



INVERTER

โดย

นายอวัชชัย กอเจริญทรัพย์

นายปราโมทย์ ผลส่ง

นางสาวรุ่งนภา จิตภักดี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมศักดิ์ เจียวศิริกุล

วัน เดือน ปี 24.ค.ค. 2541

เลขทะเบียน 039160

เลขเรียกหนังสือ 1.10.๒๑๑.๗.๒๑๑๐

รายงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชา 011841001 PROJECT II
ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประจำภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2540

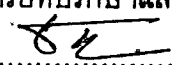
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039160

รายงานเรื่อง อินเวอร์เตอร์
INVERTER
จัดทำโดย นายธวัชชัย กอเจริญทรัพย์
นายปราโมทย์ ผลส่ง
นางสาวรุ่งนภา จิตภักดิ์
อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ..........อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

วันที่/...../.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTER

TAWATCHAI KORCHARURNSUP

PRAMOTE PHOLSONG

RUNGNAPA JIPUGDEE

SOMSUK CHEARSIRIKUN ADVISOR

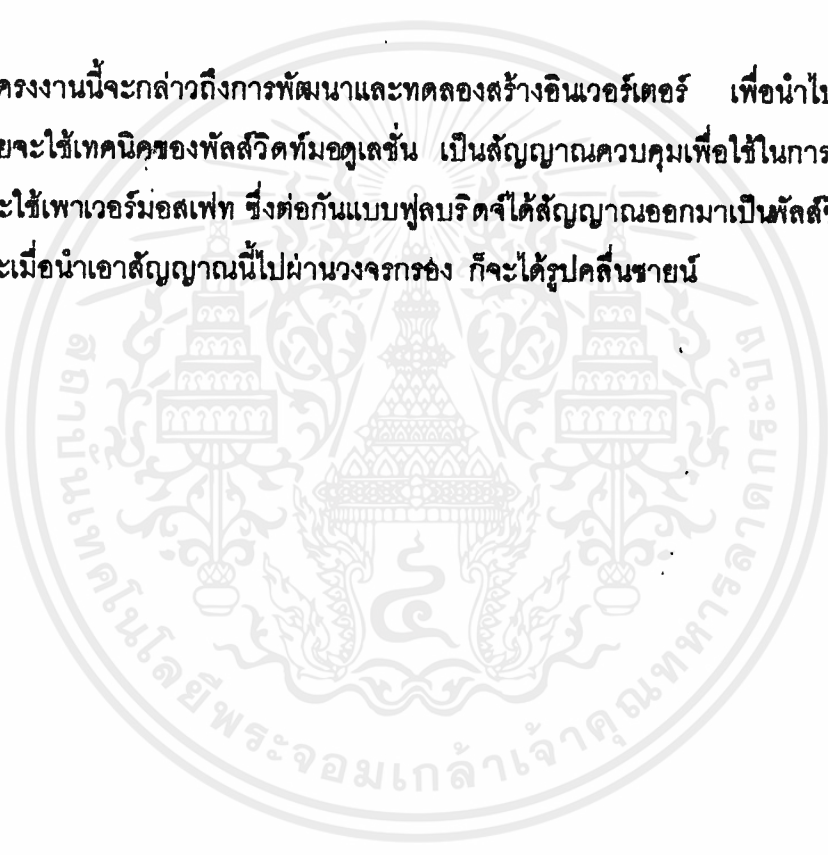
1997

ABSTRACT

This project is about a development of the inverter for using the uninterruptible power supply. We use the control signal comes from the pulse width modulation technique to switch the full bridge power mosfet. The signal that comes out of the power stage is a signal with multiple pulse width and when we gate .The signal passed through the filter output of the filter is a sine wave signal it.

อินเวอร์เตอร์**นายอวิชัย กอเจริญทรัพย์****นายปราโมทย์ ผลส่ง****นางสาวรุ่งนภา จิตภักดี****ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา****ปีการศึกษา 2540****บทคัดย่อ**

โครงการนี้จะกล่าวถึงการพัฒนาและทดลองสร้างอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้กับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง โดยจะใช้เทคนิคของพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เป็นสัญญาณควบคุมเพื่อใช้ในการสวิตชิง ให้กับวงจรกำลังซึ่งจะใช้เพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งต่อกันแบบฟูลบริดจ์ได้สัญญาณออกมาเป็นพัลส์ซึ่งมีความกว้างต่าง ๆ กัน และเมื่อนำเอาสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรกรอง ก็จะได้รูปคลื่นไซน์



สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
Abstract	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.1.2 ขอบเขตของโครงการ	1
บทที่ 2 อินเวอร์เตอร์	3
2.1 การควบคุม ระดับแรงดันไฟฟ้ามี 3 วิธีคือ	4
2.1.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์	4
2.1.2 การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยใช้พัลส์มอดูเลชัน (Pulse Modulation)	4
2.1.3 ควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ Stepping Transformer	4
2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้า ภายในอินเวอร์เตอร์	5
2.2.1 แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave)	5
2.2.2 แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี (Quasi square wave)	5
2.2.3 แบบหกขั้นและสิบสองขั้น (six step, twelve step)	5
2.2.4 แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse width Modulation)	5
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์	6
2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์มอดูเลชัน	8
2.4.1 รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับและ 3 ระดับ	8
2.4.2 การสร้างรูปคลื่น PWM	8
2.4.3 การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอร์ฮอลและแบบเรกูลาร์	9
2.5 การสร้างรูปคลื่นเนเทอร์ฮอลแอมปลิง	10

2.6	การสร้างรูปคลื่นเรกูลาร์แอมพลิง	11
บทที่ 3	การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์	13
3.1	วงจรพุทพุล (Push Pull)	13
3.1.1	ข้อจำกัดของวงจรพุทพุล	14
3.1.2	การแก้ปัญหาในส่วนที่เกิดขึ้นนี้สามารถทำได้โดย	15
3.2	วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)	15
3.2.1	ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์	16
3.2.2	การแก้ไข	17
3.2.3	การคำนวณค่า C-Coupling	17
3.3	วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)	18
3.4	คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	20
3.4.1	คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	21
3.4.2	ชนิดของเพาเวอร์มอสเฟต	22
3.4.3	SOA (Safe operating area)	22
3.4.4	การเพิ่มพิกัดของมอสเฟตกำลัง	23
3.4.5	อิมพีแดนซ์ของวงจรไฟฟ้า	23
3.4.6	ข้อแตกต่างระหว่างมอสเฟตกำลังกับทรานซิสเตอร์กำลัง	24
บทที่ 4	การออกแบบ	25
	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง	25
4.1	การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM สำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์	26
4.2	วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) และสัญญาณพัลส์ (Pulse)	27
4.3	การสร้าง Sine Wave 50HZ	28
4.4	วงจร COMPARATOR	28
4.5	วงจรขับมอสเฟต	31
4.6	วงจรกำลัง	32
4.7	การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	33

	หน้า	
4.7.1	ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง	33
4.7.2	ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	35
4.8	ส่วนกรองสัญญาณ (Filter)	36
4.8.1	คุณสมบัติของเรคตีฟาย	37
4.8.2	คุณสมบัติและการออกแบบส่วนของตัวเหนี่ยวนำ	38
4.8.3	คุณสมบัติและการออกแบบตัวเก็บประจุในส่วนกรองสัญญาณ	40
4.9	วงจรป้องกัน	41
4.9.1	การป้องกันแรงดันเกิน	41
4.9.2	การป้องกันกระแสเกิน	42
4.10	วงจรกรองความถี่	43
4.10.1	แนวทางการสร้างวงจรกรองความถี่	44
4.11	วงจรฟิลเตอร์	47
4.11.1	ตัวเหนี่ยวนำ	47
4.11.2	ตัวเก็บประจุ	48
4.12	แบตเตอรี่	50
4.13	ทฤษฎีหม้อแปลง	52
4.14	การเลือกลักษณะแกนและวัสดุ	54
4.15	ขั้นตอนการออกแบบ	54
4.16	ตารางที่ 1 แกนเฟอร์ไรต์บริษัทต่าง ๆ	56
4.17	ตารางที่ 2 แสดงแผ่นข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง	
4.18	SWITCHING POWER SUPPLY	57
4.19	DRIVER CIRCUIT	57
4.20	POWER STATE	58
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	60
5.1	การทดลองและวงจรการทดลอง	
5.2	ผลการทดลองการสร้างสัญญาณพื้นเสียง	61
5.3	ผลการทดลองสร้างชาयน์ 50 Hz	62

	หน้า
5.4 ผลการทดลองการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณสายน์ 50 Hz กับ สัญญาณฟันเลื่อย	63
5.5 ผลของสัญญาณที่ทำการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณฟันเลื่อย กับกระแสไฟตรง Q1, Q2	64
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์	70
สรุปผลและวิจารณ์ผลการทดลอง	

ภาคผนวก



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันได้มีการนำเอาอุปกรณ์ ทางด้านเพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ (Power Semiconductor) มาใช้กับงานทางด้านไฟฟ้ากำลัง (Power Electrical) และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) กันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากได้มีการวิจัย และพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตอุปกรณ์ เซมิคอนดักเตอร์ กันอย่างกว้างขวางทำให้ โรงงานอุตสาหกรรมสามารถผลิตอุปกรณ์เหล่านี้ ให้มีพิภักต์สูง ๆ ได้เช่นในการผลิต Power Diode, Power Transistor, SCR รวมทั้ง Power MOSFET ซึ่งจะมีพิภักต์ที่ต่ำกว่า อุปกรณ์ที่กล่าวมาข้างต้นอยู่มาก และถ้าการใช้อุปกรณ์ดังกล่าวเป็นงานที่ใช้กำลังงานไฟฟ้าและแรงดันไม่สูงมากนักเราก็จะใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) มาใช้งานแทนทรานซิสเตอร์ (Transistor) และเอสซีอาร์ (SCR) เนื่องจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) มีข้อดีกว่าเอสซีอาร์ (SCR) คือไม่ต้องใช้อุปกรณ์ในการคอมมิวเตชัน (Commutation) ให้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) หยุดนำกระแสเหมือนเอสซีอาร์ (SCR) และ เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) สามารถควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิตช์ปิดและเปิด (Power Switch on,off) ได้ด้วยแรงดันที่ป้อนให้กับขาเกต (Gate) ควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิตช์ปิดและเปิด (Power Switch on , off)

1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

จากการศึกษาและเปรียบเทียบคุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) กับ อุปกรณ์ที่ใช้กับการสวิตชิง (Switching) อื่น ๆ เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) หรือ เอสซีอาร์ (SCR) จะพบว่าเพาเวอร์มอสเฟตมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นเพาเวอร์สวิตช์ (Power MOSFET) เป็นตัวสวิตช์ในส่วนของวงจรกำลังโดยจะต่อกันเป็นวงจรบริดจ์แต่เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตเดี่ยวที่พิภักต์กระแสนั้นมีราคาแพง ดังนั้นจึงต้องเอาเพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) ที่มีพิภักต์ต่ำมาต่อขนานกัน

1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

ในโครงการนี้จะเป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่มีพิภักต์ในการจ่ายโหลด 1 KW ที่แรงดันอินพุต 48 โวลท์ (V_{oc}) และแรงดันเอาท์พุทมีค่า 220 โวลท์ (V_{ac}) ในส่วนของวงจรอินเวอร์

เตอร์ (Inverter Circuit) จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรหลัก (Main Circuit) และ ส่วนของวงจรรีบ (Drive Circuit)



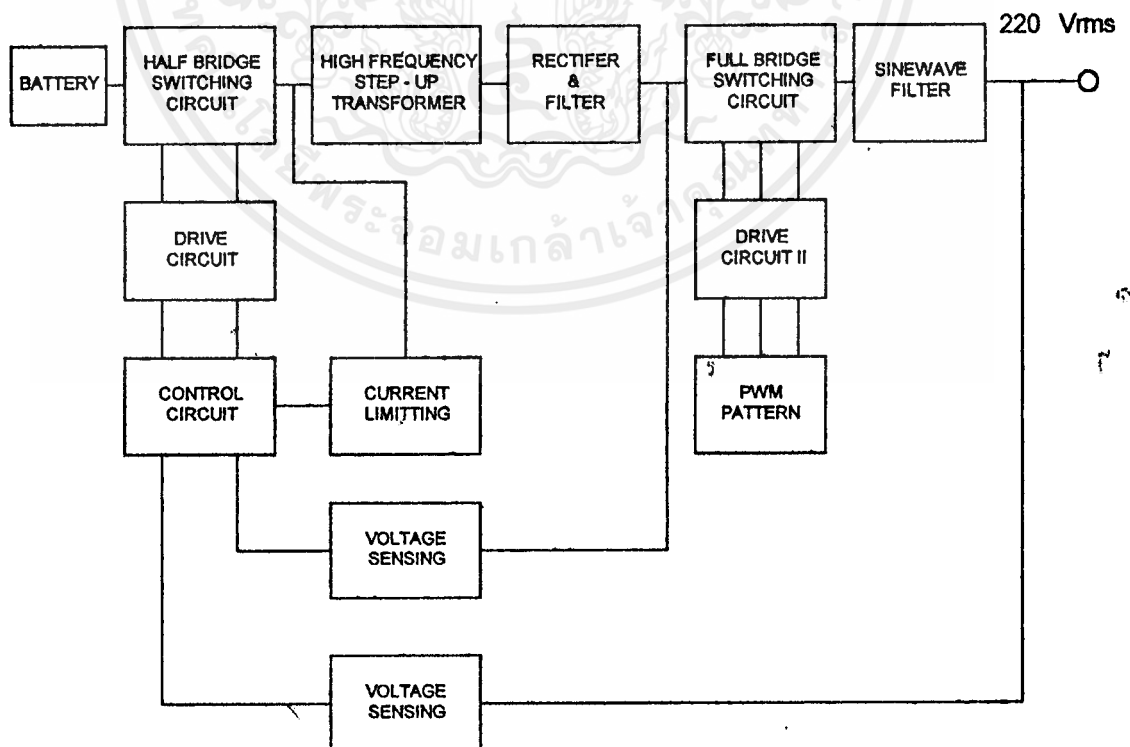
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

อินเวอร์เตอร์

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

อินเวอร์เตอร์ความถี่คงที่ สามารถใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง แหล่งจ่ายไฟบนยานพาหนะ หรือนำไปใช้ในระบบแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS) อินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีประสิทธิภาพสูงเชื่อถือได้ ราคาไม่แพง นอกจากนี้ควรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาด้วย วิธีหนึ่งที่จะลดขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็คือ การส่งผ่านพลังงานที่ความถี่สูง ๆ ความถี่ยิ่งสูงมากขึ้น ขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็จะยิ่งเล็กลง และเพื่อให้การส่งผ่านพลังงานมีประสิทธิภาพสูง ต้องลดการสูญเสียเนื่องมาจากการสวิตชิง (Switching Loss) โดยการเลือกอุปกรณ์ที่มีความเร็วในการสวิตชิงสูง ในโครงการนี้เลือกใช้เพาเวอร์ MOSFET เป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิง



หลักการของอินเวอร์เตอร์จะอาศัยการตัดต่อของสวิทช์ที่เป็นสารกึ่งตัวนำ เป็นตัวตัดต่อไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่ออยู่กับภาระไฟฟ้า (Load) เช่น ทรานซิสเตอร์, เฮลชีอาร์, เพาเวอร์มอสเฟต, ไอจีบีที เป็นต้น เพื่อที่จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้าเป็นสัญญาณไฟกระแสสลับ ซึ่งในโครงการนี้ เป็นการศึกษาโดยการนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตมาทำหน้าที่ เป็นตัวสวิทช์ของวงจรทางด้านกำลังที่จะเป็นตัวต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ต่ออยู่กับภาระไฟฟ้ากระแสสลับ ที่มีรูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยมคอวี (Quasi square wave) แล้วนำมาผ่านวงจรกรองความถี่จะรูปคลื่นเป็นแบบซายน์

2.1 การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ามี่ 3 วิธีคือ

2.1.1 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์

สามารถทำได้โดยใช้วงจรตัดไฟ (Rectifier) ที่สามารถควบคุมระดับแรงดันได้ หรือใช้วงจรชิอปเปอร์ (Chopper)

2.1.2 ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ ใช้พัลส์มอดูเลชัน (Pulse Modulation)

