOS Gate Drives (continued)

		Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
		Turn-on Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-off Rise Time
Circuit 8 High Performance Push-Pull Circuit		20	60	45	70	40	25	85	15
Circuit 9 Low Power Schottky TTL		110	5000	60	600	480	1000	375	150
Circuit 10 Paralleled Low Power Schottky TTL		45	1800	30	210	160	310	140	50
Circuit 11 Paralleled SN7407 Buffers with Pull-Up Resistance		25	710	30	140	60	60	130	30

บทที่ 5

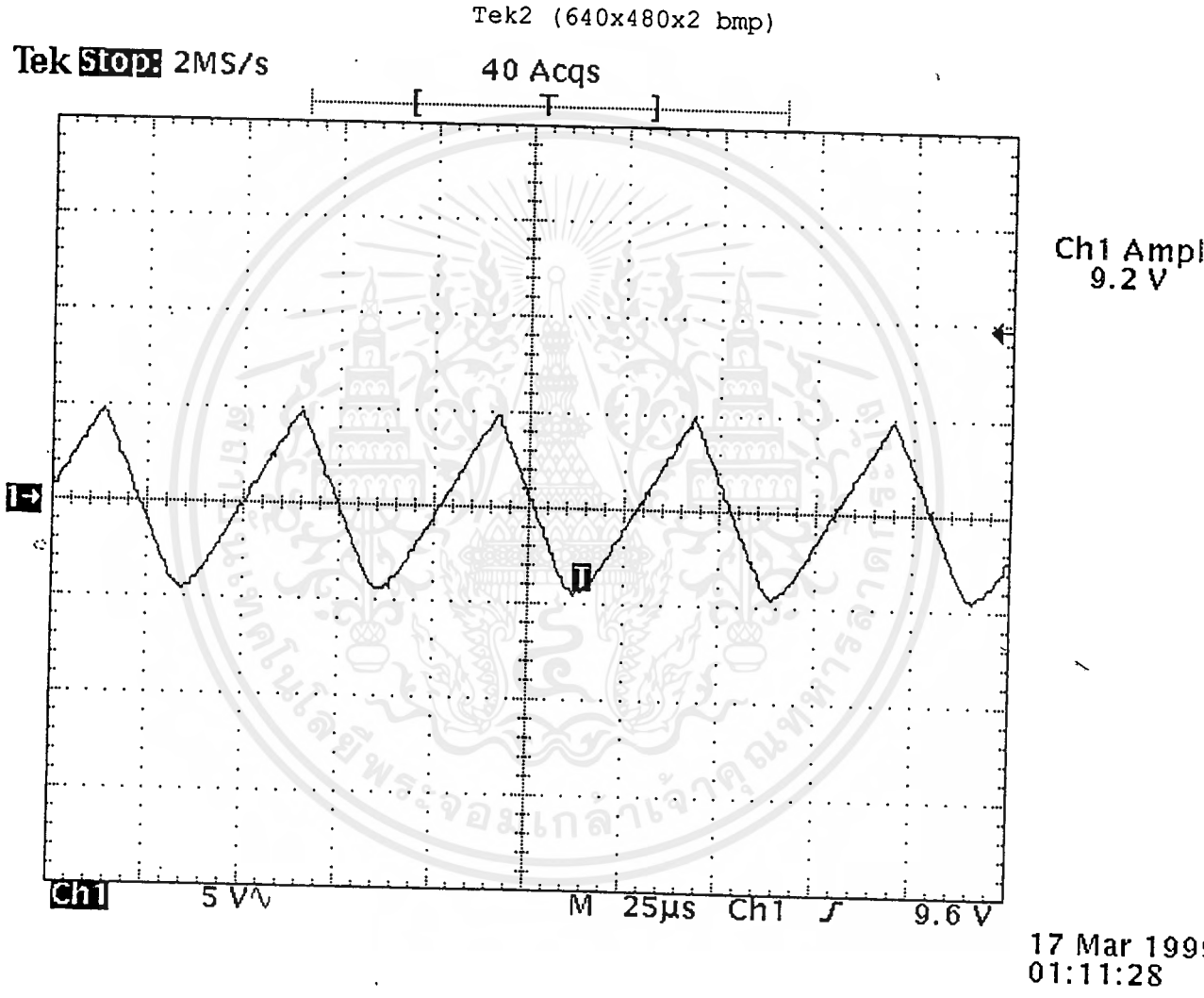
การทดลองและผลการทดลอง

ในการทำอินเวอร์เตอร์หลักที่สำคัญคือ สัญญาณ PWM ซึ่งเป็นหัวใจของการทำอินเวอร์เตอร์ และเป็นตัวควบคุมการทำงานของ POWER MOSFET จากการทดลองในวงจรนี้จะใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณจาก IC TL494 เพราะสัญญาณทุกจุดจะซิงค์ไปถึงกัน ในการกำหนดแรงดันด้านไฟสลับเอาท์พุทจะขึ้นอยู่กับแรงดันดีซีและหม้อแปลงขับกำลัง ก็สามารถกำหนดแรงดันเอาท์พุทได้ตามต้องการ ในการทดลองใช้แรงดันอินพุท 1 โวลท์จะได้เอาท์พุท 8 โวลท์ จากการทดลองจะได้ผลของรูปสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ดังรูป

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะใช้เทคนิคการสร้างโดยใช้สัญญาณซายน์มามอดด์กับสัญญาณสามเหลี่ยมจาก TL494 เกิดเป็น PWM ขึ้นมาซึ่งจะนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุม POWER MOSFET ให้ทำงานตามทฤษฎี

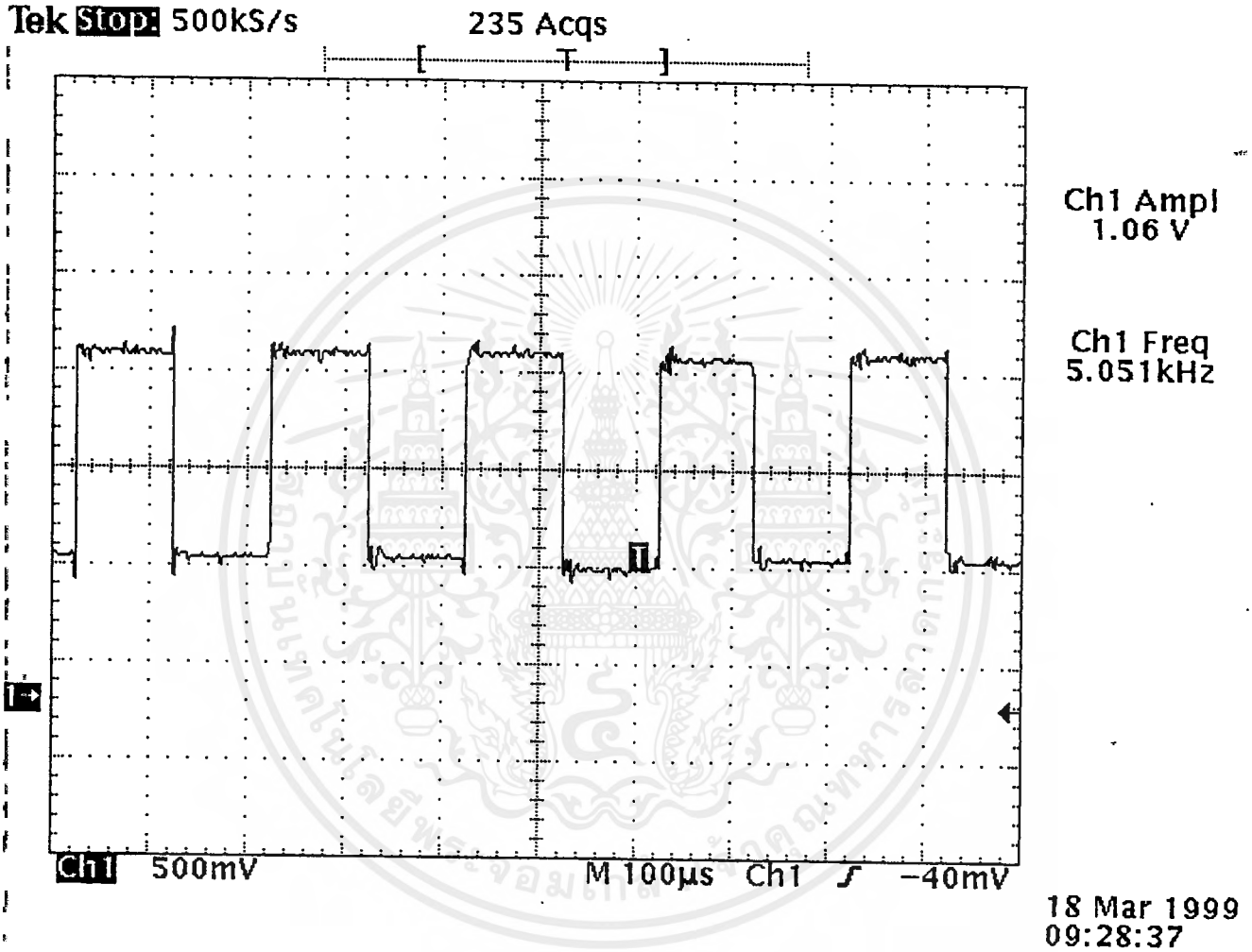
ในการมอดด์แบบอนาล็อกสัญญาณที่ได้จะมีความผิดพลาดหรือไม่เสถียรภาพซึ่งแนวทางในการแก้ไขควรจะใช้การมอดด์แบบอนาล็อกเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมที่เสถียรภาพและดีกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



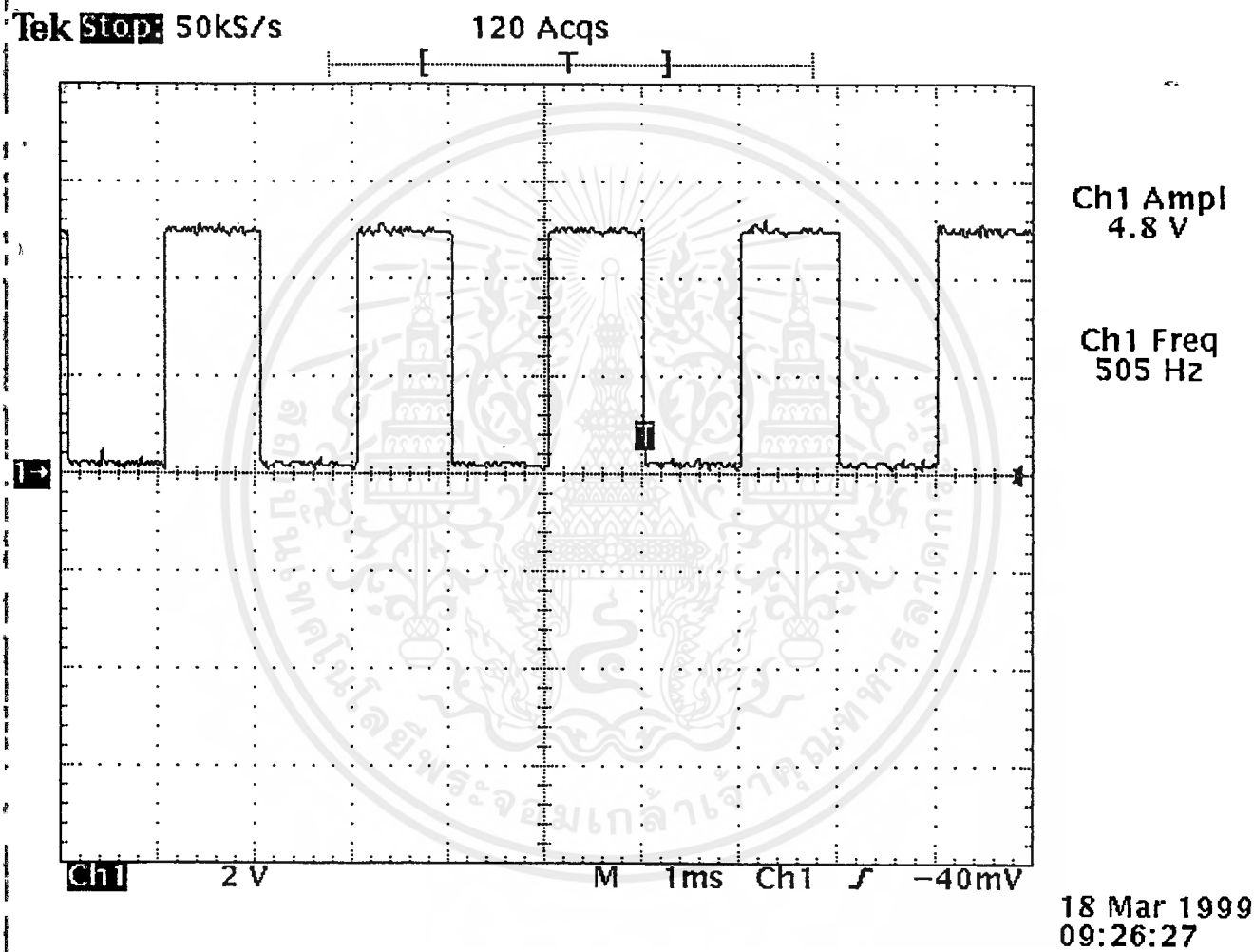
รูปที่5.1 สัญญาณฟันเลื่อยจากขาที่ 6 ของIC 741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