มีหลายแบบ เช่น พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซิงเกิลพัลส์มอดูเลชัน (Single Modulation) ทำให้เอาท์พุทมีรูปร่างเปลี่ยนไป

2.1.3 ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทโดยใช้ Stepping Transformer

วิธีการควบคุมแบบนี้ให้การตอบสนองช้าไม่ค่อยนิยม

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ กับการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 วิธีนิยมใช้กันมากโดยมีลักษณะข้อดีและข้อเสียดังนี้

ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายใน	การควบคุมแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์
1. การตอบสนองต่อความเร็ว	1. ตอบสนองช้ากว่าเพราะ Filtering ในแหล่งจ่าย
2. เหมาะกับโหลดสูง ๆ	2. ไม่เหมาะกับโหลดสูง ๆ
3. ฮาร์โมนิกส์เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงฮาร์โมนิกส์	3. ฮาร์โมนิกส์เอาท์พุทคงที่
4. Filter ยากกว่า	4. Filter ง่าย

ซึ่งในโครงการนี้ จะใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นมีหลายแบบโดยแต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับว่าจะใช้โหลดชนิดใดต้องการสัญญาณแบบไหน

2.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์

2.2.1 แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave)

เป็นอินเวอร์เตอร์แบบที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นชนิดที่สร้างได้ไม่ยาก แต่จะไม่ให้เอาต์พุตเป็นคลื่นไซน์เวฟ

2.2.2 แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี (Quasi square Wave)

แบบนี้ได้รับการปรับปรุงมาจากแบบแรก ซึ่งจะกรองเอาสัญญาณชาน์นออกมาได้ง่ายขึ้น และแบบนี้สามารถใช้ได้เฉพาะโหลดเท่านั้น เพราะว่าในเอาต์พุตแบบนี้จะยังมีฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก

2.2.3 แบบ 6 ขั้นและแบบ 12 ขั้น (Six step, Twelve step)

ทั้ง 2 ชนิดนี้ใช้สัญญาณควอซีมารวมกันโดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า โดยใช้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตใกล้เคียงกับรูปคลื่น Sine จึงสามารถลดอุปกรณ์กรองความถี่ได้เพราะฮาร์โมนิกส์ลดลง แต่การสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ยุ่งยาก จะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเพราะต้องใช้ควอซีหลายๆ ตัวมาต่อขนานกัน และยังคงใช้หม้อแปลงเพิ่มขึ้นด้วยทำให้มีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมากซึ่งวิธีการแบบนี้ใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดสูง

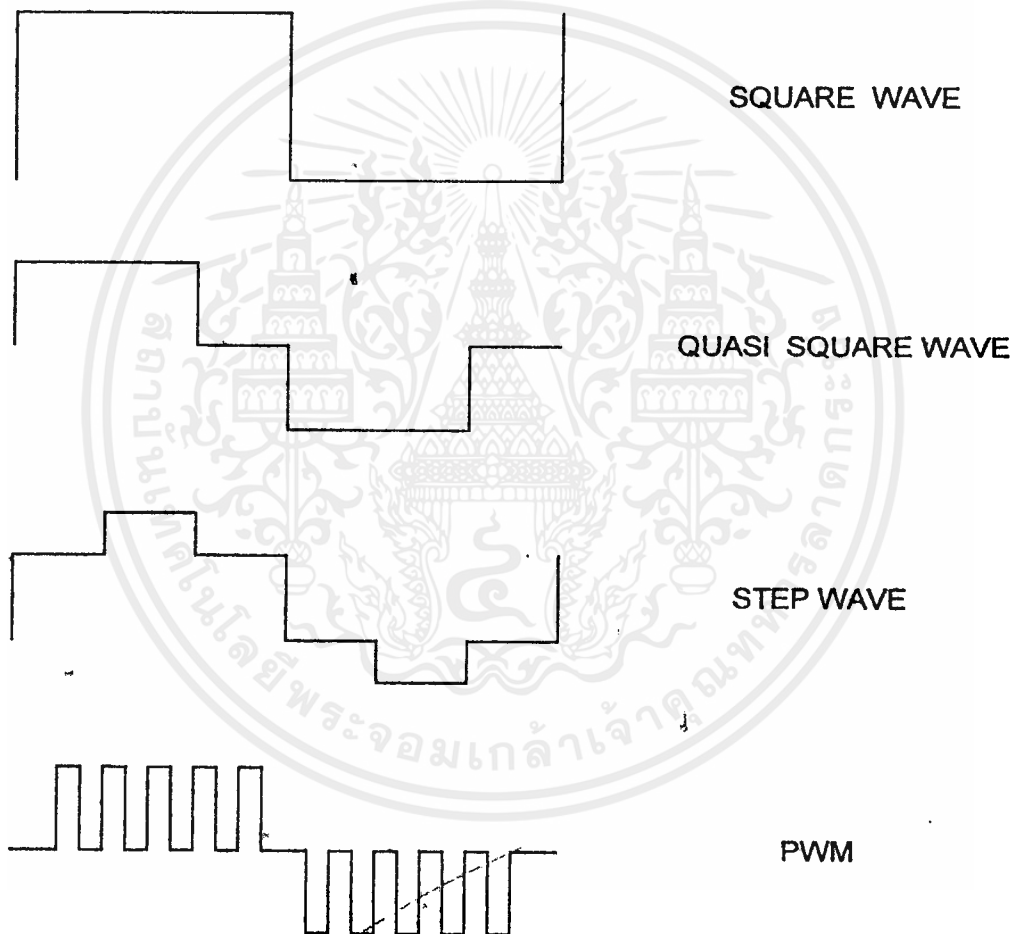
2.2.4 แบบพัลส์วิตด์มอดูเลชัน (Pulse width Modulation)

แบบนี้จะให้ไม่เหมือนแบบอื่น โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเกิดขึ้นจากการมอดูเลทระหว่างคลื่นชาน์นกับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งผลที่ได้จะมีฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต่ำน้อยมาก อุปกรณ์กรองความถี่ที่ใช้ จึงมีขนาดเล็กแต่สัญญาณแบบนี้มีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบ (Pattern) และแบบนี้มีความเหมาะสมเฉพาะอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังไม่ใหญ่มากนัก

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์นั้น เอาท์พุทที่ได้จากวงจร ยังไม่ได้เป็นคลื่นไซน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่างความถี่หลักมูล กับ องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล

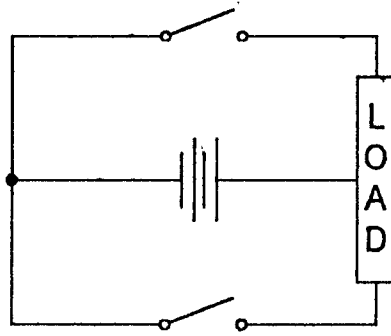
วงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาตามลักษณะของรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีอยู่ด้วยกันหลายแบบดังแสดงในรูป



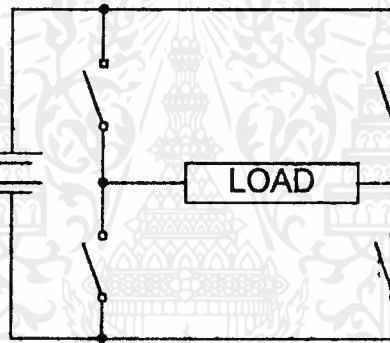
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทแบบต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และขนาดของอุปกรณ์ก็จะแตกต่างกันไปโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ได้แก่ วงจรพุทพุต (Push pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

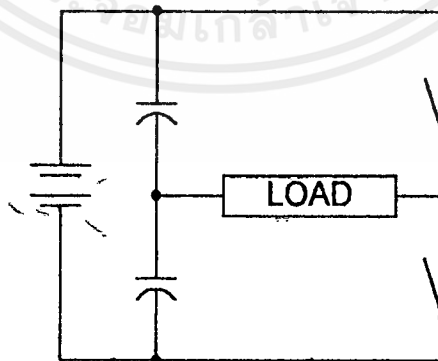
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบพหุพหุ



รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ฟบริดจ์

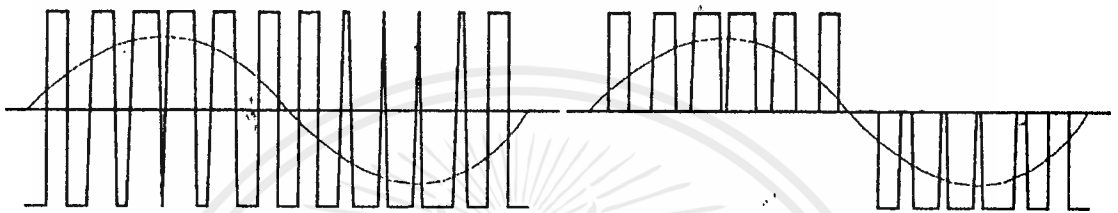


รูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฟูลบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิตมอดูเลชัน

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



รูป 2.6 แสดงรูปคลื่น PWM (ก). แบบ 2 ระดับ (ข). แบบ 3 ระดับ

2.4.1 รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่น PWM มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับคือ E, -E
- PWM 3 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ E, Q, -E

ในรูป 2.6 ข้างต้น เป็นการแสดงรูปคลื่น PWM เปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) ของรูปคลื่น PWM นั้น

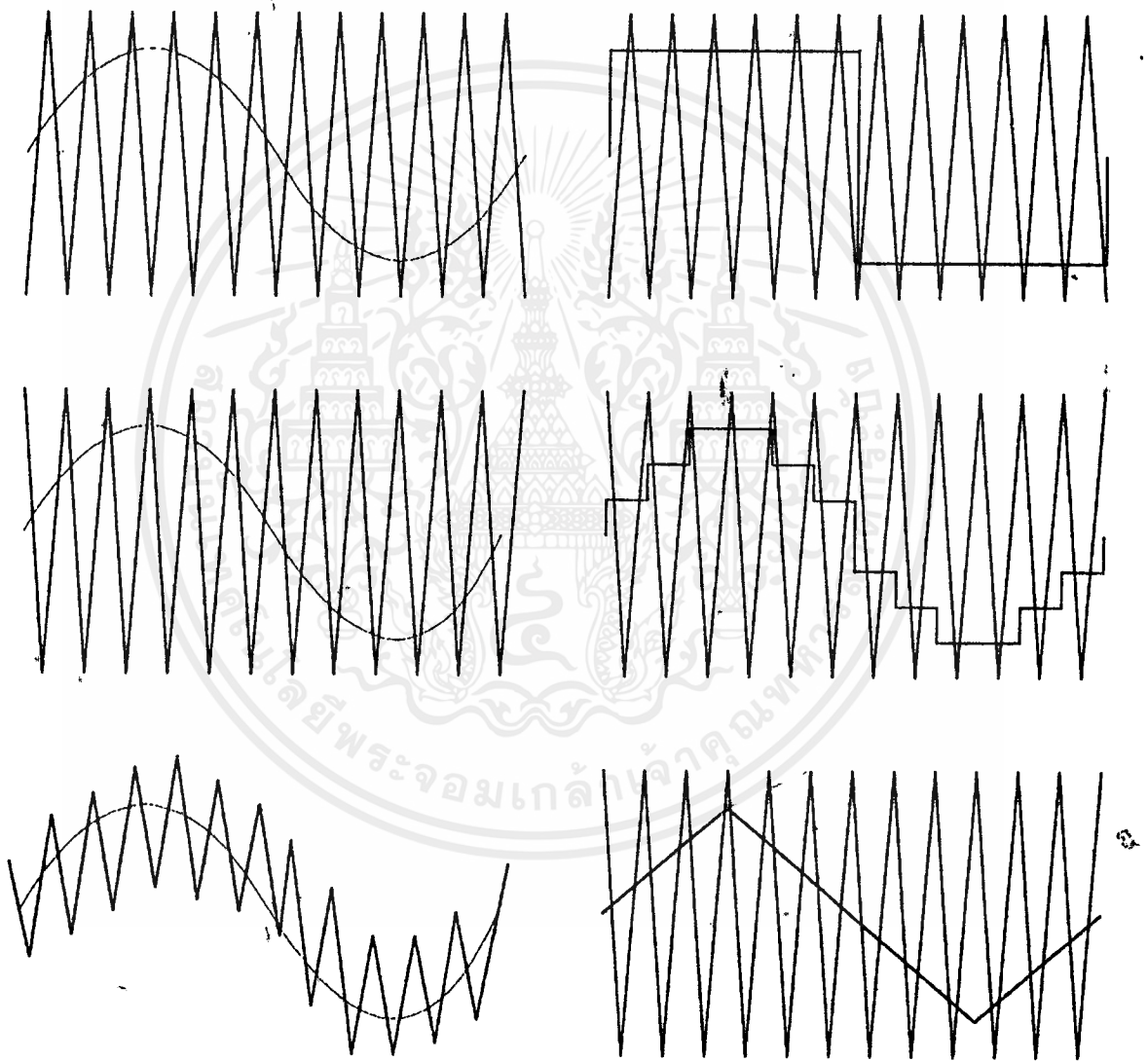
2.4.2 การสร้างรูปคลื่น PWM

รูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่าง ๆ ได้แก่

- การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิตช์ซึ่งผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต (OUTPUT PORT) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิตช์มุมต่าง ๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์ จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุตออกมา

- โดยการใช้วงจรวจรอิเล็กทรอนิกส์ การสร้าง PWM จากวงจรวจรอิเล็กทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรวจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339, LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรวจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง

(Reference Signal) กับสัญญาณแครี่เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ส่วนสัญญาณแครี่เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า ในโครงการนี้ ใช้วิธีเปรียบเทียบโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในการสร้างสัญญาณ วิธีนี้ มุมสวิทช์ของรูปคลื่น PWM ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังรูป



รูป 2.7 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช่วงจรเปรียบเทียบ

2.4.3 การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอร์อลและแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช่วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็น

เอกสารตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่น PWM ได้แก่ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

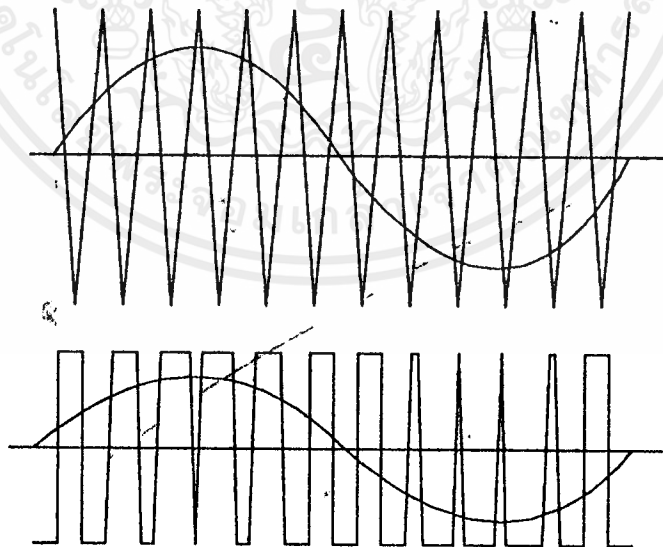
- อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแครี่เวียร์ ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio)

- อัตราส่วนแอมพลิจูด ของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแครี่เวียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio, K)

จากทฤษฎีและข้อมูลเก่าที่มีการคำนวณและศึกษามา ได้นำค่า K , N ไปวิเคราะห์หาค่าประกอบฮาร์โมนิคส์ จะได้ว่า โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะให้ค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้นถ้าค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทชิงจะมีจำนวน $2N$ มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีค่า N ไม่เกิน 1

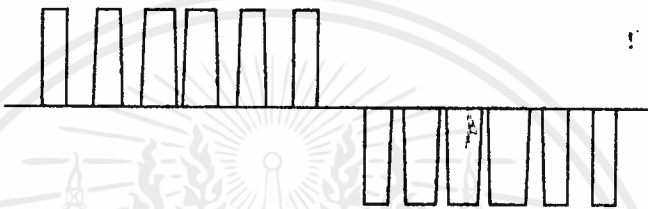
2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนป์ปลิ่ง

การสร้างแบบนี้จะใช้คลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแครี่เวียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นไซน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่น ช่วงที่ไซน์มากกว่าสามเหลี่ยมจะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นไซน์มีขนาดเล็กกว่าจะเป็นลบ วิธีนี้ใช้ในสวิตชิงวงจรมอดูเลชันของโครงการที่ทดลอง



รูป 2.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนป์ปลิ่ง ชนิด 2 ระดับ

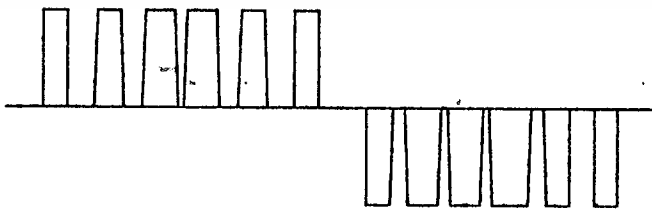
สำหรับการเปรียบเทียบ 3 ระดับนั้น จะใช้คลื่นขายนีที่เรคดิฟายขึ้นไปเป็นคลื่น พูลเวฟ เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ที่ถูกยกระดับขึ้นไปอยู่เหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นพูลเวฟ มีขนาดมากกว่าในครึ่งคาบแรก การสวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.9



รูป 2.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชนป์ลิ่ง ชนิด 3 ระดับ

2.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนป์ลิ่ง

การสร้างแบบนี้ใช้หลักการแบบเดียวกันกับแบบเนเทอร์อล โดยดัดแปลงจากแบบเนเทอร์อล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลนั้น ระหว่างเปรียบเทียบแต่ละครั้ง ส่วนของขายนีจะไม่

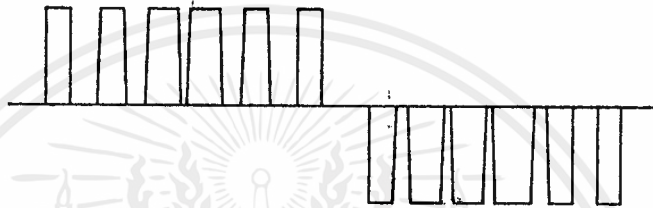


รูป 2.10 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนป์ลิ่ง ชนิด 2 ระดับ

เป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นขายนีผ่านวงจรแซมเปิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเปิลเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระหว่าง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบแต่ละวงจะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ แบบ 2 ระดับ เช่นเดียวกัน



รูป 2.11 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แอมป์ถึง ชนิด 3 ระดับ

ในโครงการนี้ไม่ได้ใช้วิธีการนี้ในการสร้างคลื่น PWM แต่เลือกใช้วิธีในเทอร์อลแอมป์ถึง แบบ 2 ระดับ

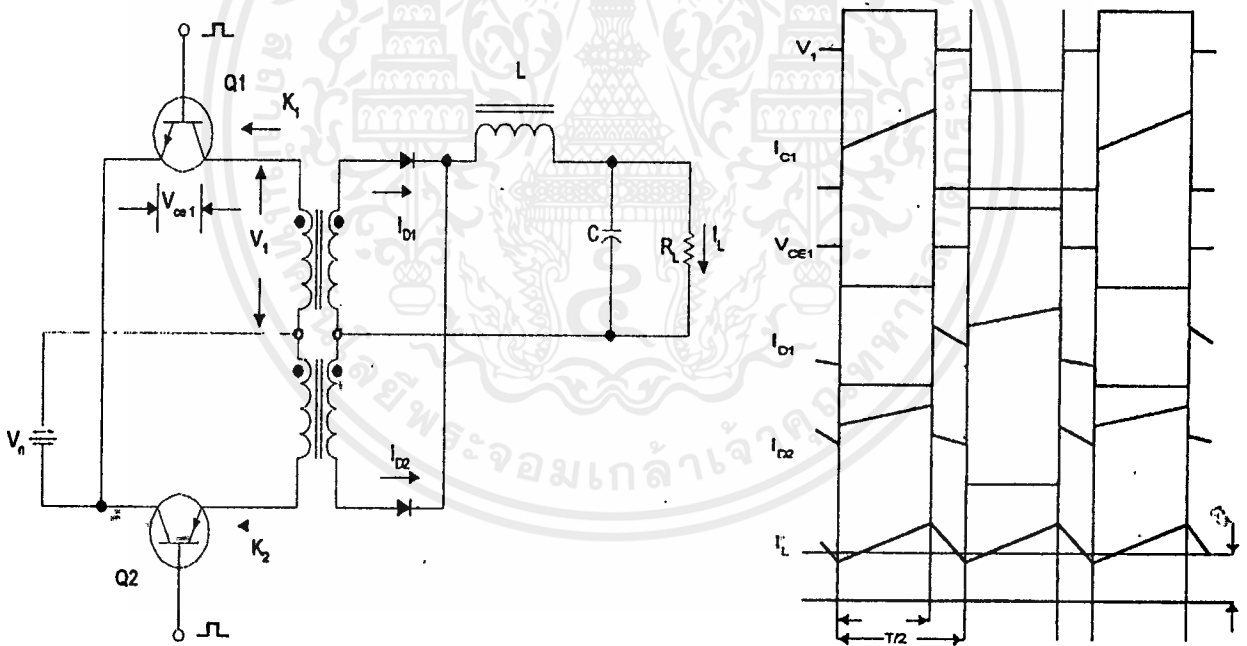
บทที่ 3

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

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

3.1 วงจรพุทพุท (Push Pull)

ในวงจรพุทพุทนี้ การทำงานจะเสมือนว่ามีวงจร Forward 2 วงจร ผลัดกันทำงานคนละครึ่งไซเคิล (cycle), ดังรูป 3.1 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจร



รูปที่ 3.1 วงจรพุทพุท (Push Pull) และ wave form ที่จุดต่าง ๆ

กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจร Forward Converter ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เอง ก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อดีของวงจรพุทพุทนั้น จะอยู่ในจุดของวงจรไม่ยุ่งยาก วงจรไดร์ฟจะไม่ซับซ้อนและไม่ต้องการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสพิกัดจะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

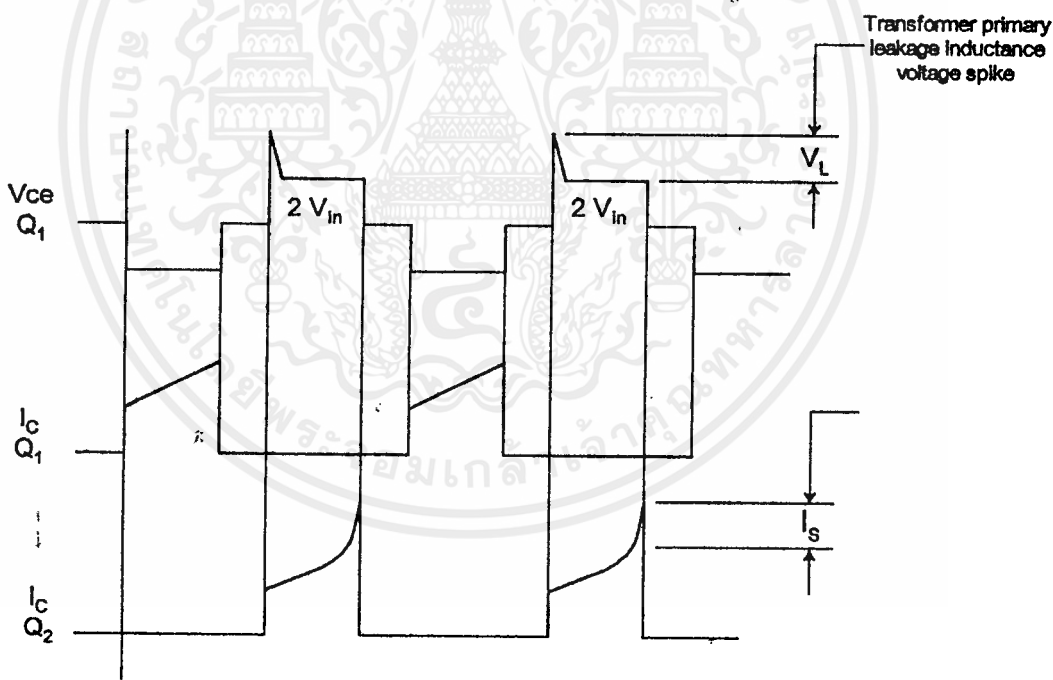
3.1.1 ข้อจำกัดของวงจรพหุผล

- ข้อจำกัดทางด้านขนาดของอุปกรณ์ เช่น การทนต่อพิกัดศักดา สำหรับวงจรพหุผล พิกัดศักดาของอุปกรณ์ที่เป็นตัวสวิตช์ จะต้องทนได้ประมาณสองเท่าของศักดาอินพุท และกรณีที่เกิดศักดาสไปด์ซึ่งเป็นผลมาจากลิกเกจ อินดักแตนซ์ของหม้อแปลง ก็ยิ่งทำให้อุปกรณ์นั้นต้องทน โวลท์สูงขึ้นไปอีก

- ปัญหาการอิ่มตัวของแกนที่ใช้เป็นหม้อแปลง ปัจจุบันนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์กันอย่างกว้างขวางในกรณีนี้ที่สวิตช์ซึ่งที่

ความถี่สูง ๆ ประมาณ 20 kHz ขึ้นไป จะเกิด Loss มากเมื่อใช้แกนอื่น การที่เฟอร์ไรท์มี จุดอิ่มตัวของแกนสูง เพราะมีความหนาแน่นของฟลักซ์ ต่ำประมาณ 3000 Gauss

การเกิดปัญหาแกนหม้อแปลงอิ่มตัวมาจาก เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์เริ่มนำกระแสฟลักซ์ จะเพิ่มขึ้นในทิศของ B-H curve และจะกลับทิศเมื่ออุปกรณ์ตัวแรกหยุดนำกระแส อุปกรณ์ตัวที่สองนำกระแสแทน



รูปที่ 3.2 รูปคลื่นของศักดาและกระแสสไปด์

การที่บริเวณ 2 บริเวณของ Flux density จะเท่ากันได้ อุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวสวิตช์ จะต้องมีความสัมพันธ์ในการสวิตช์ซึ่งเหมือนกัน และทำงานในลักษณะที่พอดีกัน เพราะถ้าหากคุณสมบัติในการสวิตช์ซึ่งไม่เหมาะสมพอดีแล้ว จะเกิด Flux Walking ในทิศทางหนึ่งของ B-H curve ซึ่งจะทำให้แกนอิ่มตัวได้ กรณีที่เป็นทรานซิสเตอร์กำลัง แกนอิ่มตัวจะหมายถึง เกิดกระแสสไปด์ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

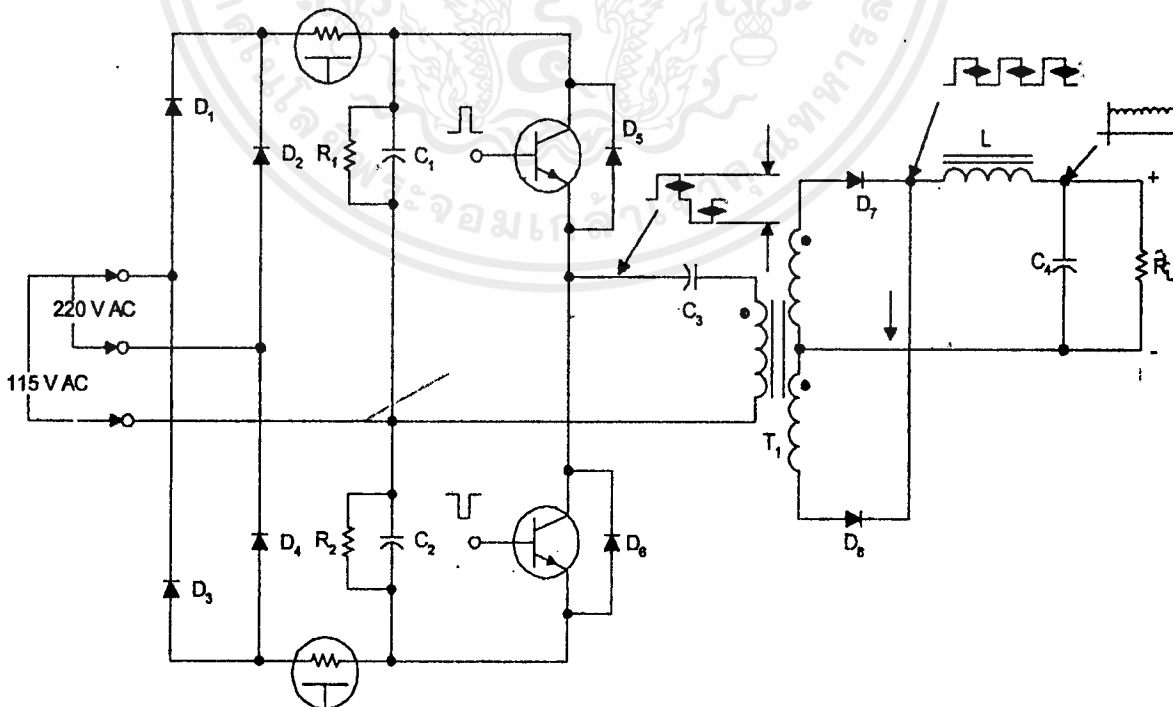
ของคอลเล็กเตอร์ (collector) ทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว คุณสมบัติต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์จะเสียไป หรือพังไปในที่สุด (Thermal Runaway)

3.1.2 การแก้ปัญหาในส่วนที่เกิดขึ้นนี้ สามารถทำได้โดย

- สร้างแกปให้กับแกนหม้อแปลง (Gap Core) เพื่อเป็นการลดลีสติกเกจอินดักแตนซ์ แต่จะมีผลให้การ transfer พลังงานลดลง
- ติดวงจร Snubber เพื่อจำกัดขนาดของ คัทดาสไปด์
- ใช้วงจรซึ่งทำให้การทำงานของอุปกรณ์ซึ่งสมดุลย์กัน แต่วิธีนี้จะใช้เฉพาะวงจรที่พิเศษ ๆ เพราะจะเป็นการเพิ่มราคา และความยุ่งยากซับซ้อนให้กับวงจร

3.2 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งไซเคิลของอุปกรณ์สวิตช์ โดยที่หม้อแปลงไม่มีการเทป คัทดาที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของคัทดาอินพุท การที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไซเคิลดังในรูป 3.3