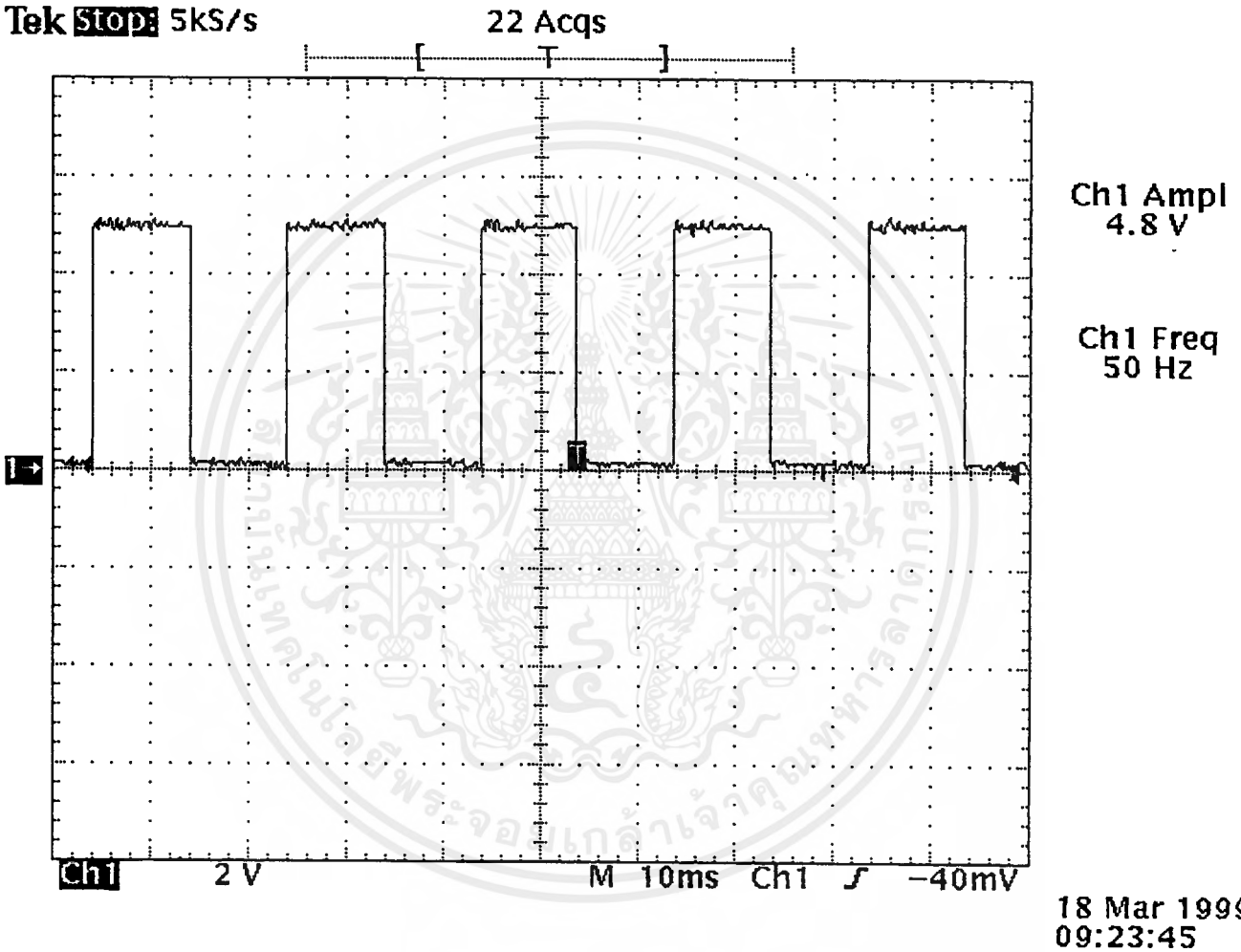
รูปที่ 5.2 สัญญาณพัลส์ จาก IC 14024

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



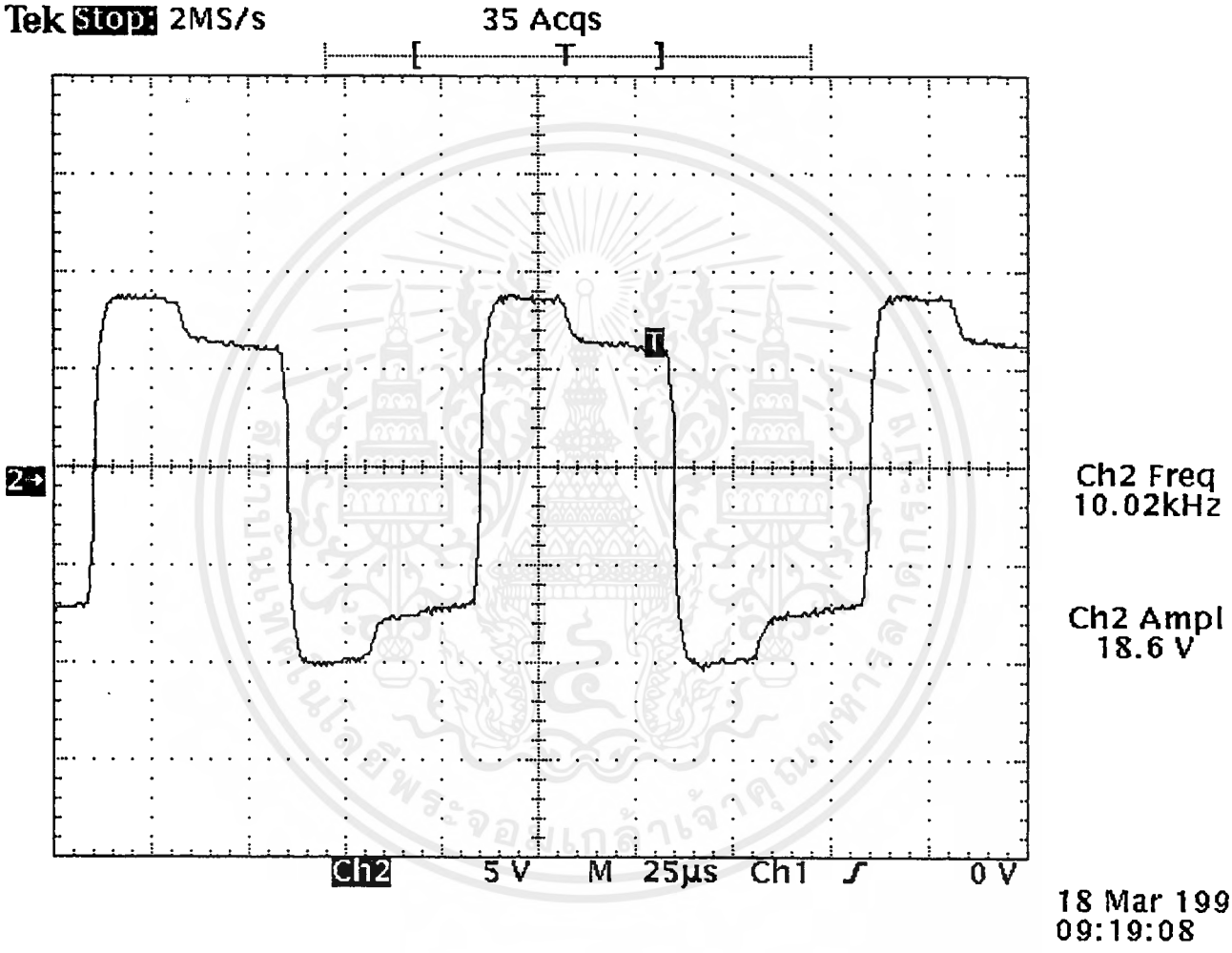
รูปที่ 5.3 สัญญาณพัลส์ จาก IC 74LS90 ตัวที่1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



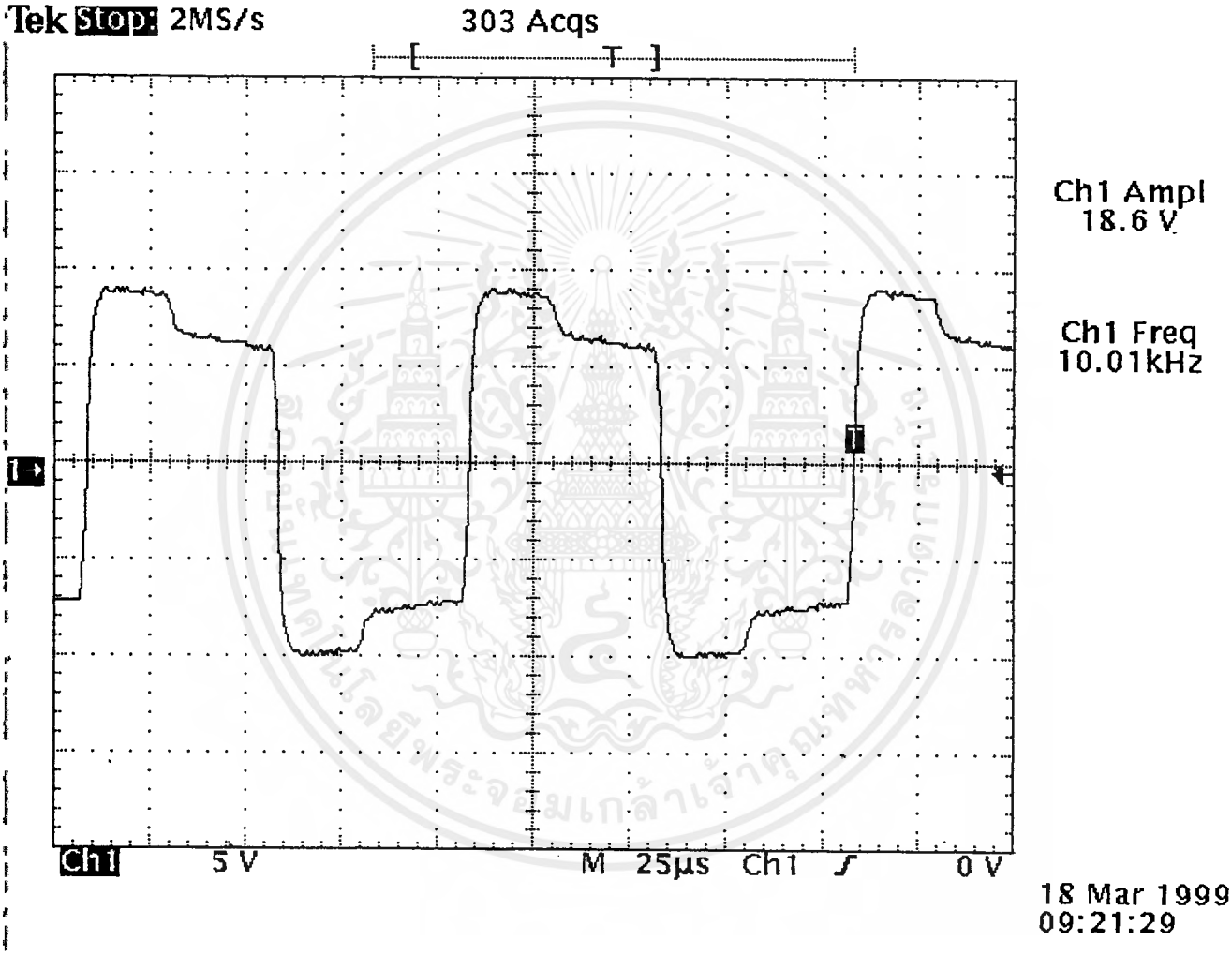
รูปที่ 5.4 สัญญาณพัลส์ จาก IC 74LS90 ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