รูป 3.3 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

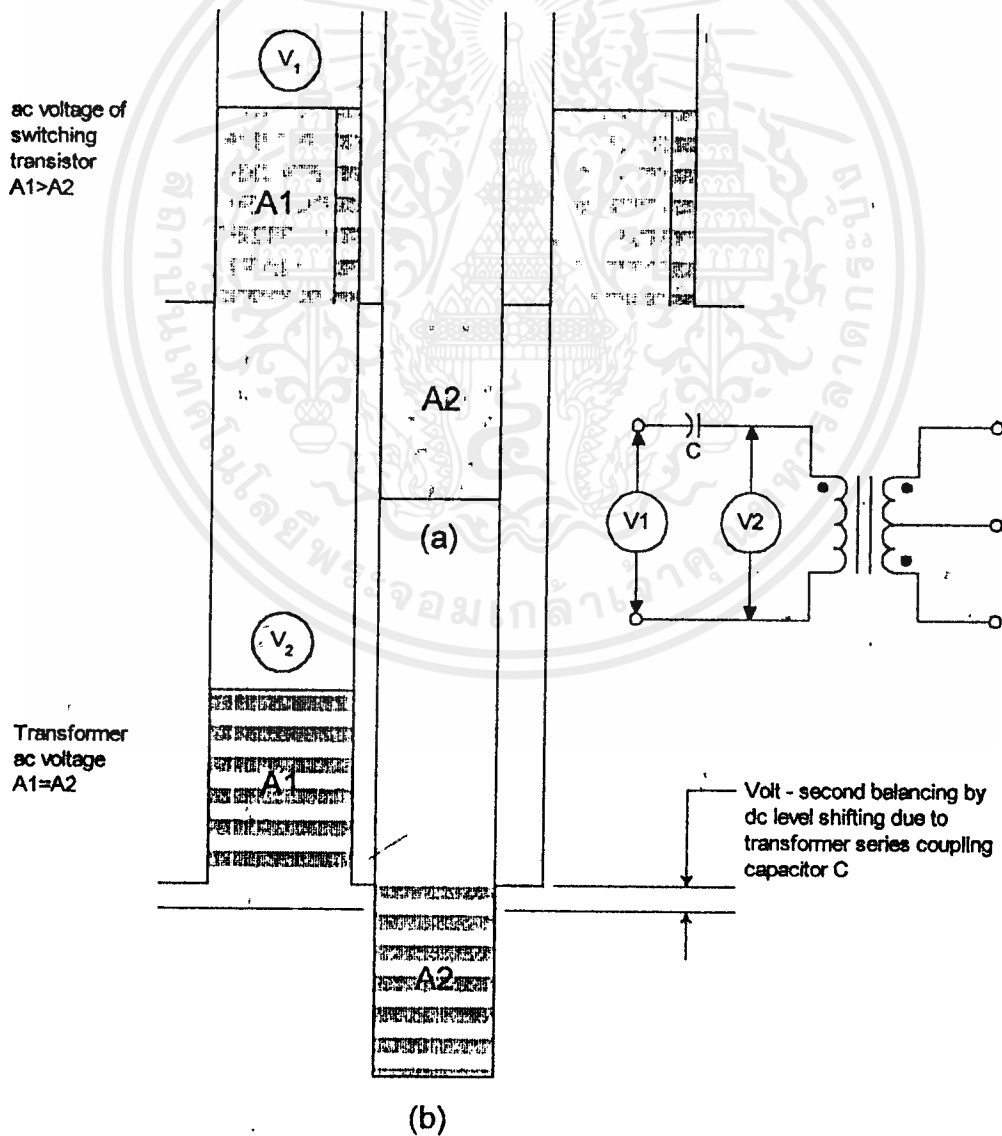
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรศึกษาเท่านั้น เพื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจาก คัดกลางลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของ คัดกลางอินพุทแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้คิกดาของเอาต์พุทเกิดความสมดุลกันได้อีกแต่ สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะสูงขึ้นกว่าปกติ โดยถ้าเราสมมติว่า วงจรมีประสิทธิภาพ 80% และมีค่าดีวตีไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

$$I_C = \frac{3P_{out}}{V_{in}}$$

ในกรณีที่เกิดคิกดาที่ไม่สมดุลกัน แล้วนำไปผ่านเข้าหม้อแปลง จะทำให้เกิด Flux walking ซึ่งจะมีผลต่อไป ทำให้แกนหม้อแปลงเกิดอิ่มตัว และกระแสจำนวนมากมายจะเกิดขึ้น เช่นเดียวกับวงจรพุทพุท



รูปที่ 3.4 a) แสดงรูปคลื่นที่ไม่สมดุลย์ b) แสดงรูปคลื่นเมื่อใส่ C-Coupling เพื่อแก้ปัญหา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นใบใช้ประโยชน์ท่านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การแก้ไข

- เราสามารถแก้ไขการเกิดปัญหานี้ โดยการต่อ C - Coupling เข้าไป ดังแสดงในรูป โดยต่ออนุกรมเข้ากับหม้อแปลงด้าน Primary ซึ่งจะยกระดับ DC ขึ้นมา
- อีกวิธีหนึ่งคือ การลดเวลา turn-on ของทรานซิสเตอร์ โดยการใช้ Baker Clamp Diode ในวงจรขับเคลื่อน

3.2.3 การคำนวณค่า C-Coupling

จากรูปที่ 3.4 การคำนวณจะเกี่ยวข้องกับ ค่าอินดักแตนซ์ในส่วนของวงจรรองทางด้าน Secondary ดังแสดงในสูตร

$$f_R = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L_R C}$$

เมื่อ f_R = Resonance Frequency kHz
 C = Coupling Capacitance μ F
 L_R = Reflected Filter Inductance uH

โดยที่

$$L_R = L \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \text{Turn Ratio}$$

$$L = \text{Output Inductance}$$

เมื่อแทนค่า L ลงในสมการแรก จะได้

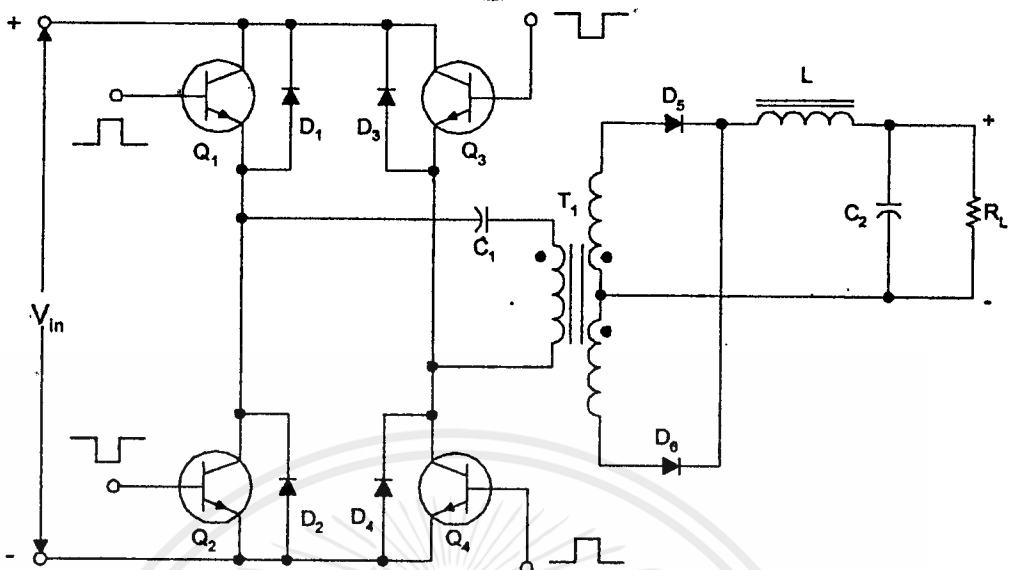
$$C = \frac{1}{4} \pi^2 f_R^2 \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 L$$

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

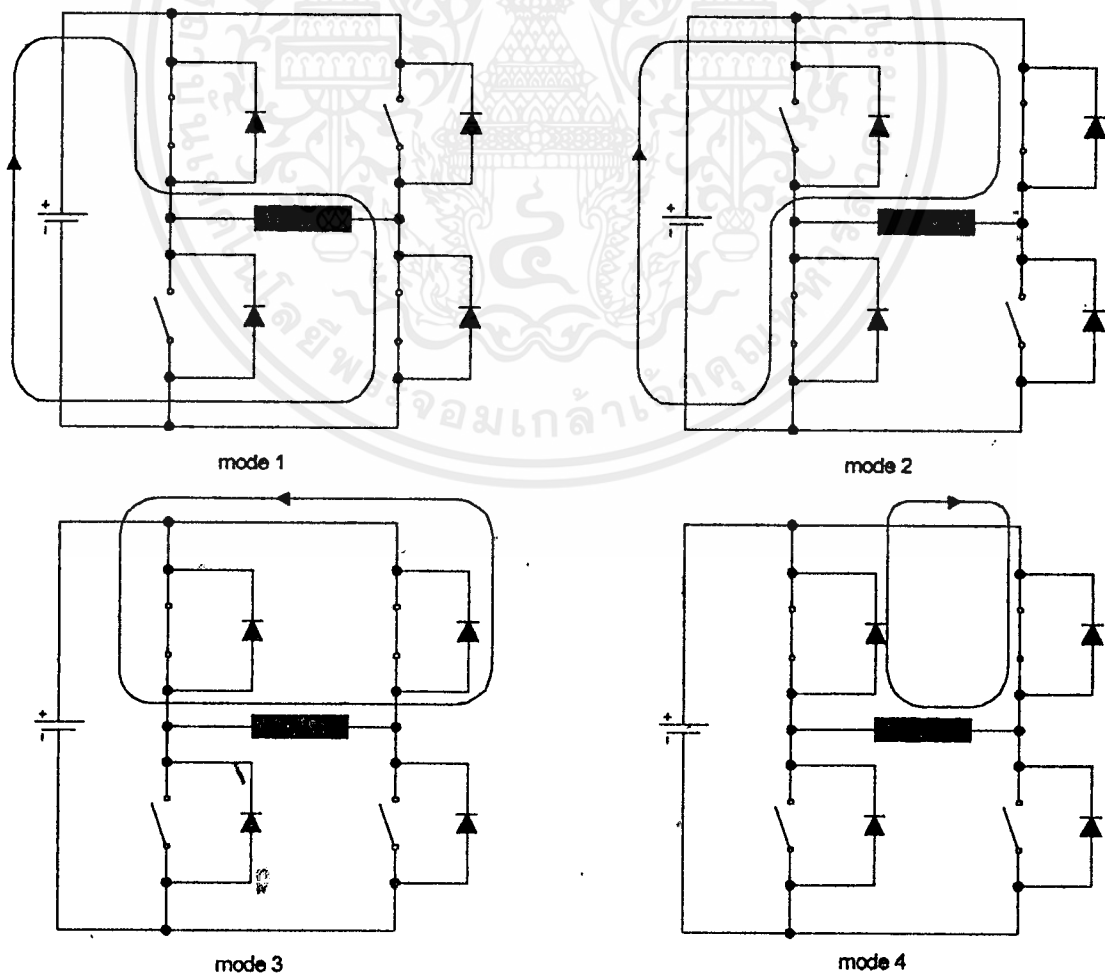
$$f_R = 0.25 f_S$$

โดยที่ f_S = ความถี่ที่ใช้ในการสวิตชิง

สำหรับการคำนวณค่า C1;C2 หรือ Input filter Capacitance เราสามารถที่จะคำนวณได้จากสูตร เพื่ออ้างอิงสำหรับการเลือกใช้งานจริงต่อไป เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

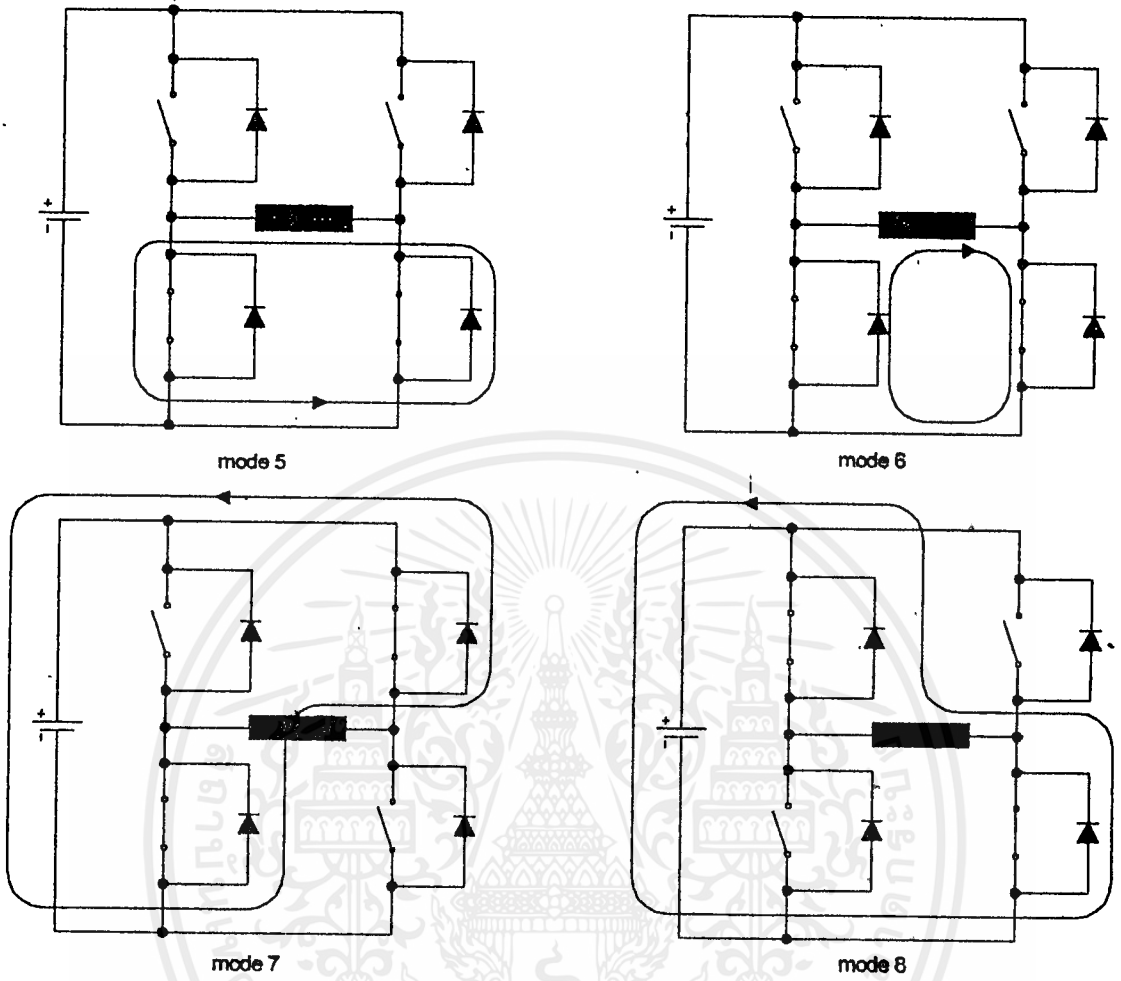


รูปที่ 3.6 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



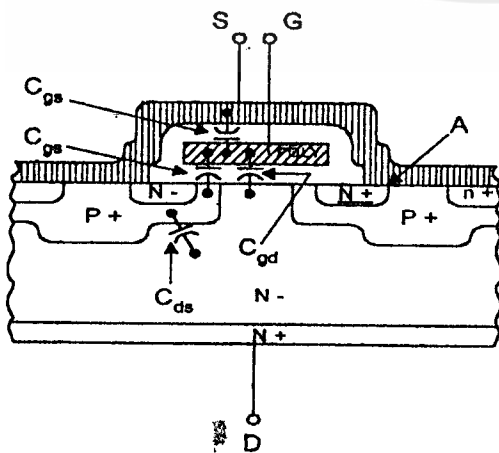
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039160

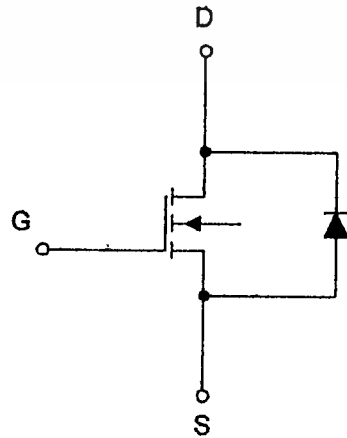


รูปที่ 3.7 แสดงโหมดการทำงานทั้งหมดของวงจรฟูลบริดจ์

3.4 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของ MOSFET



รูปที่ 3.9 สัญลักษณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

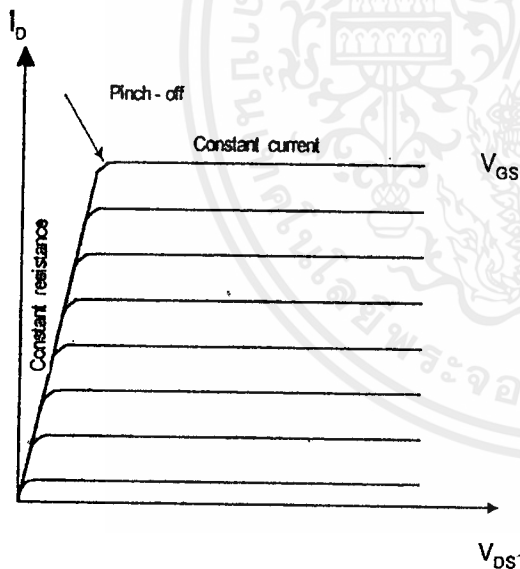
เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET) เป็นอุปกรณ์เพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ ที่มีขนาดกำลังต่ำ แต่มีความสามารถในการสวิตช์ที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี นอกจากนี้ยังเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ิตี้แคเรียร์ Majority Carrier)

จากโครงสร้าง เกท กับ ซอร์ส จะถูกแยกออกจากกันโดยชั้นของ SiO_2 ระหว่าง เกท กับ ซอร์ส เปรียบเสมือนมีค่า C_{DS} อยู่

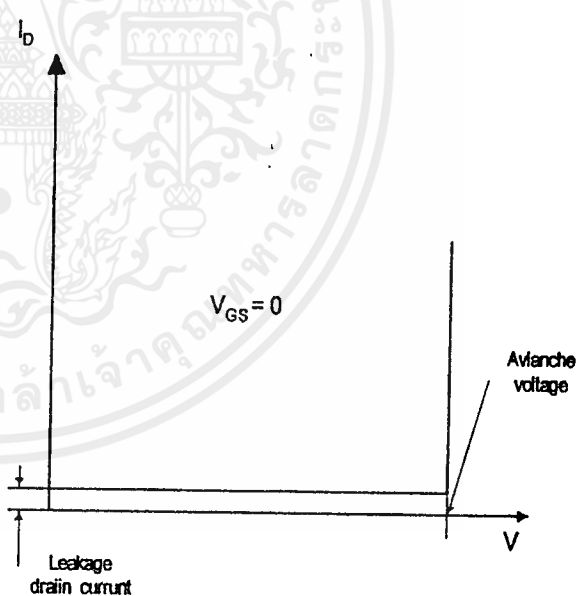
เมื่อเราป้อนแรงดันที่เหมาะสมเข้าที่เกท จะทำให้ชั้นของซิลิกอนเกิดการเหนี่ยวนำแล้วจะเหนี่ยวนำไปเป็นทอดๆ กระแสก็จะเริ่มไหล การที่เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ิตี้แคเรียร์ ปัญหาการ Storage Time จึงไม่เกิดขึ้น

การที่เกทของเพาเวอร์มอสเฟตถูกแยกจาก ซอร์ส โดยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ จึงทำให้วงจรไดรฟ์ไม่ขึ้นกับค่ากระแสไหลด มอสเฟตสามารถไดรฟ์ด้วยแรงดัน ซึ่งแตกต่างจากพวกไบโพลาร์ ที่ไดรฟ์ด้วยกระแส ทำให้วงจรไดรฟ์ของมอสเฟตไม่ยุ่งยากนัก

3.4.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.10



รูปที่ 3.11

- การทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส (Turn On)

วงจรที่ไดรฟ์มอสเฟต จะต้องมีความศักดาเกิน Threshold Voltage และกระแสของวงจรไดรฟ์จะมีเพียงเล็กน้อย แต่ก็ต้องเพียงพอที่จะชาร์จ Input Capacitance ของมอสเฟตได้ในเวลาที่

ต้องการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ดังนั้นวงจรไดรฟ์จะต้องมี Output Impedance ต่ำพอที่จะรับพลังงานจากการคายประจุของค่า C และทันกับความเร็วในการสวิตชิง

- การทำให้มอสเฟทหยุดนำกระแส (Turn Off)

เนื่องจากมอสเฟทเป็นสารกึ่งตัวนำเมเจอร์ิตี้แคร์เรียร์ เพียงไม่มี V_{gs} มอสเฟทก็สามารถหยุดนำกระแสได้ เพราะเสมือนกับว่ามีค่าความต้านทานสูงมากระหว่างเดรน กับ ซอร์ส จึงเป็นการบล็อกกระแสไม่ให้ไหลได้

สำหรับกราฟแสดง Output Characteristic จะเห็นว่า เมื่อเราป้อน V_{gs} ถึงค่า Threshold Voltage กระแส I_D จึงจะเริ่มไหล จากนั้น I_D จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับ V_{ds} จนถึงค่า Pinch Off หรือจุดที่ความต้านทานคงที่ กระแส I_D จะคงที่ในขณะที่ V_{ds} สูงขึ้น

- เวลาในการสวิตชิง

หาจากช่วงเวลาในการชาร์จและดิสชาร์จของ C_{iss} (Input Capacitance)

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

- ความเร็วในการสวิตชิง

การที่มอสเฟท เป็นสารประเภทเมเจอร์ิตี้แคร์เรียร์ ความเร็วจึงสูงมาก และปราศจากการเก็บเมเจอร์ิตี้ไวท์เบล เหมือนกับทรานซิสเตอร์ ค่า Storage Time จึงต่ำ

3.4.2 ชนิดของเพาเวอร์มอสเฟท

- ชนิด N-Channel

การไดรฟ์ จะเป็นลักษณะ Pulse ป้อนเข้าระหว่างขา เกท-ซอร์ส โดยเกทจะมีศักดาเป็นบวกเทียบกับ ซอร์ส และศักดาเป็นบวกที่ขา เดรน เมื่อเทียบกับ ซอร์ส

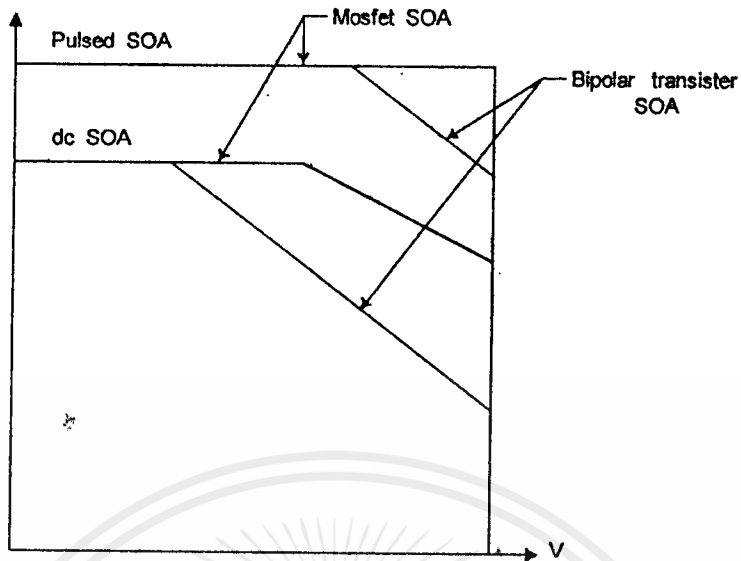
- ชนิด P-Channel

ศักดาระหว่างขาเกท เทียบกับ ซอร์ส จะเป็นลบ และศักดาที่ขาเดรน เทียบกับซอร์สก็จะเป็นลบ

3.4.3 SOA (Safe Operating Area)

จากที่กล่าวมาแล้วว่าเพาเวอร์มอสเฟท เป็นสารกึ่งตัวนำเมเจอร์ิตี้แคร์เรียร์ ผลของ Secondary Breakdown จึงมีน้อยมากเมื่อเทียบกับชนิดไบโพลาร์

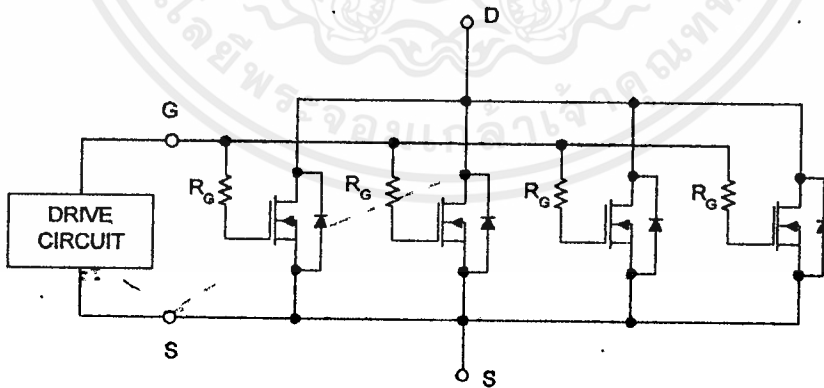
จากกราฟ SOA ของเพาเวอร์มอสเฟทจะกว้างกว่าไบโพลาร์ และสามารถเพิ่มความสามารถในการนำกระแส โดยป้อน Pulse Bias ที่ความถี่สูงขึ้น ขอบเขตของ Voltage จำกัดไว้ที่ค่าพิคคของเพาเวอร์มอสเฟท



3.4.4 การเพิ่มพิกัดของมอสเฟทกำลัง

เนื่องจากมอสเฟทกำลังในปัจจุบัน ที่มีพิกัดกำลังสูง ๆ มีราคาแพงและหายาก ซึ่งทำให้ขนาดพิกัดกำลังของอุปกรณ์ที่ใช้มอสเฟทถูกจำกัดไปด้วย เราสามารถเพิ่มพิกัดของมอสเฟทให้สูงขึ้น เพิ่มการนำกระแสของมอสเฟทได้ โดยนำมอสเฟทมาขนานกัน ดังรูปที่ 3.13

ค่า R_q จะป้องกันการออสซิลเลท ที่อาจเกิดจากค่าอินดักแตนซ์แฝงในขาเดรน และ ค่าคาปาซิแตนซ์ ระหว่างขาเกตกับเดรนในมอสเฟท สำหรับการสวิตชิงที่ความถี่สูง ๆ ค่าความต้านทานที่ใช้ต่อไปนี้ ควรมีค่าน้อยที่สุด



รูปที่ 3.13 การขนานมอสเฟทกำลัง

3.4.5 อิมพีแดนซ์ของวงจรไฟฟ้า

เนื่องจากวงจรไดร์ฟมอสเฟทไม่ยุ่งยากนัก เราสามารถคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์เพื่อเป็นตัวอ้างอิงในการหา อิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมของวงจรที่ใช้งานจริงได้ตามสูตร
 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท สยาม อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$I_g = Ciss \text{ } dv/dt$

R_g : Impedance ของวงจรถูกขับ จะต้องมามีค่าต่ำเพื่อไวต่อการสวิตชิง

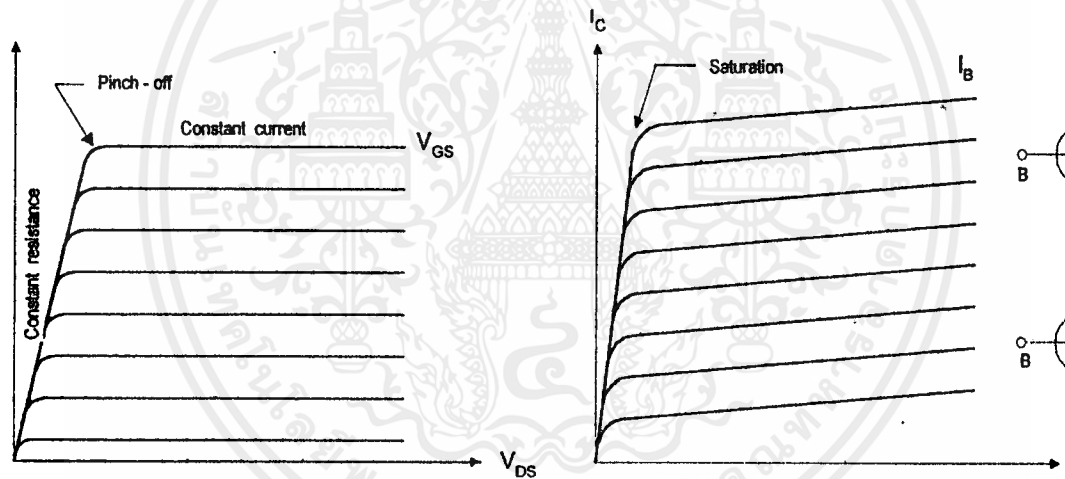
I_g : กระแสของวงจรถูกขับ ที่พอที่จะชาร์จคาปาซิแตนซ์ ในมอสเฟตได้

dv/dt : Generator Voltage Rate of Change V/ns.

หรือพิจารณาจาก

$t_r, t_f = 2.2 R_g \text{ Ciss}$ (เมื่อทราบ R_g ของวงจรถูกขับ แล้ว)

3.4.6 ข้อแตกต่างระหว่างมอสเฟตกำลังกับทรานซิสเตอร์กำลัง



รูปที่ 3.14 ก. กราฟคุณสมบัติของมอสเฟต

รูปที่ 3.15 ข. ทรานซิสเตอร์

จากกราฟ ข้อแตกต่างของมอสเฟตกับทรานซิสเตอร์ คือ

- สำหรับมอสเฟต ค่ากระแส I_D จะเปลี่ยนค่าตาม V_{GS} ในช่วงหนึ่ง แต่ทรานซิสเตอร์ I_C

จะเปลี่ยนตามกระแส I_B

- ค่าความชันกราฟแสดงว่า On-Resistance ของมอสเฟตมีค่ามากกว่าทรานซิสเตอร์

- ย่านแอกทีฟของไบโพลาร์จะมีความชันมากกว่าของมอสเฟต ซึ่งจะทำให้มอสเฟตกำลังเป็น Constant Current Source ดีกว่าพวกไบโพลาร์

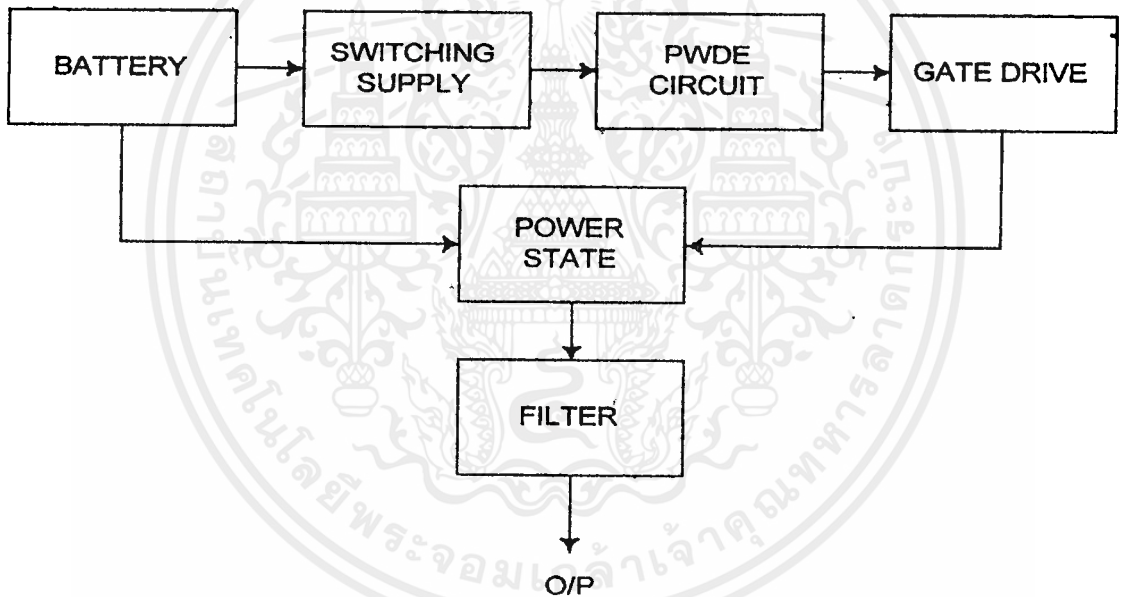
- ตัวที่จำกัดกระแสเดรนของมอสเฟต ขึ้นกับจุด Pinch Off

บทที่ 4

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ทดลอง

ในบทนี้จะแสดงโครงสร้างทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ ที่ออกแบบทดลองในโครงงานนี้รวมถึงรายละเอียดของวงจรในแต่ละส่วน ลักษณะการทำงานของวงจรอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power transistor) , เอสซีอาร์ (SCR) หรือ มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) สำหรับวงจรนี้ใช้อุปกรณ์กำลังคือ มอสเฟตกำลัง

เราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรม (Block diagram) แสดงการทำงานอย่างคร่าว ๆ ของโครงงานได้ดังรูป 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างทั้งหมด

อินเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้ประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ ดังนี้

- วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณพัลส์
- วงจรตรรก ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟต
- วงจรขับมอสเฟต (Gate Drive Circuit) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณควบคุมที่สร้างขึ้น ให้มีกำลังสูงพอที่จะนำไปขับมอสเฟตกำลัง ให้ทำการสวิตช์ตามรูปแบบของคลื่น PWDE
- วงจรกำลัง (Power Stage) จะเป็นส่วนหนึ่งที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับ