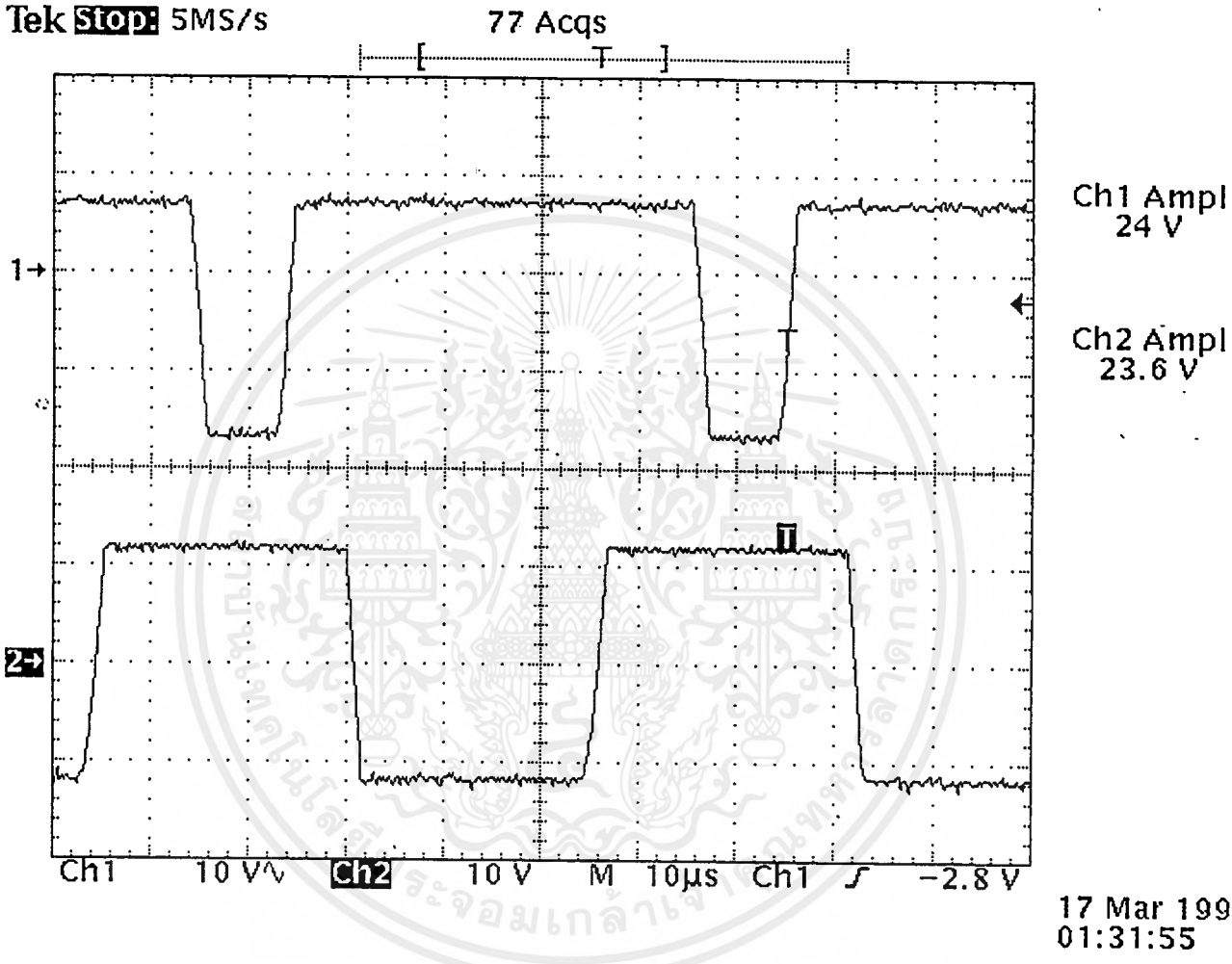
รูปที่ 5.5 สัญญาณควบคุม ที่ขา เกท ซอสของQ1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



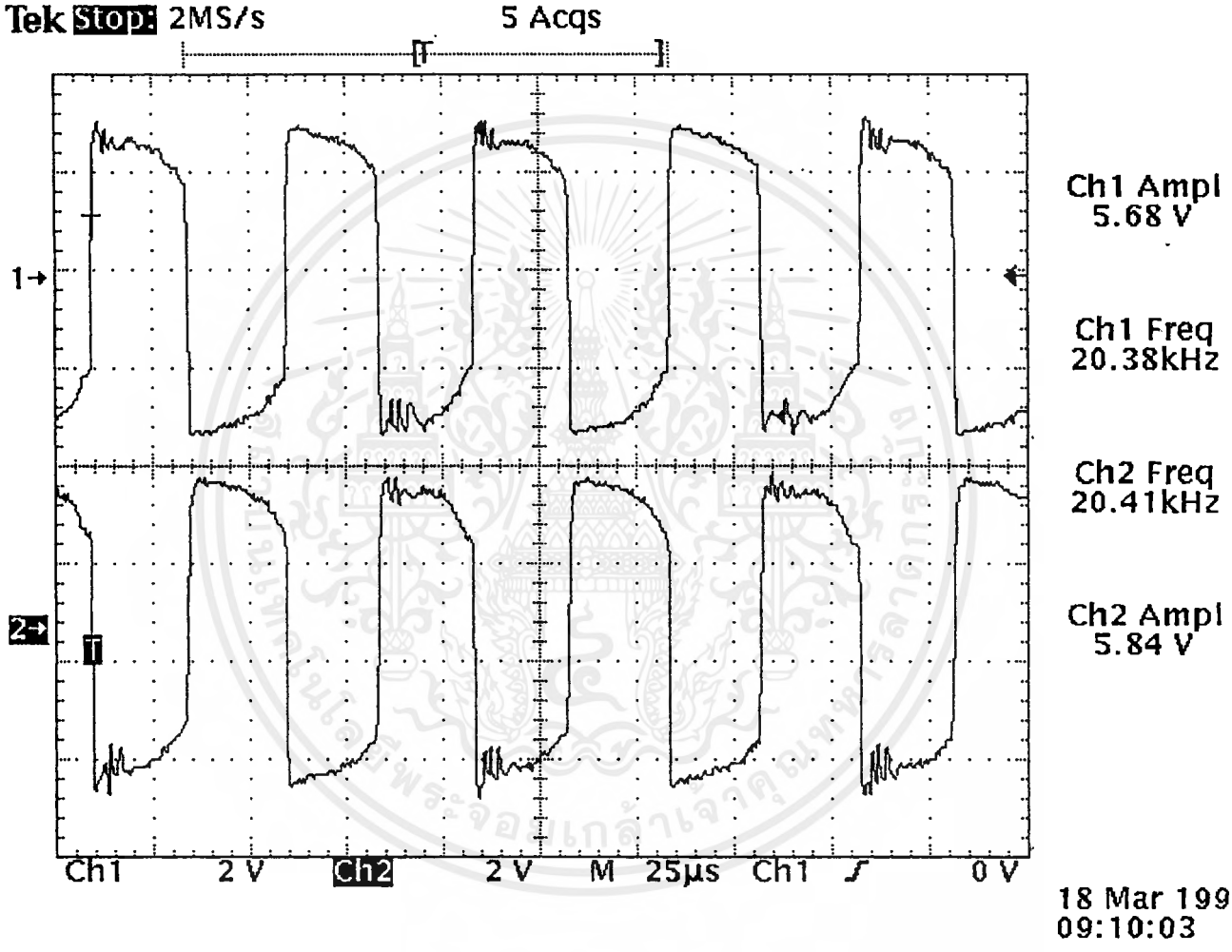
รูที่ 5.6 สัญญาณควบคุม ที่ขา เกท ซอสของ Q2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



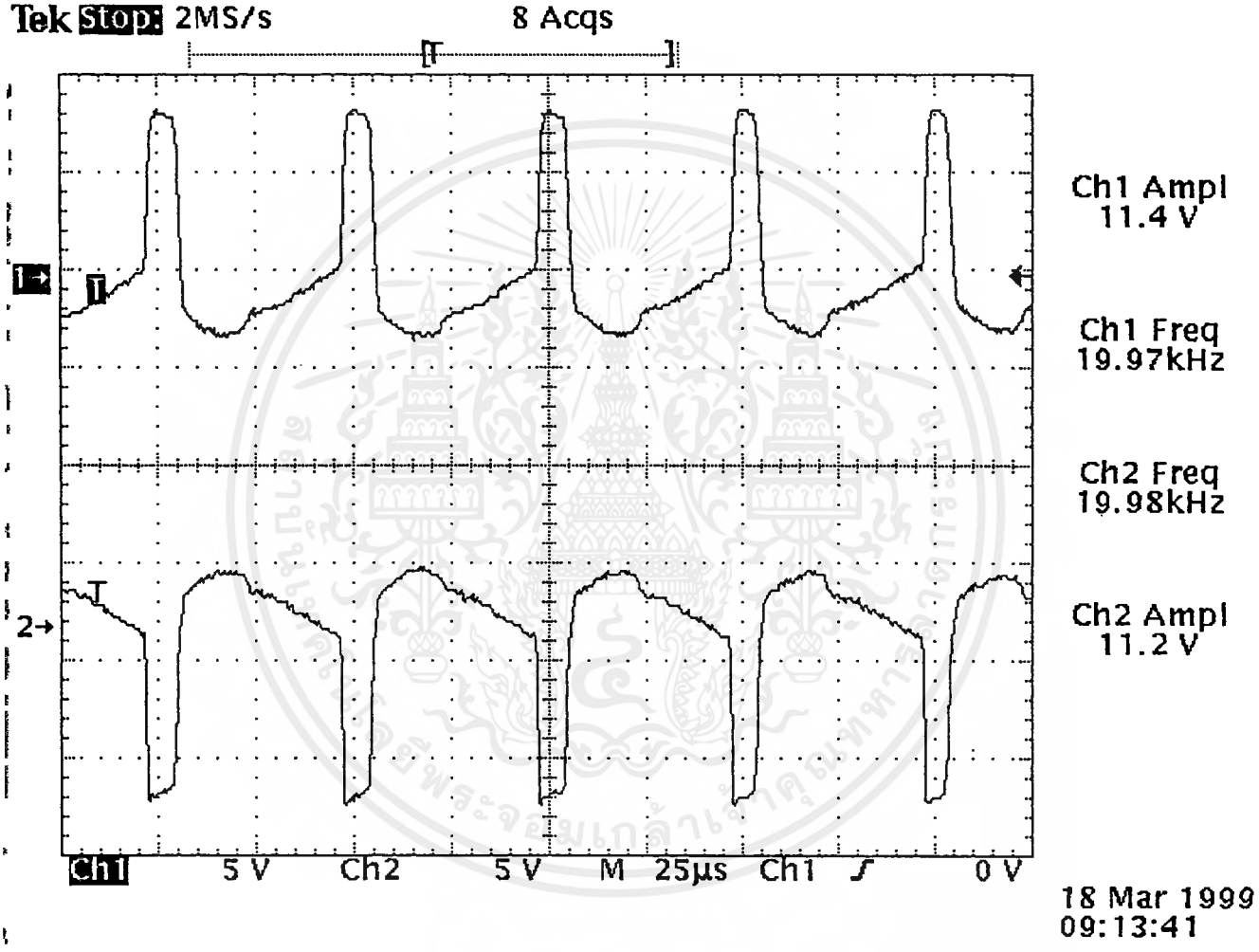
รูปที่ 5.7 สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ SINE กับ SAWTOOTH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