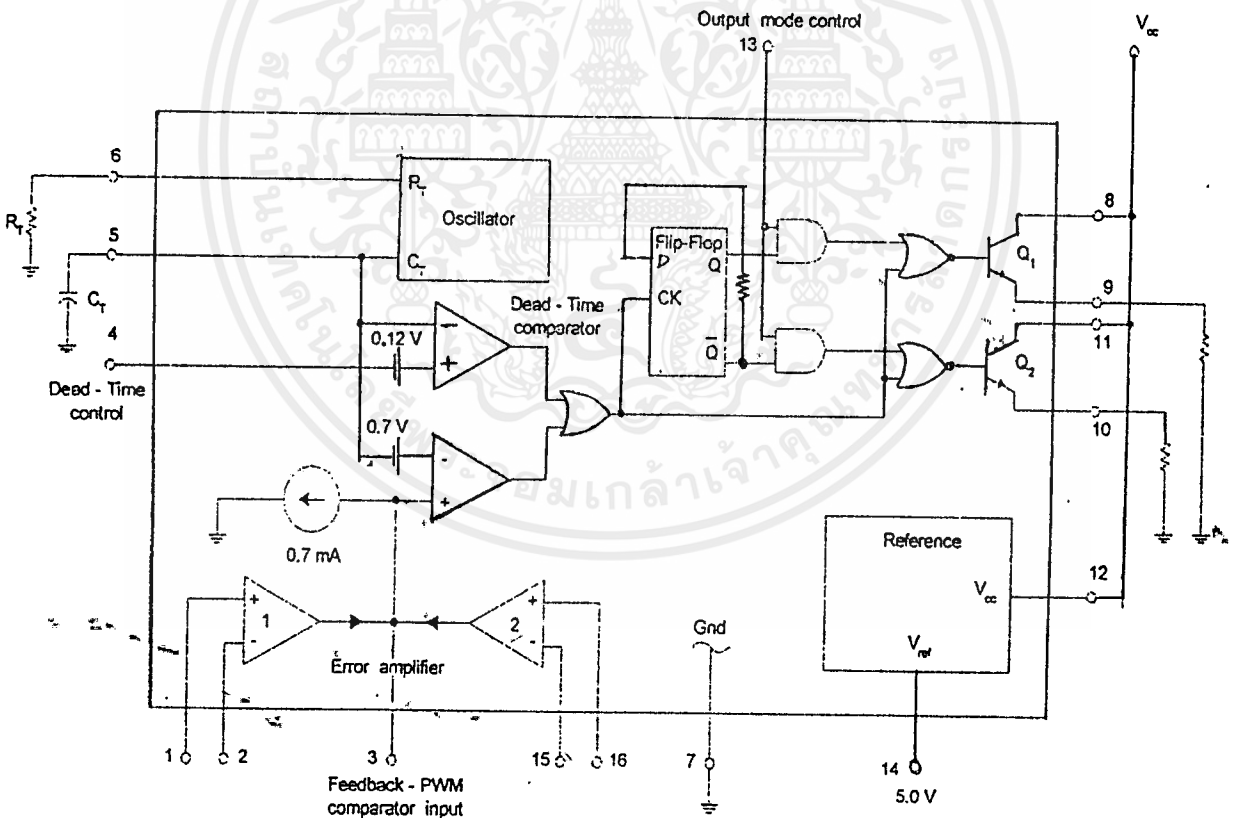
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรกรองความถี่ (Filter) ทำหน้าที่กรองความถี่ฮาร์โมนิคต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นออกไป อันเนื่องมาจากสัญญาณ ที่ออกมาจากวงจรกำลังเป็นรูปพัลส์ เพื่อให้ได้เอาท์พุทเป็นรูปชานียตามต้องการ

4.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเต็มสำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์

สำหรับส่วนนี้ เลือกใช้ IC TL494 เป็นชิพสำเร็จรูป ในการสร้างสัญญาณ เพราะเป็น IC ที่สร้าง พีดับบลิวเต็ม โดยใช้หลักการเปรียบเทียบแรงดันเช่นเดียวกับหลักการทั่ว ๆ ไป และยัง สามารถปรับความถี่ได้ โดยการปรับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ สามารถปรับขนาดความ กว้างของพัลส์ พร้อมกับมีการบ้อนสัญญาณกลับมาเปรียบเทียบในตัวเองได้ TL494 จึงสะดวกและ ง่ายต่อการใช้งาน

การเปรียบเทียบสัญญาณใน TL494 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยกับสัญญาณ



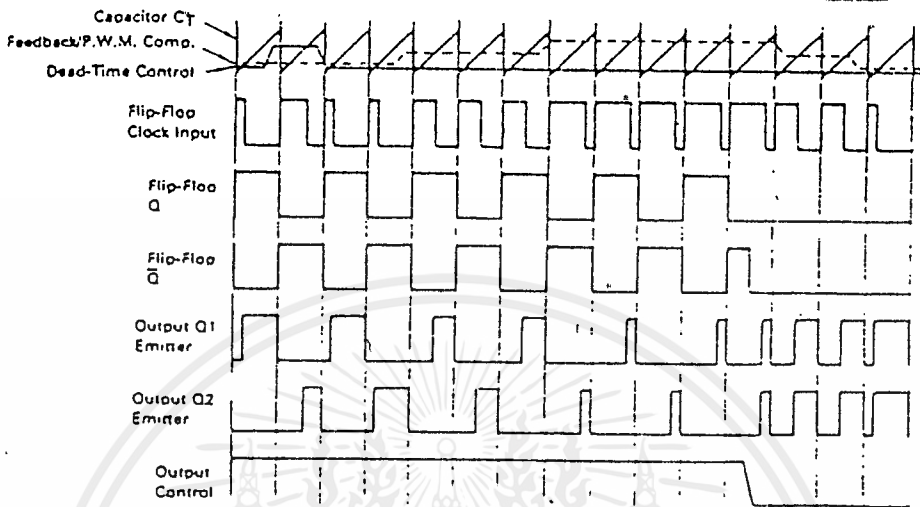
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรภายในของ IC TL494

แรงดันไฟตรง พีดับบลิวเต็มที่ได้จึงเป็นสัญญาณที่มีเนื้อพัลส์เท่ากันทุก ๆ พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความถี่ของสัญญาณซึ่งเกิดจากการออสซิลเลตในตัว TL494 คำนวณได้จากสูตร ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่ความถี่ของสัญญาณ PWM จะเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณที่เกิดจากการ ออสซิลเลตในตัวของ TL494



รูปที่ 4.3 แสดง Timing Diagram ของ TL494

4.2 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth) และสัญญาณพัลส์ (Pulse)

การสร้างสัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 20 kHz ใช้ IC เบอร์ TL494 เป็นตัวผลิตสัญญาณฟันเลื่อย และสัญญาณพัลส์ Pulse ความถี่ 10 kHz ที่ขา 8 กับขา 11 เพื่อไป Drive Q1, \bar{Q} ต่อไป

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน ค่าเวลาการทำงานของเอ้าท์พุทพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ ขา 6 และ ขา 5 ของ ไอซี

$$T = R_T C_T / 1.1$$

เพราะฉะนั้น

$$f = 1.1 / R_T C_T$$

$$= 20 \text{ kHz}$$

จากการสร้างสัญญาณใช้ C_T ที่ขา 5 เท่ากับ 0.01 UF และ ที่ขา 6 ต่อ ความต้านทานปรับค่าได้ 50 K เพื่อผลิตสัญญาณฟันเลื่อย ความถี่ 20 KHz และป้อนสัญญาณนี้เข้าวงจร Comparator อีกที่หนึ่ง โดยใช้ IC เบอร์ 741 เปรียบเทียบกับไฟ DC ก็จะได้ Pulse ความถี่ 20KHz ที่ขา 6 ของ IC เบอร์ 741

สำหรับ Pulse ความถี่ 50 HZ สร้างได้จาก วงจรหารความถี่ ซึ่งตัวหารจะต้องมีค่าเท่ากับ $20 \text{ KHz} / 50$ เท่ากับ 400 μHz โดย $4 \cdot 10^4$ โดยใช้ตัวหาร 4 จำนวน 1 ตัว ซึ่งเราใช้ IC เบอร์

14024 และสำหรับวงจรหาร 10 ใช้ IC เบอร์ 74LC90 จำนวน 2 ตัว ก็จะได้ Pulse 50 KHz ที่จุด A แล้วส่งสัญญาณเข้าวงจรกำเนิด Sine Wave ความถี่ 50 Hz

4.3 การสร้าง Sine Wave 50 Hz

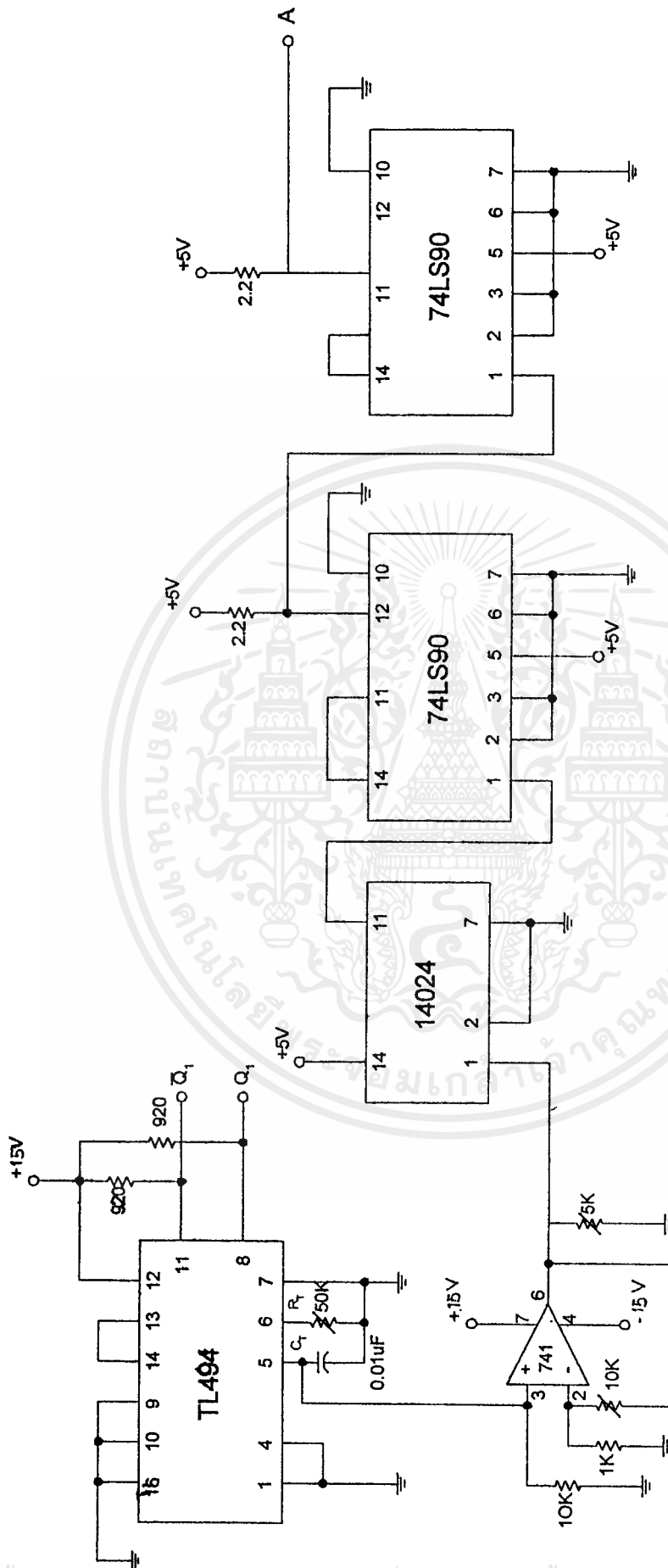
หลักการในการออกแบบนั้นเราต้องการทำการแปลงสัญญาณ Pulse ความถี่ 50 Hz ให้เป็นสัญญาณ Sine Wave ความถี่ 50 Hz ซึ่งสัญญาณ PULSE นั้นเราจะทำการใช้ low หรือ band pass กรองให้เป็น sine wave โดยตรงนั้นไม่สามารถทำได้เนื่องจากสัญญาณ Pulse มี harmonic มากมาย หรือถ้าเราจะทำการออกแบบโดยนำเอาสัญญาณ Pulse มาทำการ integrate 2 ครั้ง เพื่อให้ได้ sine wave นั้นก็ได้ แต่สัญญาณที่ได้ออกมานั้นจะเพี้ยนไม่เป็นสัญญาณ pure sine wave ดังนั้นเราจะต้องทำการแปลงสัญญาณ Pulse มาเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมก่อน และหลังจากนั้นจึงทำการใช้ band pass filter กรองความถี่ให้เหลือ 50 Hz ซึ่งนั่นก็คือ สัญญาณ sine wave นั้นเอง

วิธีการสร้างสัญญาณ sine wave นั้นจากรูป 4.3 เมื่อเราได้สัญญาณ pulse ความถี่ 50 Hz จากวงจรหารความถี่ แล้วสัญญาณที่ได้จะมีช็ทกบวกอย่างเดียว แต่ในการ integrate สัญญาณ pulse ให้เป็นสามเหลี่ยมนั้น เราต้องใช้ pulse ทั้งช็ทกบวก และช็ทกลบ ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณที่เราได้จากวงจรหารความถี่นั้น เราต้องทำการตัดแปลงสัญญาณ pulse ที่มีช็ทกบวกเพียงอย่างเดียว ให้มีทั้งช็ทกบวกและช็ทกลบเสียก่อน โดยเราจะใช้ Op Amp ตัวแรกเป็นตัว copare และใช้ Zener Diode 3.3V เป็นตัว block สัญญาณให้มีทั้งช็ทกบวก และช็ทกลบ ซึ่งมีค่า +3.3V และ -3.3V เมื่อเราได้สัญญาณ Pulse แล้วจึงทำการ intergrate โดย Op Amp ตัวที่ 2 จากนั้นเราจึงกรองความถี่โดยใช้ 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 ให้ช็ทกบวกและช็ทกลบมีขนาดเท่ากันโดย VR 47 K ส่วน Op Amp ตัวที่ 6 จะทำการกลับ phase สัญญาณ sine wave ทำให้เราได้สัญญาณ sine wave 2 สัญญาณซึ่งมี phase ตรงข้ามกัน หลังจากนั้นนำสัญญาณทั้งนี้เข้าวงจร Comparator

4.4 วงจร COMPARATOR

เมื่อเราได้สัญญาณ sine wave ที่มี phase กลับกันความถี่ 50 Hz แล้วนำมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเลื่อยความถี่ 20 KHz โดยเราใช้ comparator ที่มีความไวสูง ซึ่งในที่นี้เราใช้ IC เบอร์ LM 2903 ซึ่งเป็น Dual Comparator สัญญาณ O/P ที่ได้จะเป็นสัญญาณ S

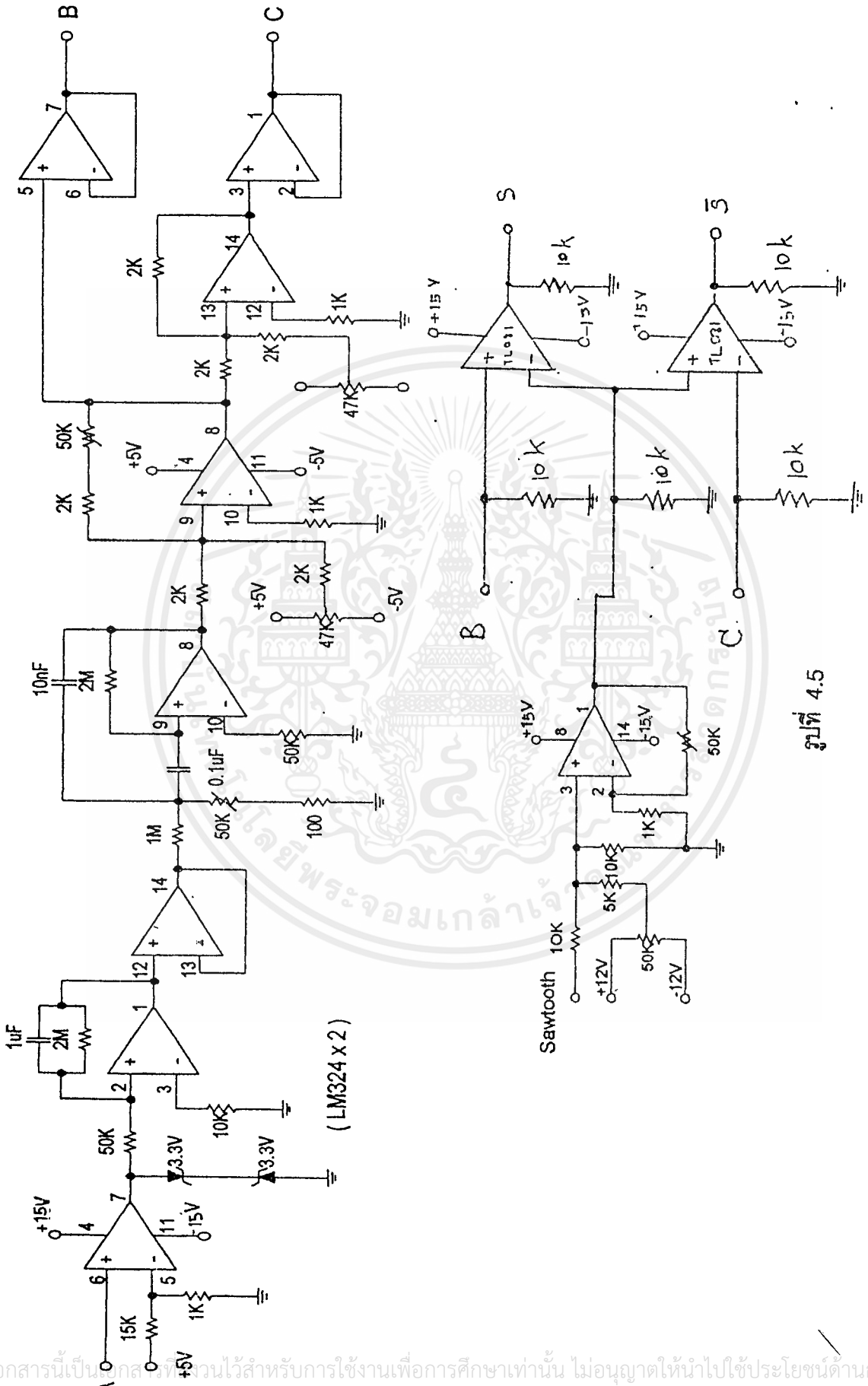
\bar{S} ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการสร้างสัญญาณทริกขาเกตของ POWER MOSFET



รูปที่ 4.4

วงจรถ่ายความถี่ Q_1, Q_2 และวงจรถ่ายความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกำไร
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



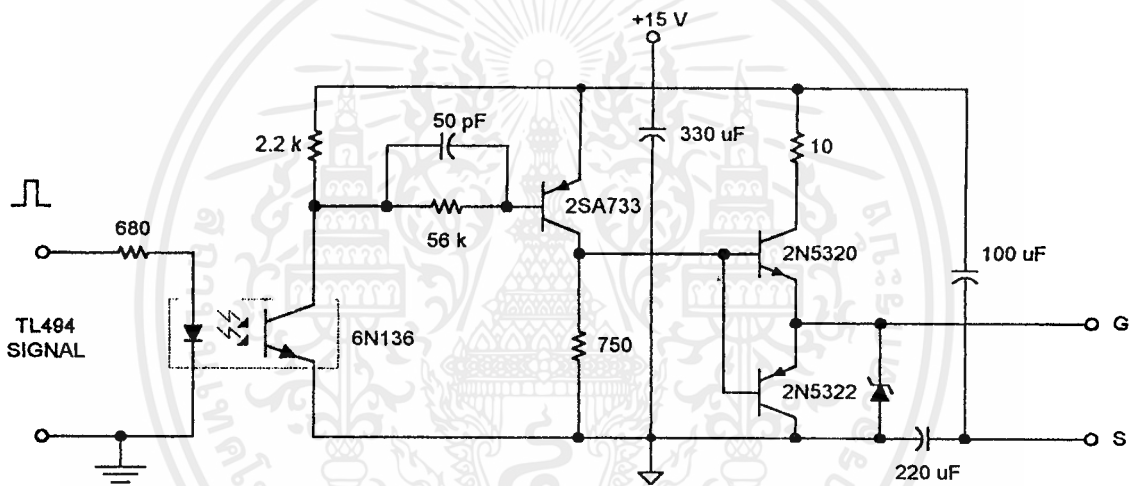
รูปที่ 4.5

วงจรสร้างสัญญาณ Sine และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ Sine กับ Sawtooth

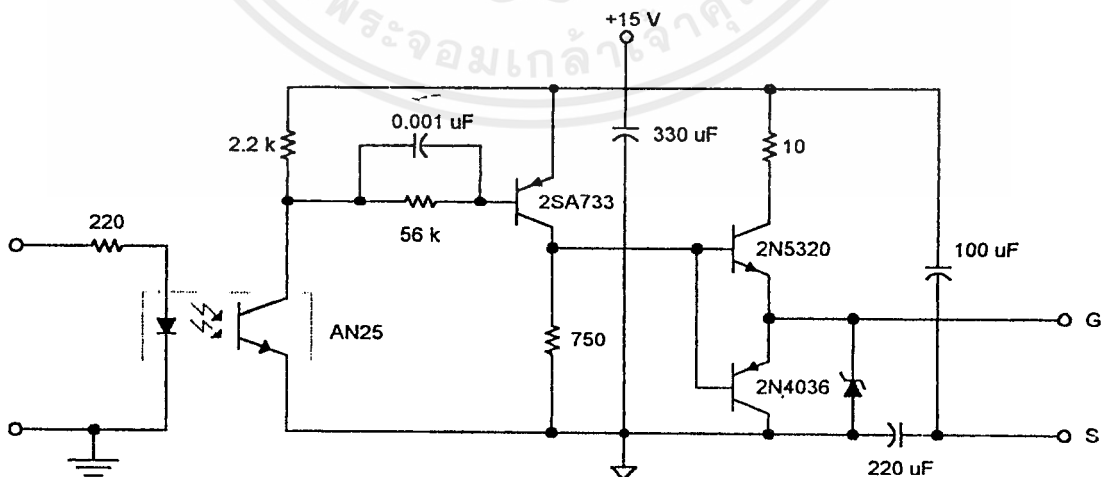
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 วงจรขับมอสเฟต

วงจรขับทำหน้าที่ที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้อย่างเหมาะสม วงจรขับมอสเฟตเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก เนื่องจากมอสเฟตควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน สำหรับวงจรขับของทั้งสองส่วนคือ ส่วนวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ วงจรขับจะต้องแยกกราวด์ออกจากส่วนของอินพุต ในโครงงานนี้ใช้ชิปไดโอดไอซีเลเตอร์เป็นตัวแยกกราวด์ ปัญหาของวงจรขับอยู่ที่ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่อาจไม่เหมาะสม ซึ่งเมื่อควบคุมให้มอสเฟตทำงานจริงๆ ที่พิกัด สัญญาณของวงจรขับจะเห็นได้ง่าย เพราะเป็นระดับของคิกดาซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของมอสเฟต และมีผลต่ออุปกรณ์ในวงจรขับเองทำให้การหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรขับแตกต่างจากทฤษฎีมาก



รูปที่ 4.6 วงจรขับมอสเฟตสำหรับวงจรฮาร์ฟบริดจ์

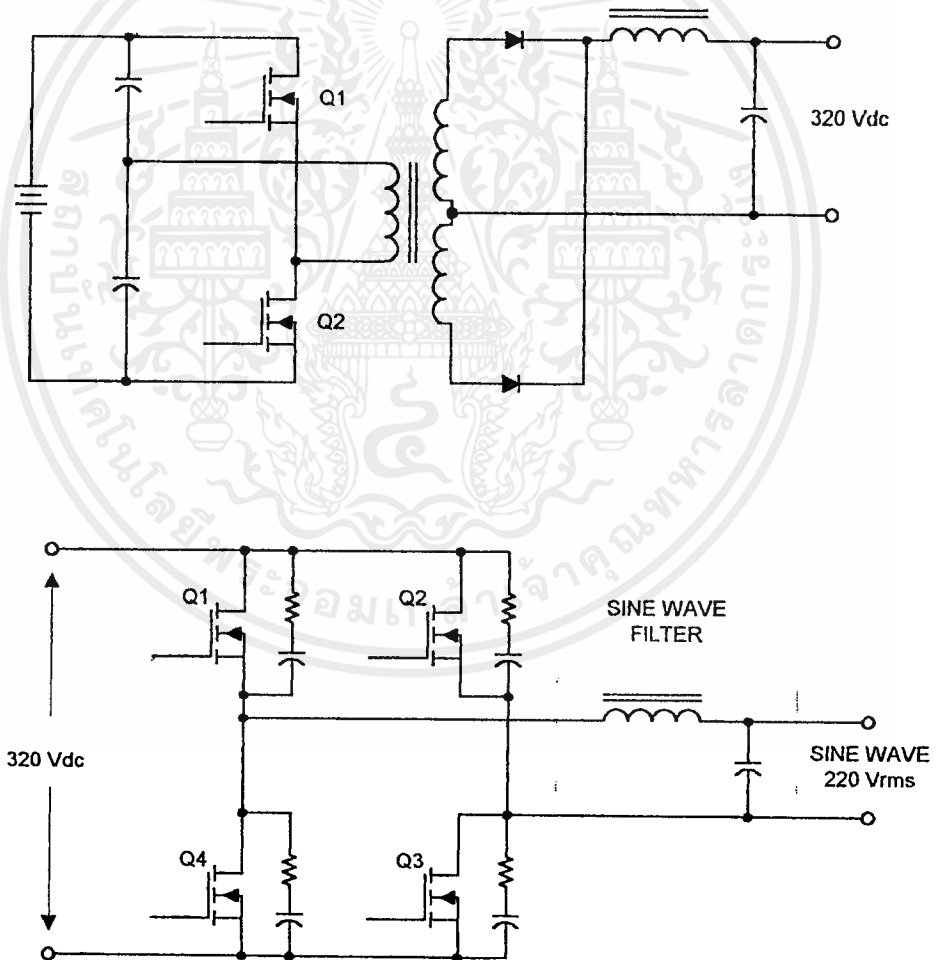


รูปที่ 4.7 วงจรขับมอสเฟตสำหรับวงจรฟูลบริดจ์

ลักษณะการทำงานของวงจรขับ คือในส่วนของอินพุท ซึ่งเป็นสัญญาณ พีดับบลิวเอ็มที่ได้มาจากการเปรียบเทียบถูกป้อนเข้ามายังออปโตไอโซเลเตอร์ ในขณะที่มีระดับศักดาป้อนเข้ามา ไดโอดเปล่งแสง จะทำให้ทรานซิสเตอร์ในส่วนเอาต์พุทของออปโตทำงาน เพาเวอร์ซีพพลายในส่วนเอาต์พุท ซึ่งคนละกรวดกับอินพุทจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายใหม่ ทำให้วงจรทำงานได้ต่อไป เอาต์พุทจะมีระดับศักดา ไม่เกินศักดาของซีพพลายซึ่งสามารถที่จะขับมอสเฟตให้ทำงานได้สำหรับออปโต-6N136 จะมีความไวกว่า 4N25 จึงใช้ 6N136 ในวงจรขับฮาร์ฟบริดจ์ และ 4N25 สำหรับวงจรฟูลบริดจ์

4.6 วงจรกำลัง

วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้มี 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์



รูปที่ 4.8 วงจรกำลังที่ใช้ในโครงงานนี้

4.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

4.7.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดฟลักซ์ ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกนโดยตลอด เมื่อนำขดลวดมาพันในแกนตรงข้าม ก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน และมีกระแสไหลผ่านเช่นเดียวกัน ถ้าหากหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

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

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการ แรงดันอาทิพุทต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุท โดยที่ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

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

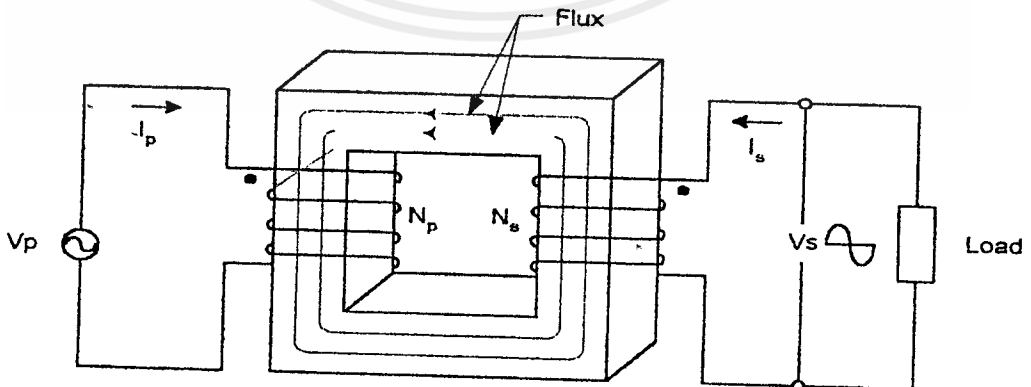
ถ้าหากว่าหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์จะได้สมการ

$$B_{\max} = \frac{V_p \times (10^8)}{KfN_p A_s}$$

โดยที่ค่า

$$K = 4.44 \text{ ถ้าเป็นคลื่นไซน์}$$

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



รูปที่ 4.9 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก B_{max} ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

$$B_{max} = \frac{B_{SAT}}{2}$$

$$\text{จะได้ว่า } N_p = \frac{(V_p) \times 10^8}{4fB_{max}A_e}$$

พารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบ จะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสม พารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่

- บริเวณเนื้อที่แกนที่จะพันขดลวด ซึ่งจะต้องเลือกให้ใหญ่พอดีที่จะพันตามขนาดขดลวด เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียที่น้อยที่สุด
- ขนาดของแกนที่เหมาะสม

พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

$$P_{out} = (1.16B_{max}fA_eA_c)10^{-9}$$

d : ความหนาแน่นกระแสของขดลวด (แอมป์/ตารางเมตร)

P : ความสามารถในการรับพลังงานของขดลวด (วัตต์)

B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Gauss)

A_e : พื้นที่เอ็ฟเฟคทีฟ (ตารางเซนติเมตร)

A_c : พื้นที่ของบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร)

วัสดุที่ใช้ทำแกนและก๊ารเลือก สารแม่เหล็กเกือบทุกชนิด สามารถที่จะเลือกมาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบมากในคอนเวอร์เตอร์รุ่นใหม่ ๆ

คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

- เลือกแกนเฟอร์ไรท์
- เลือก B_{\max} ที่คิกดาต่ำสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าจริง ๆ
- หาค่ากระแส I_p โดยคำนวณจากคิกดาต่ำสุด และจะต้องเป็นคิกดาไฟตรง

$$I_p = \frac{3V_{out}}{V_{in}}$$

- หาขนาดของแกน และบ็อบบิ้น

$$A_c A_e = \frac{0.68 P_{out} D}{f B_{\max}} \times 10^3$$

D : เซอร์คิวลาร์มีล/แอมป์

แล้วเลือกค่า A_c, A_e จากตารางให้เหมาะสม ควรมากกว่า 50% ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

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

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{4f \cdot B_{\max} A_c}$$

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

กรณีที่พันจริงได้ 60 รอบ หรือน้อยกว่านี้ แสดงว่าเลือกแกนของบ็อบบิ้นได้ถูกต้อง หากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

- ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรงดันป้อนเข้าสูงสุด
หาค่าแรงดันป้อนเข้าสูงสุด

$$B_{\max} = \frac{V_p \times 10^8}{KfN_p A_c}$$

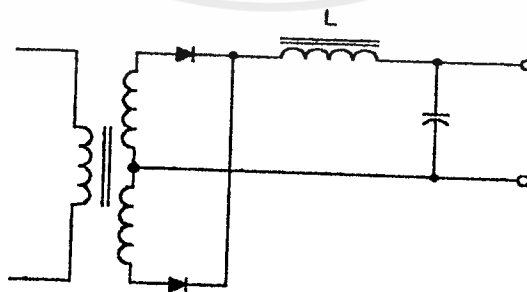
- คำนวณจำนวนชั้นของ ด้านปฐมภูมิ หาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด
- คำนวณหาจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิ

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

- คำนวณขนาดลวดและจำนวนชั้นทางด้านทุติยภูมิ
- ตรวจสอบว่าทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ รวมกันแล้วหนาเกินป้อนบิ้นหรือเปล่า

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ เมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่ จะพันขดลวดหนึ่งทับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลดล็กเกจอินดักแตนซ์ที่อาจเกินขึ้นให้น้อยลง โดยการพันแบบแซนด์วิช

4.8 ส่วนกรองสัญญาณ (Filter)



รูปที่ 4.10 วงจรกรองสัญญาณ

ส่วนกรองสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ เป็นการกรองสัญญาณให้เป็นสัญญาณไฟตรง จากการสวิตชิงของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ ในส่วนนี้มีส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือ ไรต์ติฟาย , อินดัคเตอร์ และ คาปาซิเตอร์