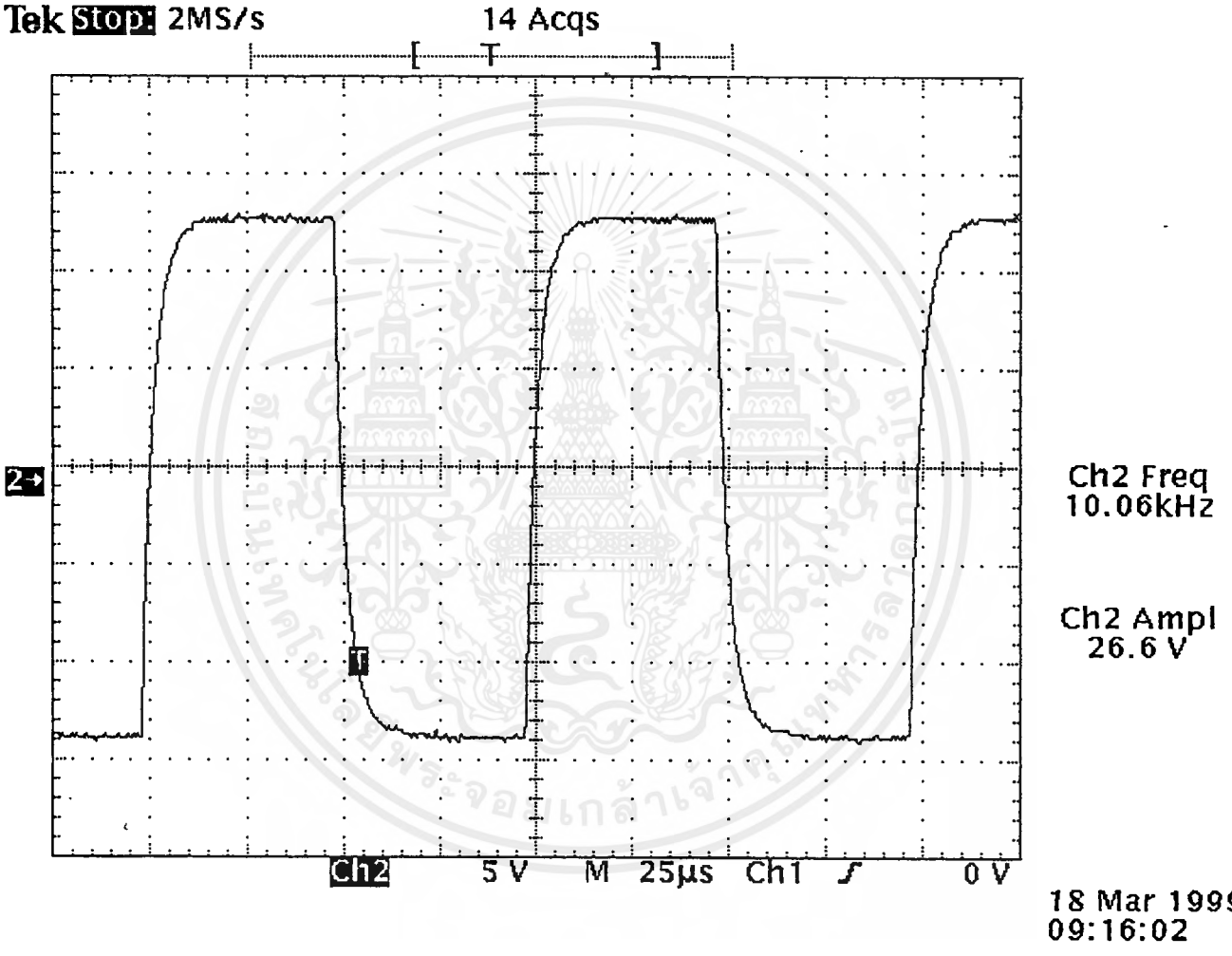
รูปที่ 5.8 สัญญาณที่ขา เกท ซอส Q3,Q4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



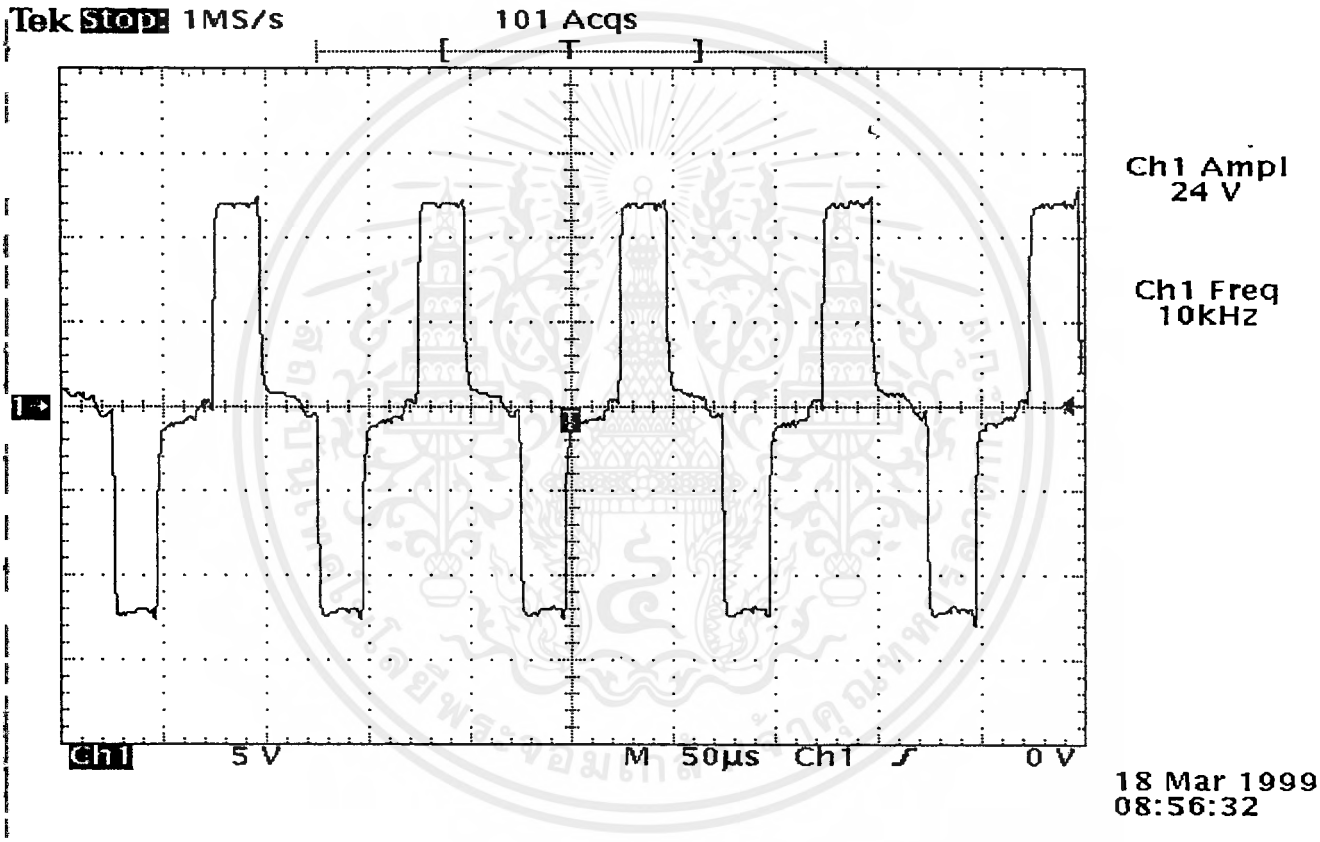
รูปที่ 5.9 สัญญาณที่ขา เกท ซอส Q5,Q6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



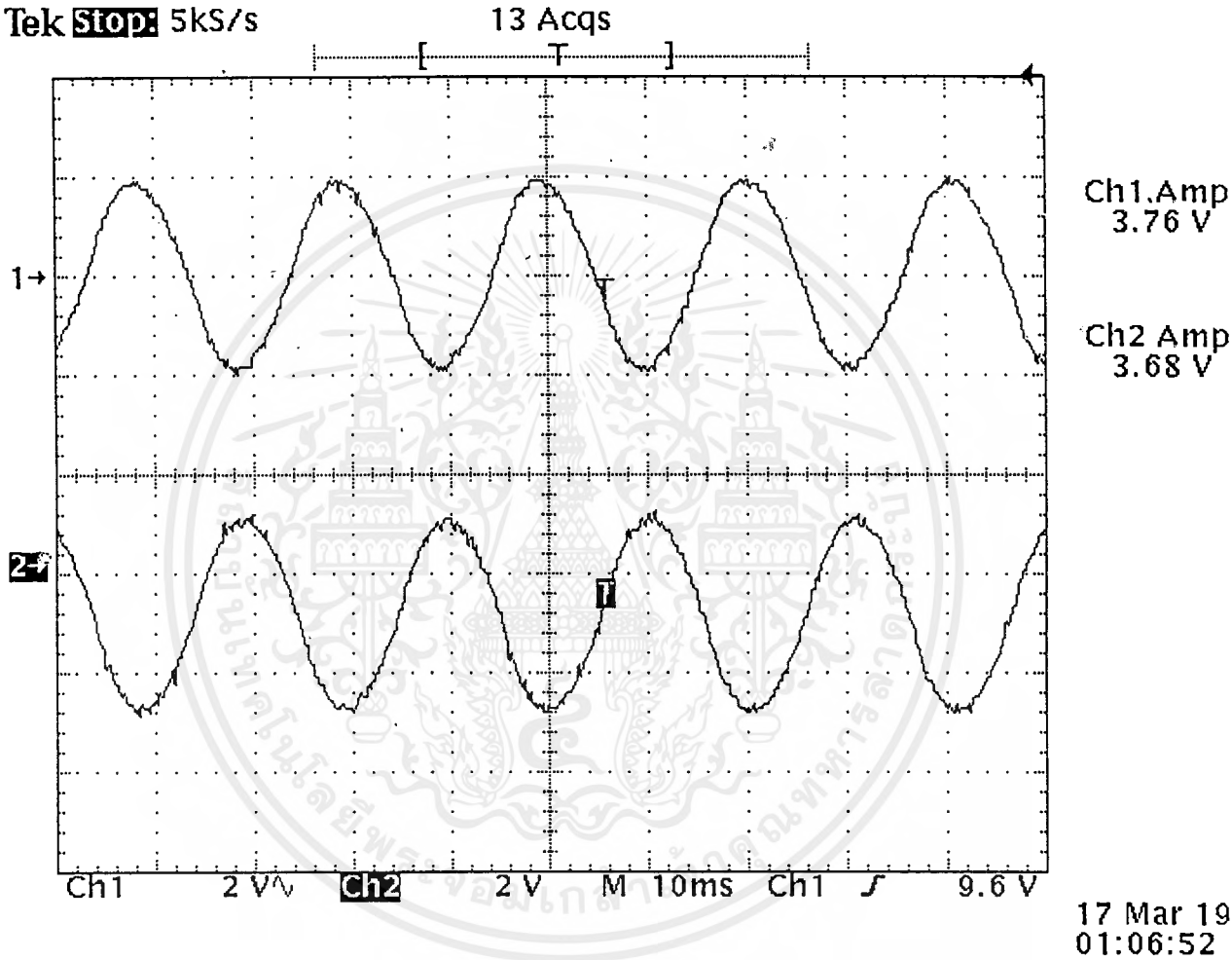
รูปที่ 5.10 สัญญาณพัลส์จากหม้อแปลงPOWER STATEทางด้านเอ้าท์พุทเมื่อVin =3.3Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 สัญญาณที่ได้จากภาค POWER STATE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 สัญญาณ SINE WAVE 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปและวิจารณ์

จากทดลองจะพบว่าสัญญาณที่ได้บางส่วนนั้นยังเป็นสัญญาที่ไม่สมบูรณ์ ซึ่งอาจเนื่องมาจากวงจรส่วนนั้นยังเป็นวงจรที่ไม่เสถียรภาพ จึงได้รูปสัญญาณที่ไม่ถูกต้อง และทำให้การทดลองนี้ยังไม่ประสบผลสำเร็จเท่าที่ควรแต่ก็มีบางส่วนที่ถือได้ว่าเป็นส่วนที่สามารถให้ผลการทดลองที่ดีและสามารถนำไปใช้เป็นวงจรใช้งานจริงได้

เนื่องมาจากในการทดลองแต่ละครั้งเราจะพบปัญหาที่เป็นอุปสรรคให้การดำเนินงานหยุดชงักและล่าช้า ซึ่งในบางครั้งก็ถึงขนาดทำให้เราต้องเริ่มต้นดำเนินงานกันใหม่ปัญหาที่พบบ่อยครั้ง เช่น การไม่เสถียรภาพของวงจร ความเสียหายของอุปกรณ์ที่สำคัญ เช่น POWER MOSFET,TRANSISTOR ปัญหาอันเนื่องมาจากอุปกรณ์ขาดตลาด ปัญหาเกี่ยวกับอุปกรณ์ในการวัดไม่เพียงพอต่อความต้องการใช้งาน ซึ่งแต่ละปัญหาล้วนมีผลทำให้การดำเนินงานในครั้งนี้เกิดความล่าช้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARRIS

IRF840/841/842/843
IRF840R/841R/842R/843R

N-Channel Power MOSFETs
Avalanche Energy Rated*

August 1991

Features

- 7A and 8A, 450V - 500V
- $r_{DS}(on)$ = 0.85Ω and 1.1Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

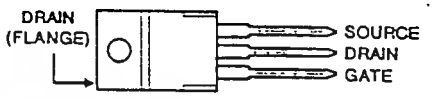
Description

The IRF840, IRF841, IRF842, and IRF843 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRF840R, IRF841R, IRF842R and IRF843R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRF types are supplied in the JEDEC TO-220AB plastic package.

Package

TO-220AB
TOP VIEW



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE

Absolute Maximum Ratings (T_C = +25°C), Unless Otherwise Specified

		IRF840 IRF840R	IRF841 IRF841R	IRF842 IRF842R	IRF843 IRF843R	UNITS
Drain-Source Voltage (1)	V_{DS}	500	450	500	450	V
Drain-Gate Voltage (R_{GS} = 20kΩ) (1)	V_{DGR}	500	450	500	450	V
Continuous Drain Current						
T_C = +25°C	I_D	8.0	8.0	7.0	7.0	A
T_C = +100°C	I_D	5.1	5.1	4.4	4.4	A
Pulsed Drain Current (3)	I_{DM}	32	32	28	28	A
Gate-Source Voltage	V_{GS}	±20	±20	±20	±20	V
Maximum Power Dissipation						
T_C = +25°C	P_D	125	125	125	125	W
Linear Derating Factor		1.0	1.0	1.0	1.0	W/°C
Inductive Current, Clamped (See Figure 14, L = 100μH)	I_{LM}	32	32	28	28	A
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4)	E_{AS}*	510	510	510	510	mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s)	T_L	300	300	300	300	°C

NOTES:

1. T_J = +25°C to +150°C.
2. Pulse Test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%.
3. Repetitive rating: Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
4. V_{DD} = 50V, starting T_J = +25°C, L = 14mH, R_{GS} = 25Ω, I_{PEAK} = 8A. See Figure 15.

*R Suffix Types Only

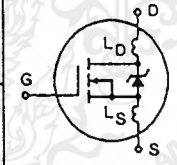
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper I.C. handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

File Number 2312.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

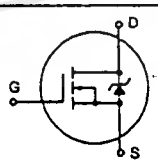
Electrical Characteristics T_C = 25°C, Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS MIN	LIMITS TYP	LIMITS MAX	UNITS
Drain-Source Breakdown Voltage IRF840/842, IRF840R/842R	BV_{DSS}	V_{GS} = 0V, I_D = 250µA	500	-	-	V
IRF841/843, IRF841R/843R			450	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250µA	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage Forward	I_{GSS}	V_{GS} = 20V	-	-	500	nA
Gate-Source Leakage Reverse	I_{GSS}	V_{GS} = -20V	-	-	-500	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = Max Rating, V_{GS} = 0V	-	-	250	µA
		V_{DS} = Max Rating x 0.8, V_{GS} = 0V, T_J = +125°C	-	-	1000	µA
On-State Drain Current (Note 2) IRF840/841, IRF840R/841R	$I_{D(ON)}$	V_{DS} > $I_{D(ON)}$ x $R_{DS(ON)}$ Max, V_{GS} = 10V	8.0	-	-	A
IRF842/843, IRF842R/843R			7.0	-	-	A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRF840/841, IRF840R/841R	$r_{DS(ON)}$	V_{GS} = 10V, I_D = 4.4A	-	0.8	0.85	Ω
IRF842/843, IRF842R/843R			-	1.0	1.1	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq$ 50V, I_D = 4.4A	4.9	7.4	-	S(℧)
Input Capacitance	C_{ISS}	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz See Figure 10	-	1225	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	200	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	85	-	pF
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	V_{DD} = 250V, I_D ≃ 8A, R_G = 9.1Ω See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)	-	15	21	ns
Rise Time	t_r		-	21	35	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	50	74	ns
Fall Time	t_f		-	20	30	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q_g	V_{GS} = 10V, I_D = 8A, V_{DS} = 0.8V Max Rating. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	42	63	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	7.0	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q_{gd}		-	22	-	nC
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the contact screw on tab to center of die. Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances.	-	3.5	-	nH
		Measured from the drain lead, 6mm (0.25in.) from package to center of die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad.	-	7.5	-	nH
Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.0	°C/W
Case-to-Sink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.5	-	°C/W
Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	80	°C/W



Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junc. rectifier.	-	-	8.0	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I_{SM}		-	-	32	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V_{SD}	T_J = +25°C, I_S = 8.0A, V_{GS} = 100A/µs	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	T_J = +25°C, I_F = 8.0A, dI_F/dt = 100A/µs	210	475	970	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	T_J = +25°C, I_F = 8.0A, dI_F/dt = 100A/µs	2.0	4.6	8.2	µC
Forward Turn-on Time	t_{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by L_S + L_D.	-	-	-	-



NOTES: 1. T_J = +25°C to +150°C
2. Pulse Test: Pulse width < 300µs, Duty Cycle < 2%
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5)
4. V_{DD} = 50V, Start T_J = +25°C, L = 14mH, R_{GS} = 25Ω, I_{PEAK} = 8A (See Figure 15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Curves

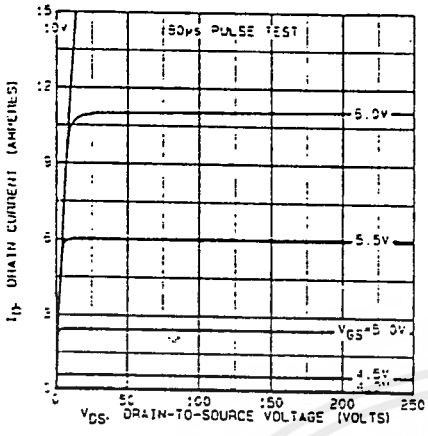


FIGURE 1. TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

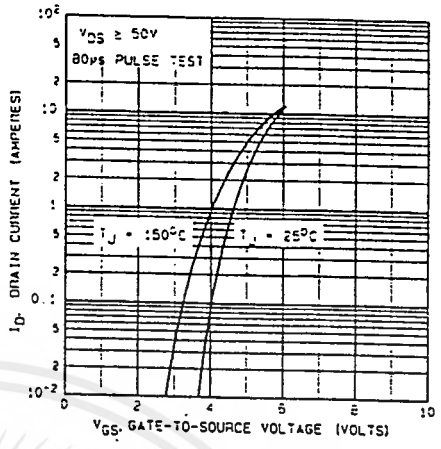


FIGURE 2. TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS

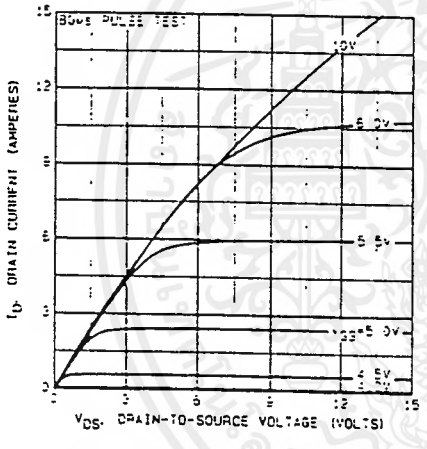


FIGURE 3. TYPICAL SATURATION CHARACTERISTICS

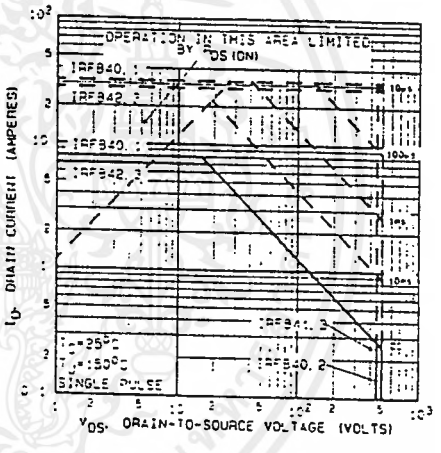


FIGURE 4. MAXIMUM SAFE OPERATING AREA

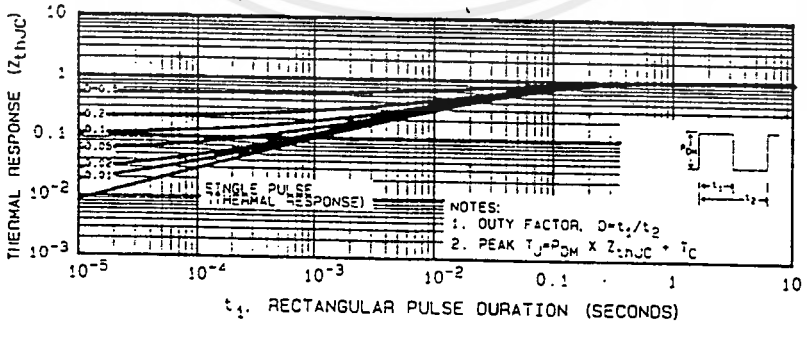


FIGURE 5. MAXIMUM EFFECTIVE TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION-TO-CASE vs PULSE DURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Curves (Continued)

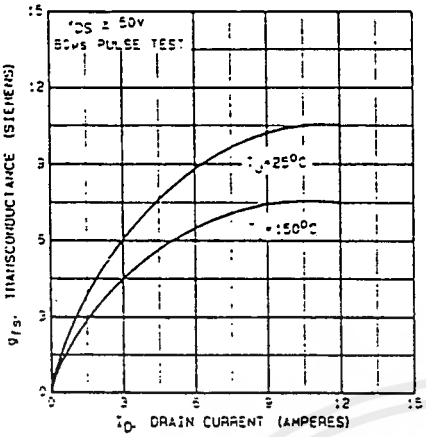


FIGURE 6. TYPICAL TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

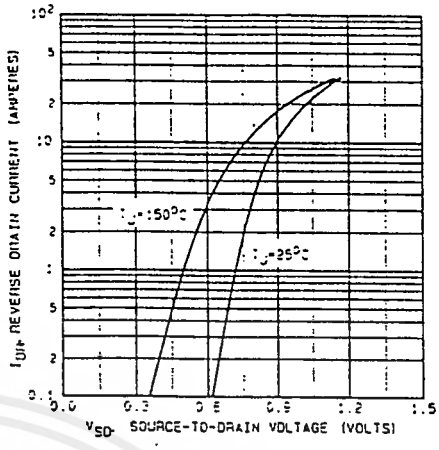


FIGURE 7. TYPICAL SOURCE-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

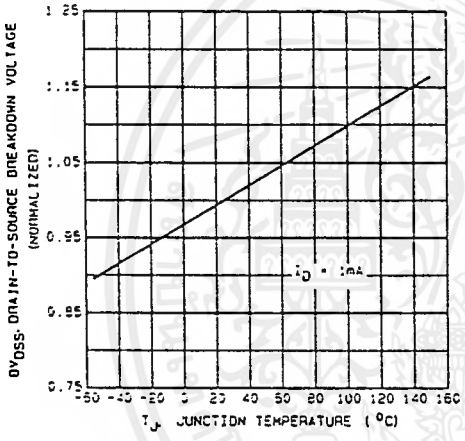


FIGURE 8. BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

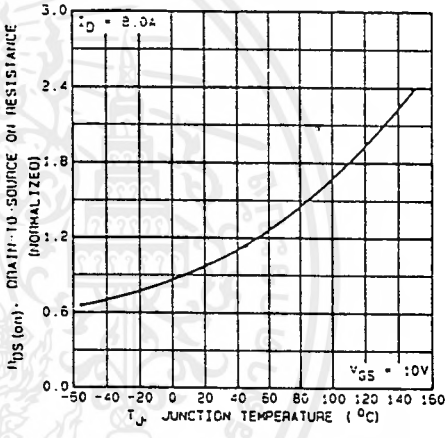


FIGURE 9. NORMALIZED ON-RESISTANCE vs TEMPERATURE

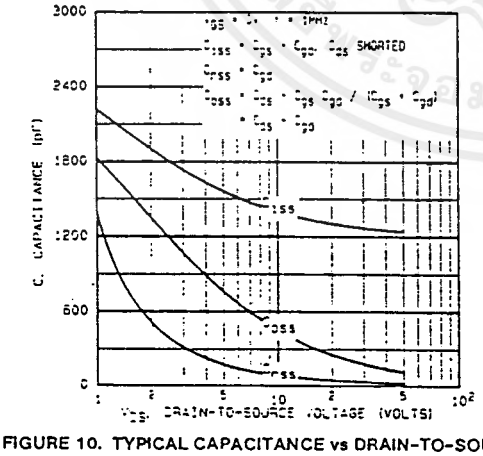


FIGURE 10. TYPICAL CAPACITANCE vs DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE

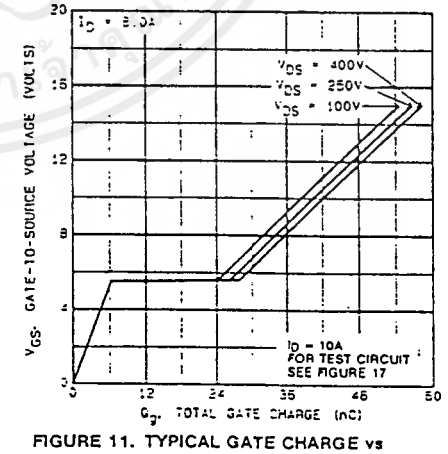


FIGURE 11. TYPICAL GATE CHARGE vs GATE-TO-SOURCE VOLTAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Curves (Continued)

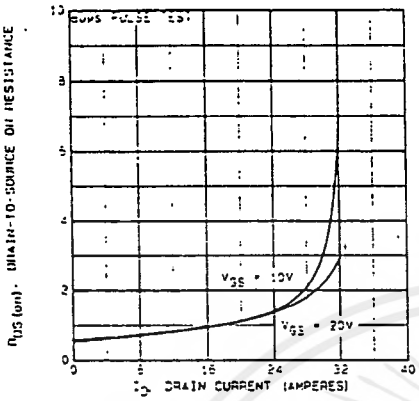


FIGURE 12. TYPICAL ON-RESISTANCE VS. DRAIN CURRENT

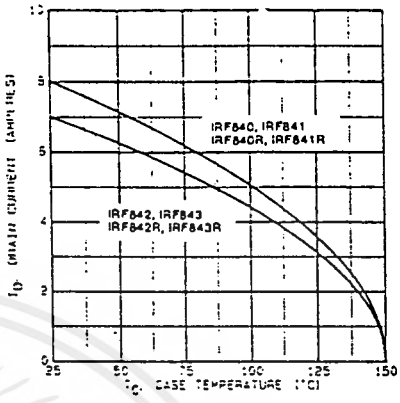


FIGURE 13. MAXIMUM DRAIN CURRENT VS. CASE TEMPERATURE

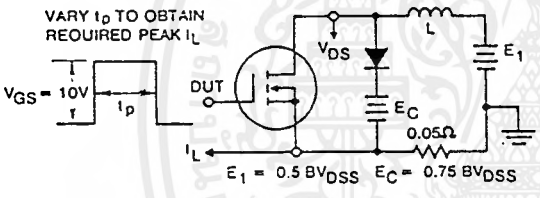


FIGURE 14a. CLAMPED INDUCTIVE TEST CIRCUIT

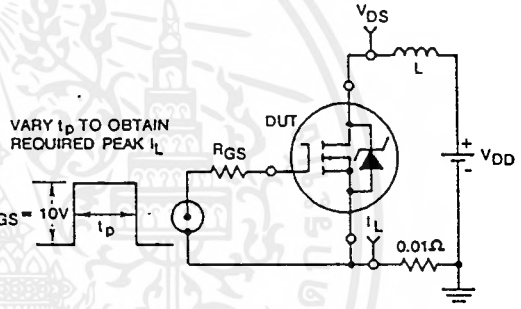


FIGURE 15a. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

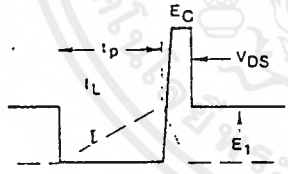


FIGURE 14b. CLAMPED INDUCTIVE WAVEFORMS

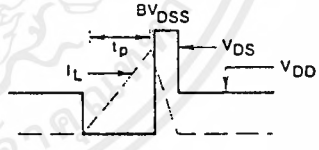


FIGURE 15b. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

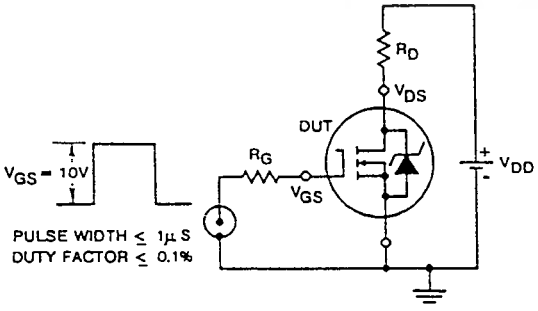


FIGURE 16. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

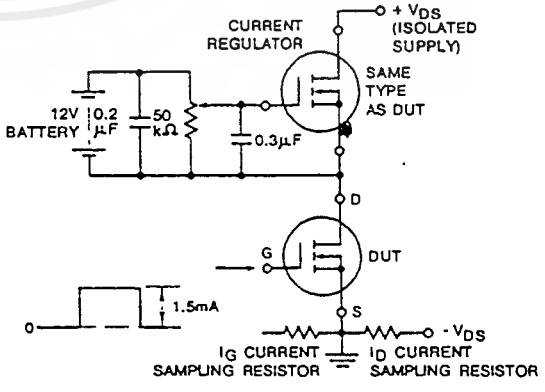


FIGURE 17. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARRIS

IRFP250/251/252/253
IRFP250R/251R/252R/253R

N-Channel Power MOSFETs
Avalanche Energy Rated*

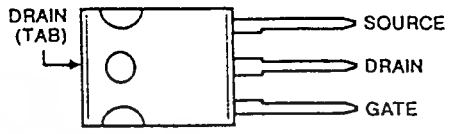
August 1991

Features

- 27A and 33A, 150V - 200V
- $r_{DS(on)}$ = 0.085Ω and 0.120Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

Package

TO-247
TOP VIEW



Description

The IRFP250, IRFP251, IRFP252, and IRFP253 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRFP250R, IRFP251R, IRFP252R, and IRFP253R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRFP types are supplied in the JEDEC TO-247 plastic package.

Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE

Absolute Maximum Ratings (T_C = +25°C), Unless Otherwise Specified

	IRFP250 IRFP250R	IRFP251 IRFP251R	IRFP252 IRFP252R	IRFP253 IRFP253R	UNITS
Drain-Source Voltage (1) ..... V_{DS}	200	150	200	150	V
Drain-Gate Voltage (R_{GS} = 20kΩ) (1) ..... V_{DGR}	200	150	200	150	V
Continuous Drain Current					
T_C = +25°C ..... I_D	33	33	27	27	A
T_C = +100°C ..... I_D	21	21	17	17	A
Pulsed Drain Current (3) ..... I_{DM}	130	130	110	110	A
Gate-Source Voltage ..... V_{GS}	±20	±20	±20	±20	V
Maximum Power Dissipation					
T_C = +25°C ..... P_D	180	180	180	180	W
Linear Derating Factor	1.44	1.44	1.44	1.44	W/°C
Inductive Current, Clamped ..... I_{LM} (See Figure 14, L = 100μH)	120	120	100	100	A
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4) ..... E_{as}*	810	810	810	810	mJ
Operating and Storage Junction ..... T_J, T_{STG} Temperature Range	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering ..... T_L (0.063" (1.6mm) from case for 10s)	300	300	300	300	°C

NOTES:

1. T_J = +25°C to +150°C.
2. Pulse Test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
4. V_{DD} = 50V, starting T_J = +25°C, L = 1.1mH, R_{GS} = 50Ω, I_{PEAK} = 33A. See Figure 15.

* R Suffix Types Only

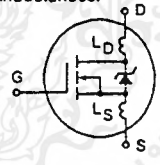
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper I.C. handling procedures should be followed.

Copyright © Harris Corporation 1991

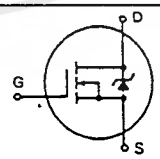
File Number 2330.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics T_C = +25°C, Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS MIN	LIMITS TYP	LIMITS MAX	UNITS
Drain-Source Breakdown Voltage IRFP250/252, IRFP250R/252R	BV_{DSS}	V_{GS} = 0V, I_D = 250µA	200	-	-	V
IRFP251/253, IRFP251R/253R			150	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250µA	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage Forward	I_{GSS}	V_{GS} = 20V	-	-	500	nA
Gate-Source Leakage Reverse	I_{GSS}	V_{GS} = -20V	-	-	-500	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	V_{DS} = Max Rating, V_{GS} = 0V	-	-	250	µA
		V_{DS} = Max Rating x 0.8, V_{GS} = 0V, T_C = +125°C	-	-	1000	µA
On-State Drain Current (Note 2) IRFP250/251, IRFP250R/251R	$I_{D(ON)}$	V_{DS} > $I_{D(ON)}$ x $r_{DS(ON)}$ Max, V_{GS} = 10V	33	-	-	A
IRFP252/253, IRFP252R/253R			27	-	-	A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRFP250/251, IRFP250R/251R	$r_{DS(ON)}$	V_{GS} = 10V, I_D = 17A	-	0.07	0.085	Ω
IRFP252/253, IRFP252R/253R			-	0.09	0.120	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	V_{DS} ≥ 50V, I_D = 17A	13	19	-	S(℧)
Input Capacitance	C_{ISS}	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz See Figure 10	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	800	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	300	-	pF
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	V_{DD} = 100V, I_D = 30A, R_G = 6.2Ω See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)	-	18	30	ns
Rise Time	t_r		-	125	180	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	70	100	ns
Fall Time	t_f		-	80	120	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q_g	V_{GS} = 10V, I_D = 30A, V_{DS} = 0.8 Max Rating. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	79	120	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	12	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q_{gd}		-	42	-	nC
Internal Drain Inductance	L_D	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of center of die. Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances. 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad.	-	12.5	-	nH
Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	°C/W
Case-to-Sink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.1	-	°C/W
Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	30	°C/W

Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junc. rectifier. 	-	-	33	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I_{SM}		-	-	130	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V_{SD}	T_J = +25°C, I_S = 33A, V_{GS} = 0V	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	T_J = +25°C, I_F = 30A, dI_F/dt = 100A/µs	140	-	630	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	T_J = +25°C, I_F = 30A, dI_F/dt = 100A/µs	1.8	-	8.1	µC
Forward Turn-on Time	t_{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by L_S + L_D.	-	-	-	-

NOTES: 1. T_J = +25°C to +150°C
2. Pulse Test: Pulse width ≤ 300µs, Duty Cycle ≤ 2%
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5)
4. V_{DD} = 50V, Start T_J = +25°C, L = 1.1mH, R_{GS} = 50Ω, I_{PEAK} = 33A (See Figure 15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

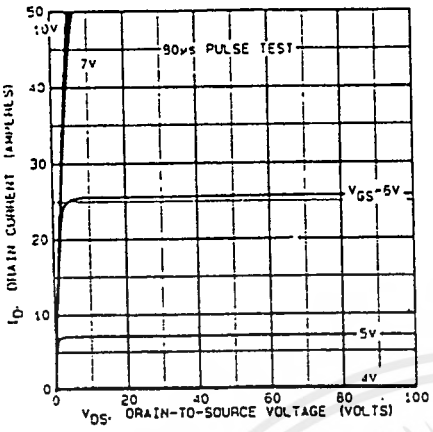


FIGURE 1. TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

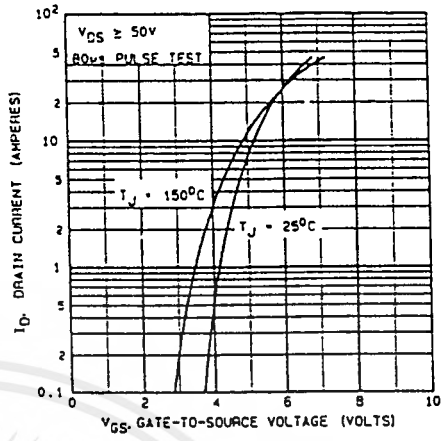


FIGURE 2. TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS

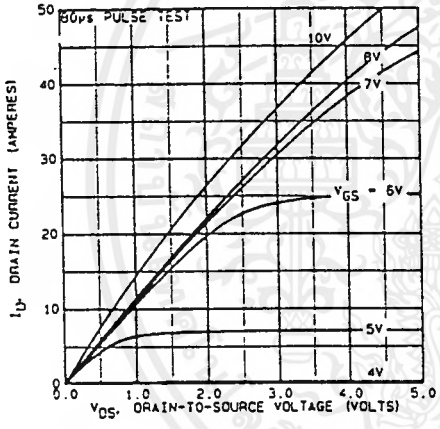


FIGURE 3. TYPICAL SATURATION CHARACTERISTICS

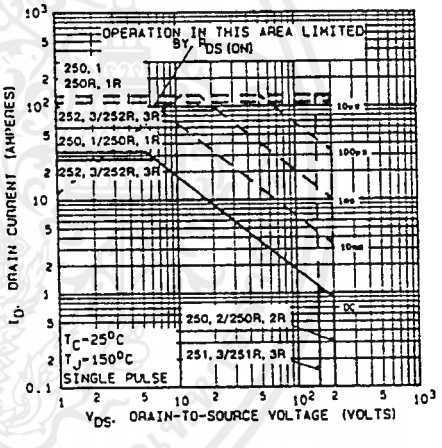


FIGURE 4. MAXIMUM SAFE OPERATING AREA

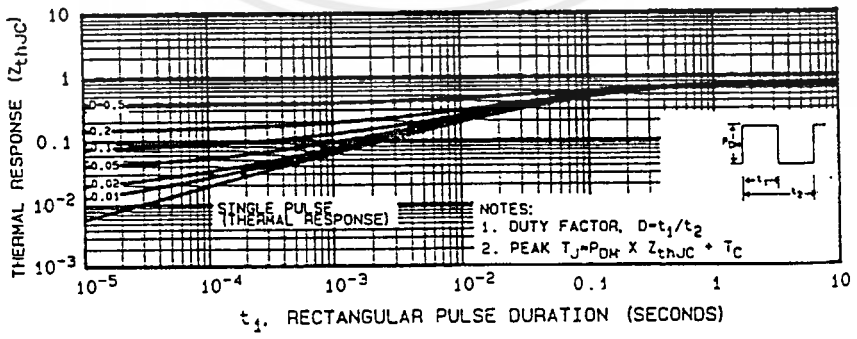


FIGURE 5. MAXIMUM EFFECTIVE TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION-TO-CASE vs PULSE DURATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

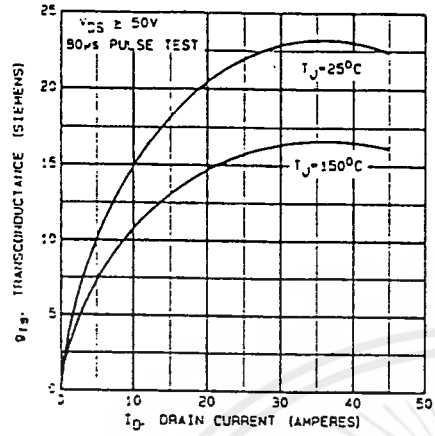


FIGURE 6. TYPICAL TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

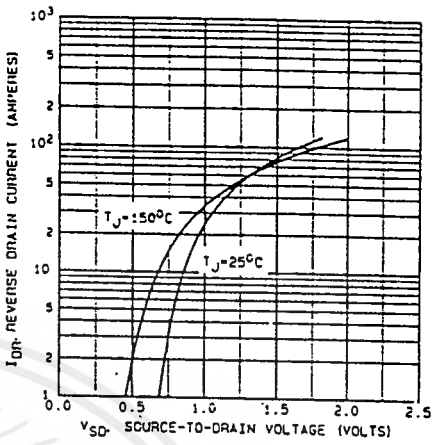


FIGURE 7. TYPICAL SOURCE-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

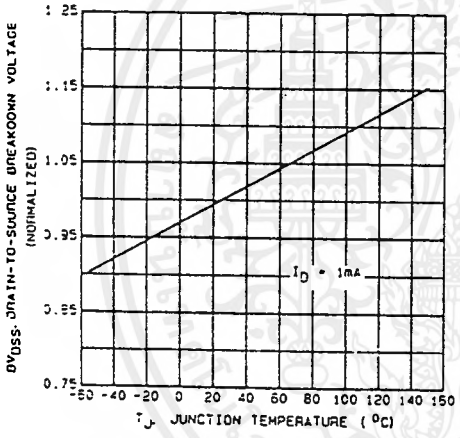


FIGURE 8. BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

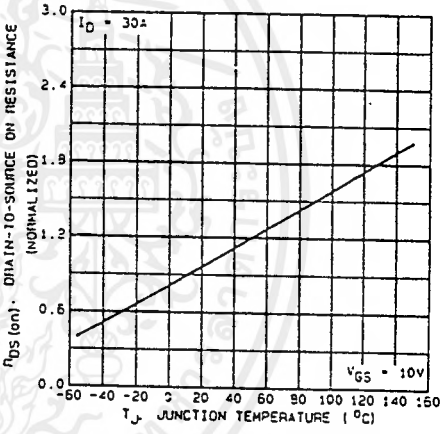


FIGURE 9. NORMALIZED ON-RESISTANCE vs TEMPERATURE

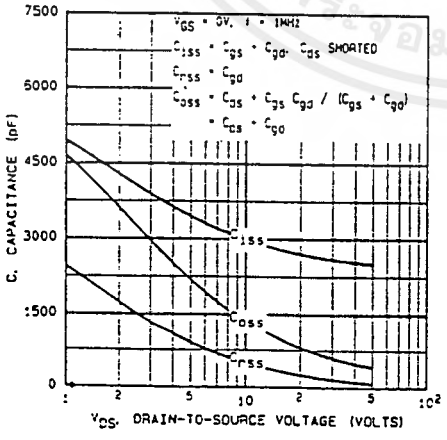


FIGURE 10. TYPICAL CAPACITANCE vs DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE

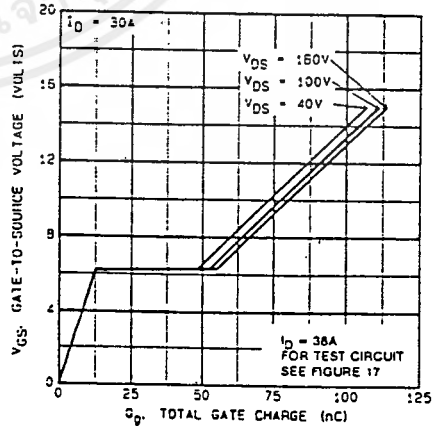


FIGURE 11. TYPICAL GATE CHARGE vs GATE-TO-SOURCE VOLTAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

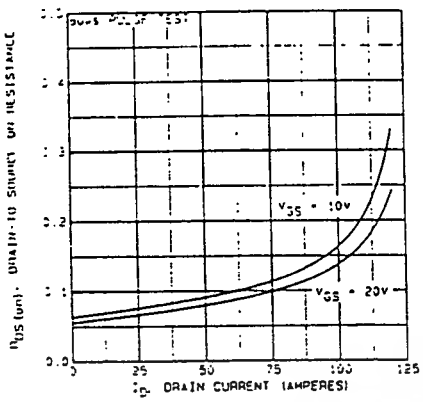


FIGURE 12. TYPICAL ON RESISTANCE vs DRAIN CURRENT

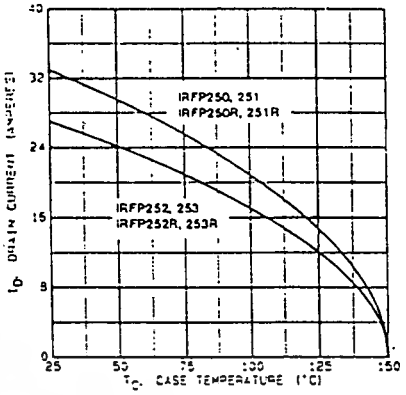


FIGURE 13. MAXIMUM DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

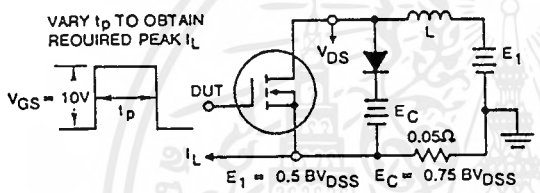


FIGURE 14a. CLAMPED INDUCTIVE TEST CIRCUIT

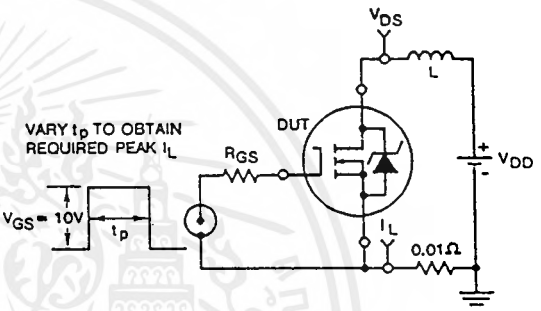


FIGURE 15a. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

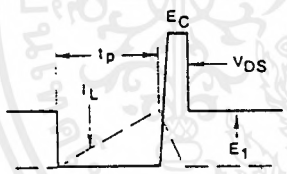


FIGURE 14b. CLAMPED INDUCTIVE WAVEFORMS

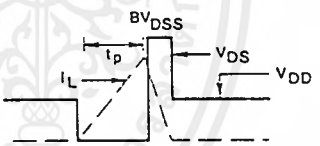


FIGURE 15b. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

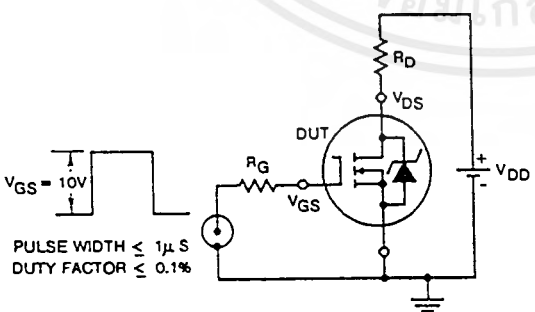


FIGURE 16. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

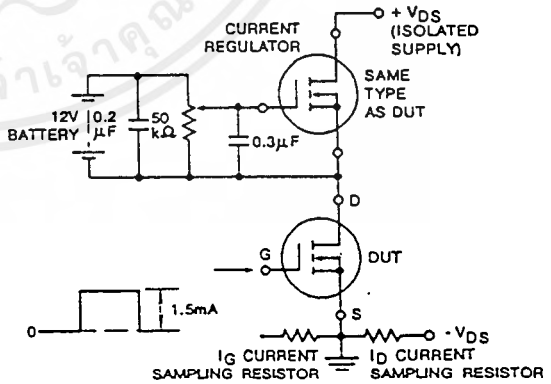


FIGURE 17. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

TL494
TL495

Specifications and Applications Information

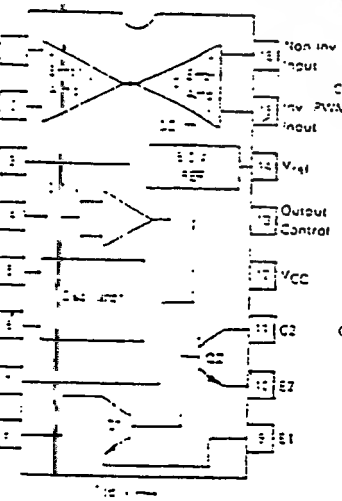
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

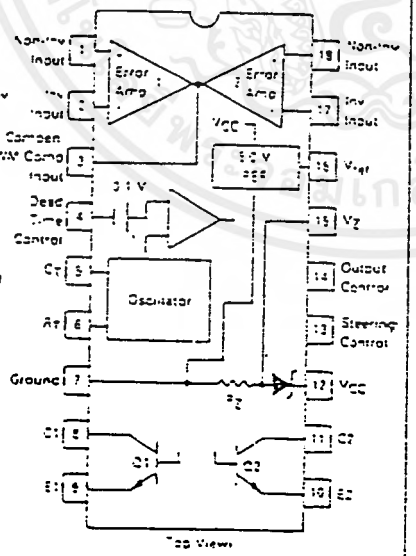
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 36 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

PIN CONNECTIONS

TL494



TL495

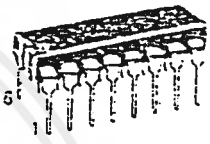


The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of – 25°C to 85°C. The TL494M is specified over the military range of – 55°C to 125°C.

SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

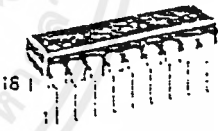
TL494



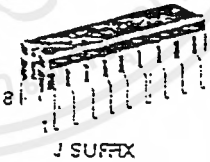
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-05

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-02

TL495



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 725-01

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	– 25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	– 25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	– 55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	– 25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	– 25 To 85°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

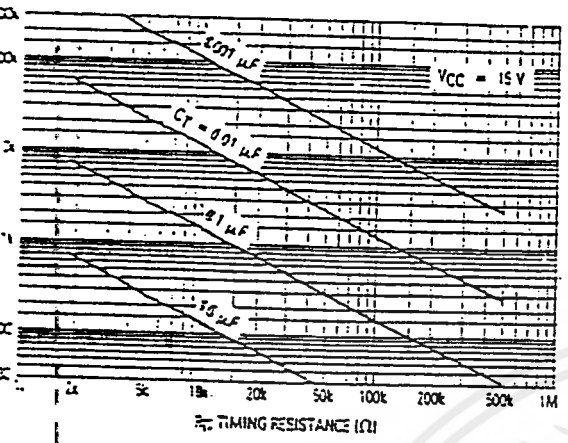


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

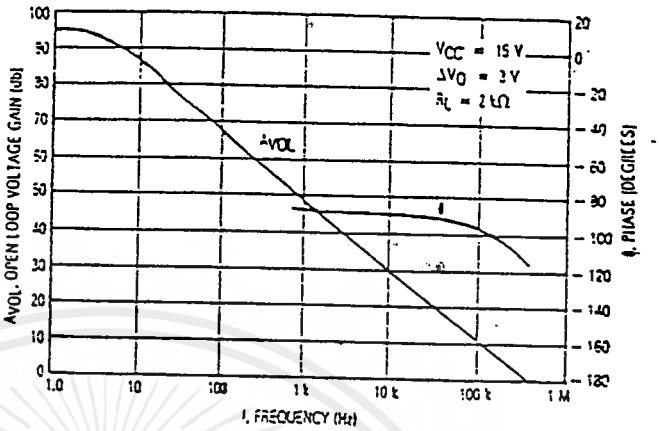


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

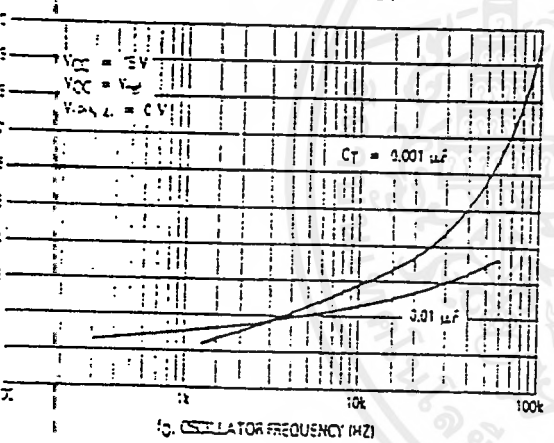


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

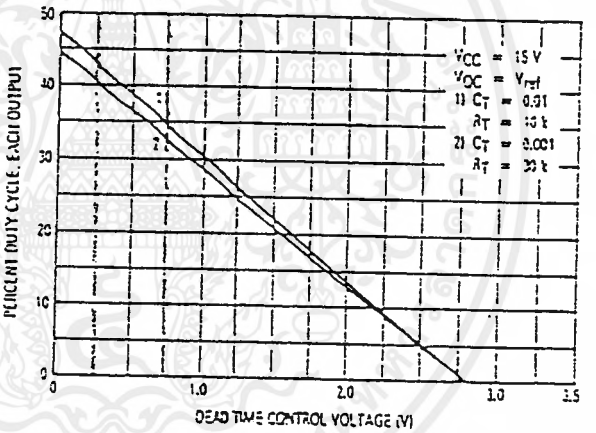


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

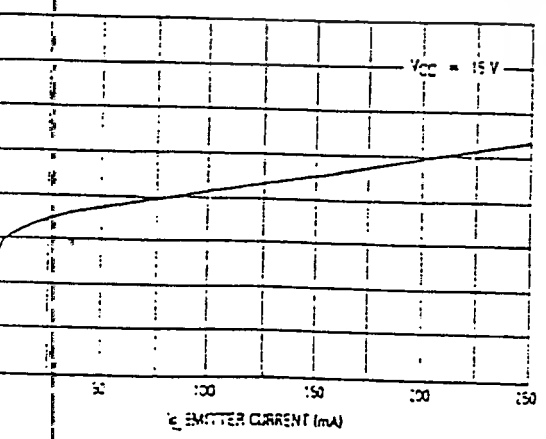
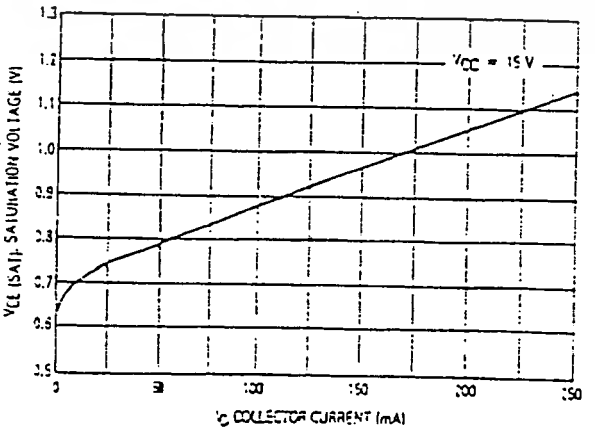


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495 Min	TL494/TL495 Typ	TL494/TL495 Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 V)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) (V_{in} = 0 to 5.25 V)	$I_{IB\ (DT)}$	—	−2.0	−10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V_{in} = 0 V, C_T = 0.1 μF, R_T = 12 kΩ)	DC_{max}	45	48	50	%
(V_{in} = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)		—	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	—	2.8	3.3	V
(Maximum Duty Cycle)		0	—	—	
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V_{CC} = 7.0 V to 40 V, T_A = 25°C)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT_A = T_{Alow} to T_{Ahigh})	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	±1.0	±2.0	%

Characteristic	Symbol	TL495 Min	TL495 Typ	TL495 Max	Unit
STEERING CONTROL					
Input Current Low ($V_{(Pin\ 13)}$ = 0.4 V)	I_{STL}	—	−25	−250	μA
Input Current High ($V_{(Pin\ 13)}$ = 2.4 V)	I_{STH}	—	25	200	μA
($V_{(Pin\ 13)}$ = V_{ref})		—	75	—	
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I_Z = 2.0 mA)	V_Z	—	39	—	V
Sink Current ($V_{(Pin\ 15)}$ = 1.0 V)	I_{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}, All Other Inputs and Outputs Open) (V_{CC} = 15 V)	I_{CC}	—	5.5	10	mA
(V_{CC} = 40 V)		—	7.0	15	
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (See Figure 12.) (C_T = 0.001, R_T = 12 kΩ, V_{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ...ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	—	—	−150	—	—	−100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage								
Common-Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
Emitter-Follower (V_C = 15 V, I_E = −200 mA)	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current								
Low State (V_{OC} ≤ 0.4 V)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time (T_A = 25°C)								
Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time (T_A = 25°C)								
Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	40	100	—	40	100	ns

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C1}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	V_{CC} + 23	V_{CC} + .03	V_{CC} + .03	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	−55 to 125	− 25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−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	$R_{\theta JA}$	100	80	°C/W
Power Derating Factor	$1/R_{\theta JA}$	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T_A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	−0.3	—	V_{CC} − 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min-max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, ITL495C,I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I_O = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT_A = Min to Max)	ΔV_{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	3.5	F_a
Input Regulation (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I_O = 1.0 mA to 10 mA)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V_{ref} = 0 V, T_A = 25°C)	I_{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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:

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

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 ±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 39 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	$\frac{f_{out}}{f_{osc}}$ =
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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

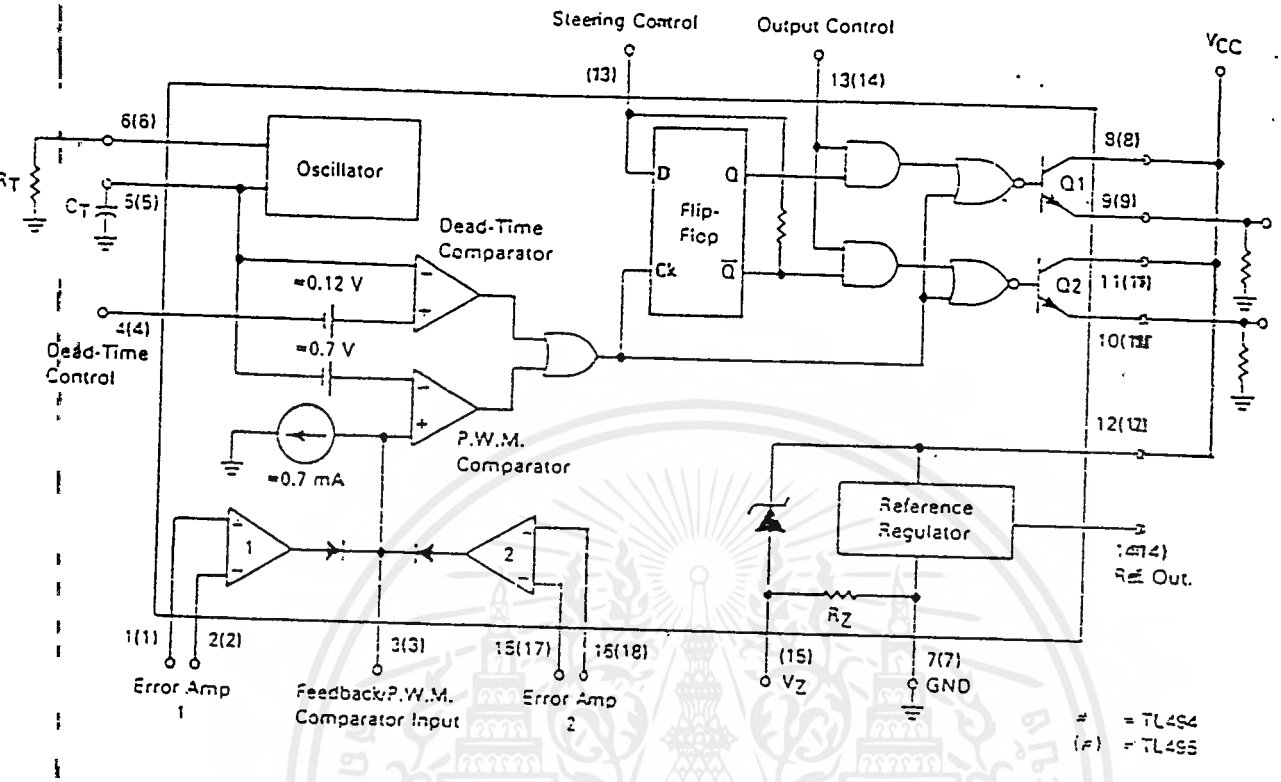
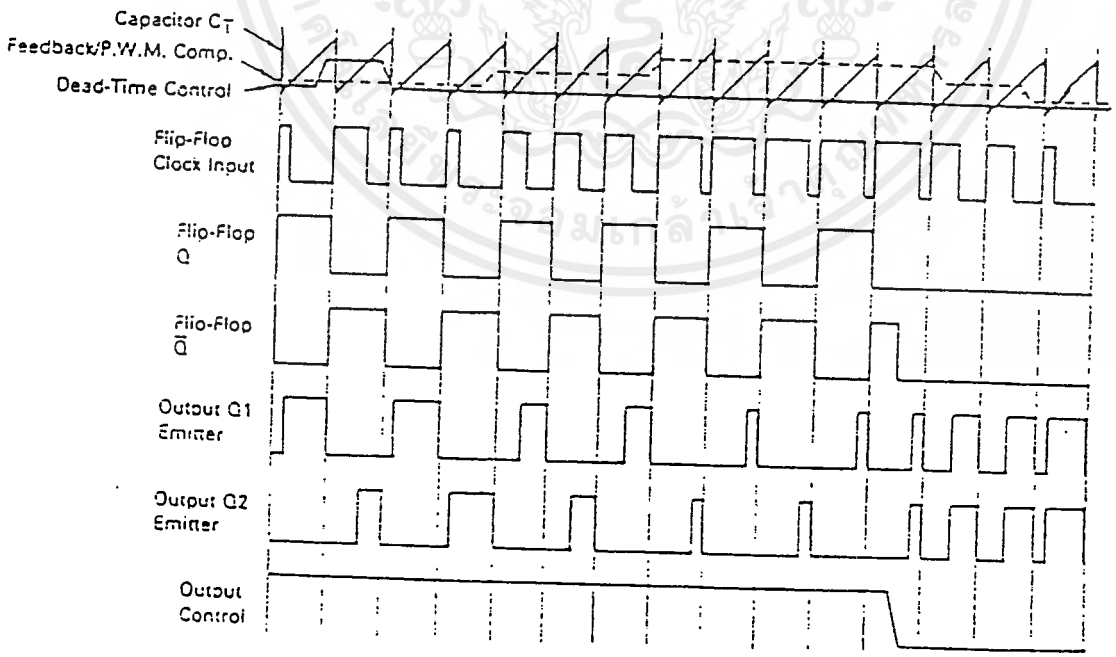


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงความเป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้