โดยทั่วไปเอาท์พุทจากหม้อแปลงจะทำให้เป็นไฟตรงได้โดยการไรต์ติฟาย แล้วผ่านวงจรกรองสัญญาณ แต่ถ้าความถี่สูงมากๆ อุปกรณ์ที่ใช้จะต้องมีลักษณะพิเศษเพิ่มขึ้น เช่น ไดโอด จะต้องมึระยะเวลาการฟื้นตัวเร็วมาก คาปาซิเตอร์ ควรมี ESR ต่ำ อินดัคเตอร์จะต้องไม่เก็บพลังงานไว้ในตัวเอง หรือเก็บได้น้อยที่สุด เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนของเอาท์พุท ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการใช้งาน อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในส่วนเอาท์พุท (มีสมการบางสมการช่วยในการออกแบบด้วย)

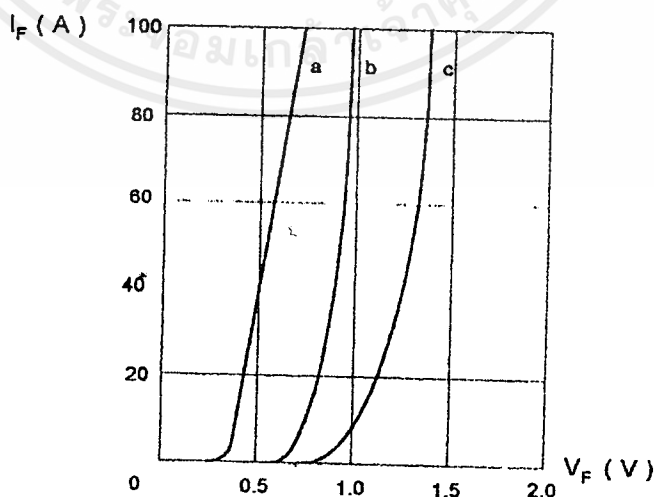
4.8.1 คุณสมบัติของเรกติฟาย (Rectifier)

คุณสมบัติของไดโอดที่ใช้งานในส่วนเรกติฟาย จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- ไดโอดจะต้องมีค่าศักดาตกคร่อมเมื่อนำกระแสต่ำ
- ไดโอดจะต้องมีระยะเวลาในการฟื้นตัวเร็วมาก (Fast Recovery Diode)
- มีความสามารถรับพลังงานได้เพียงพอ

PN junction หรือไดโอดธรรมดา ไม่เหมาะสมที่จะใช้กับสวิตชิง เพราะประสิทธิภาพต่ำ และช่วงระยะเวลาฟื้นตัวช้า

ชนิดของไดโอด ที่ใช้ในส่วนเรกติฟายมี 3 ชนิดที่นิยมคือ



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงคุณสมบัติของไดโอดทั้ง 3 ชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

- Fast , Vary Fast Diode

จะมีศักดาตกคร่อมมากกว่าชนิดที่ 3 และอยู่ในช่วง 0.8 – 1.2 โวลท์ เหมาะกับอุปกรณ์พวกแรงดันต่ำ เช่น ศักดาเอาท์พุท ประมาณ 12 โวลท์ ในปัจจุบันจะมีการสวิตชิงที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรท์ หรือมากกว่านี้ ไดโอดที่กล่าวมาทั้ง 2 ชนิด จะลดสวิตชิงที่จะไปเกี่ยวข้องกับ Ripple ของเอาท์พุท

- Schottky Barrier Rectifier

มีศักดาตกคร่อมประมาณ 0.5 โวลท์ แม้ว่ากระแสที่ไหลผ่านจะเพิ่มสูงขึ้นก็ตาม ไดโอดชนิดนี้เป็นเมเจอร์ตีแครีเยอร์ แต่ข้อจำกัดของไดโอดชนิดนี้คือ Reverse Blocking มีค่าต่ำ ปัจจุบันประมาณ 100 โวลท์ ไดโอดชนิดนี้เกิดการพังทลายเนื่องจากความร้อนได้ง่ายกว่า

4.8.2 คุณสมบัติและการออกแบบส่วนของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนกรองสัญญาณเอาท์พุท การทำงานพิจารณาเป็น 2 ลักษณะคือ

- เก็บพลังงานตลอดช่วง Turn- Off หรือ Notch Period เพื่อที่จะทำให้กระแสไหลไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
- ช่วยให้แรงดันเฉลี่ยของเอาท์พุทเรียบยิ่งขึ้น

การคำนวณ

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

ดังนั้น $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ $di = \Delta I'_L$

เราสามารถค่า L ได้จาก

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

ในกรณีของ Half - Bridge

ดังนั้น

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

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

ค่า Δt = dead time หรือ notch time

ค่า t_{off} = จะมีค่าสูงสุด

ค่า t_{on} = จะมีค่าต่ำสุด

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำต้องเหมาะสม เพื่อเก็บพลังงานอย่างเพียงพอ จะจ่ายกระแสเอาท์พุทอย่างต่อเนื่องตลอดช่วง notch period

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

$$t_{off} = \frac{\left(1 - \frac{E_{in}}{E_{out}}\right)}{2f}$$

โดย

$$f = \text{ความถี่ที่ใช้ในการสวิตชิง}$$

$$\frac{1}{2} = \text{แฟคเตอร์ที่สัมพันธ์กับ notch time } (t_{off}) \text{ กับเวลาทั้งหมด}$$

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

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_o = \frac{E_{out} \cdot t_{off}}{0.25I_{out}}$$

4.8.3 คุณสมบัติและการออกแบบตัวเก็บประจุในส่วนกรองสัญญาณ

การเลือกใช้ขนาดของตัวเก็บประจุ และการออกแบบ ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรที่ใช้งานกระแส สูงสุดขณะทำงาน , ความถี่ในการสวิตช์

ในการใช้งานในปัจจุบันเลือกใช้อิเล็กโตรไลต์มากกว่า ESR เพราะ ESR จะมีผลต่อ Ripple ของเอาต์พุตโดยตรงอายุการใช้งานก็สั้นกว่า

นอกจากชนิดของตัวเก็บประจุที่เราต้องพิจารณาแล้ว การคำนวณค่าและการวิเคราะห์รูปแบบของตัวเก็บประจุก็มีความสำคัญเช่นเดียวกัน

จากกราฟ รูปกราฟและกระแสของ C จะมีจุดเริ่มต้นที่ศูนย์ มีขนาด ΔI สังเกตว่ากระแส I_o จะตัดที่ศูนย์ เมื่อเพิ่มไปทางบวกที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นช่วงกึ่งกลางของ t_{on} และ t_2 เป็นช่วงกึ่งกลางของ t_{off}

ดังนั้นกระแสที่จะทำให้เกิด Ripple Voltage (V) หาได้จากสมการ

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int idt \quad \dots(1)$$

แต่กระแสเฉลี่ยตลอดช่วงเวลา $t_1 - t_2$ คือ

$$\left[\frac{\Delta I_{out}}{2} \right] \times \frac{1}{2} \quad \text{หรือ} \quad \frac{\Delta I_{out}}{4}$$

ดังนั้นถ้าเราอินทิเกรตสมการ (1) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{out} &= I_{out} \frac{T}{4C_{out} \times 2} \\ &= (\Delta I_{out}) \frac{T}{8C_{out}} \\ &= \frac{\Delta I_{out}}{8fC_{out}} \\ C_{out} &= \frac{\Delta I_{out}}{8f\Delta V_{out}} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$I_{out} = 0.25 I_L \quad (I_L = \text{กระแสเอาต์พุต})$$

$$\Delta V_{out} = \text{Ripple Voltage peak - to - peak}$$

$$f = \text{ความถี่ในการสวิตช์}$$

ค่า L , C ที่เหมาะสมนั้นสำคัญมาก เพราะมีผลต่อวงจรดังนี้

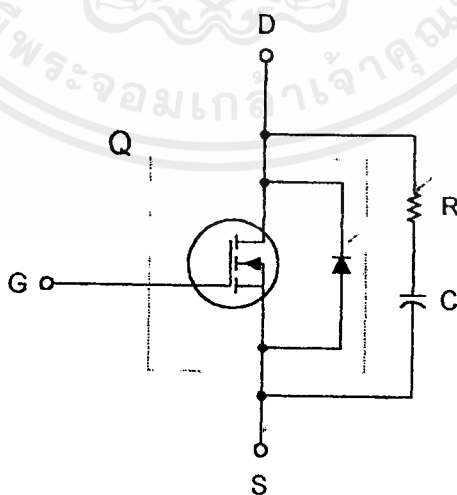
- ค่า L , C มีผลต่อเสถียรภาพของระบบสวิตช์
- ค่า L น้อย และค่า C ขนาดใหญ่ขึ้น วงจรจะมีผลต่อทรานเซียนต์ดีดีมาก เพียงแค่โหลดเปลี่ยน Step เท่านั้น

การคำนวณค่า L , C ในทางทฤษฎี เมื่อนำไปใช้จริง ๆ แล้วไม่ได้พอดีหรือเหมาะสม โดยทั่วไป ค่า C ที่ใช้จริง จะมิต่ำน้อยกว่าที่คำนวณได้

4.9 วงจรป้องกัน

4.9.1 การป้องกันแรงดันเกิน

สำหรับการป้องกันตัวมอสเฟตกำลังนั้น เรามักจะพิจารณาการป้องกันแรงดันเกินเป็นหลัก โดยเฉพาะระหว่างเดรนกับซอร์ส

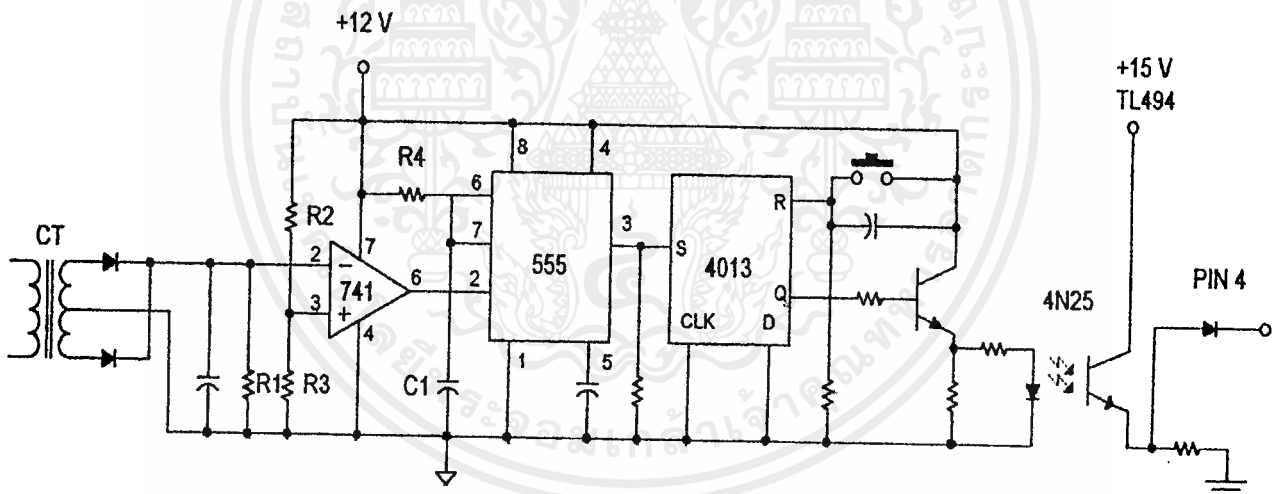


รูปที่ 4.12 วงจรป้องกันแรงดันเกิน (R-C Snubber)

การเกิดคิกดาทธานเขียนต์ระหว่างเดรน - ซอร์ส จากการสวิตชิงกระแสสูง ๆ แล้ว โหลดเป็นอินดักทีฟ ซึ่งสามารถจะดันให้ V_{DS} เกินค่าที่จะทนได้ และมีปริมาณพลังงานมากพอที่จะทำให้อุปกรณ์ทั้งเสียหาย วิธีป้องกันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน แต่ในการทดลองนี้เลือกใช้วงจรมอสเฟตโดยใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (R - C Snubber)

ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแสทันทีทันใด กระแสจะไหลผ่านตัวต้านทาน และชาร์จเข้าตัวเก็บประจุเป็นการป้องกันคิกดาสไปด์ ระหว่างเดรนกับซอร์ส เมื่อมอสเฟตนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานแล้วไหลผ่านมอสเฟต

4.9.2 การป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 4.13 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรมีหน้าที่จำกัดกระแสหรือป้องกันกระแสเกิน โดยเมื่อมีกระแสเกินที่กำหนดไว้ วงจรมีจะทำให้ TL494 ซึ่งเป็นตัวสร้างสัญญาณขับมอสเฟต หยุดจ่ายพัลส์ออกมาทำให้วงจรมีกำลังไม่สามารถนำกระแสได้จนกว่าจะกดสวิตช์รีเซ็ตจึงสามารถนำกระแสได้อีกครั้ง

ลักษณะการทำงานคล้ายหม้อแปลงกระแสไว้ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ในส่วนของการสวิตชิง ที่ความถี่ 50 kHz เมื่อมีกระแสไหลทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส ก็จะทำให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลทางด้านทุติยภูมิ ผ่านวงจรรีจกกระแสได้ไฟตรง มีคักดาตกร้อม R_1 ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดกระแสที่จำกัดไว้ จากนั้นนำคักดาที่ได้ไปเปรียบเทียบกับคักดาอ้างอิง โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM741 เป็นตัวเปรียบเทียบ คักดาอ้างอิงกำหนดโดยค่าของ R_2 และ R_3 ถ้าหากคักดาที่คร้อม R_1 มากกว่าคักดาอ้างอิงแล้ว จะทำให้เอาท์พุทของ LM741 มีสถานะต่ำ จะทำให้ IC555 ทำงาน โดย IC555 จะถูกต่อในลักษณะของ Monostable คือจ่ายสัญญาณสถานะสูงออกมา ทำให้คักดาไฟตรงที่ขา 4 ของ TL494 ยกสูงขึ้นกว่าคักดาของสัญญาณพื้นเลื่อย จึงทำให้ไม่มีพัลส์ออกมา IC4013 เป็น D Flip-Flop ทำหน้าที่คงสถานะจาก IC555 ไว้จนกว่าจะกดสวิทช์รีเซ็ต

4.10 วงจรรองความถี่

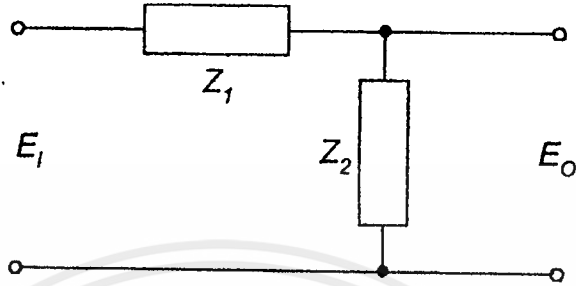
สัญญาณไฟลลับที่ได้จากการสวิทชิง หรือคลื่นสัญญาณอื่น ๆ ก็ตาม จะประกอบไปด้วยคลื่นที่มีลักษณะรูปซายน์ ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ผสมกันอยู่ มากหรือน้อยแตกต่างกันไป รวมทั้งสัญญาณรูปพีคดับลิวเอ็มด้วย สำหรับรูปคลื่นที่ดับลิวเอ็มนั้นมีฮาร์โมนิกหลายอันดับที่กลายเป็นศูนย์ไป ถ้าหากว่าอันดับของฮาร์โมนิกเพิ่มสูงขึ้น ขนาดของฮาร์โมนิกก็จะลดลงด้วย คลื่นที่ปรากฏจะเป็นผลลัพท์ของการรวมฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ

การทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้น สัญญาณที่ได้จากการสวิทชิงจะยังไม่เป็นคลื่นซายน์จะต้องผ่านวงจรรองสัญญาณ (Filter) เพื่อกรองฮาร์โมนิกต่าง ๆ ที่ไม่ต้องการออกไป ให้เหลือแต่สัญญาณคลื่นซายน์หรือสัญญาณความถี่มูลฐาน(Fundamental) ออกมายังเอาท์พุทเท่านั้น

วงจรรองความถี่นั้นมี 2 ลักษณะด้วยกันคือ

- Active Filter เป็นวงจรรองความถี่สำหรับอุปกรณ์เล็กทรอนิกส์ ที่มีขนาดกำลังไม่สูง (Low Power)
- Passive Filter เป็นวงจรรองความถี่สำหรับวงจรถูกำลังสูง ๆ (High Power) ซึ่งโครงการนี้ใช้การออกแบบวงจรในลักษณะนี้

การออกแบบวงจรของความถี่มีลักษณะดังนี้

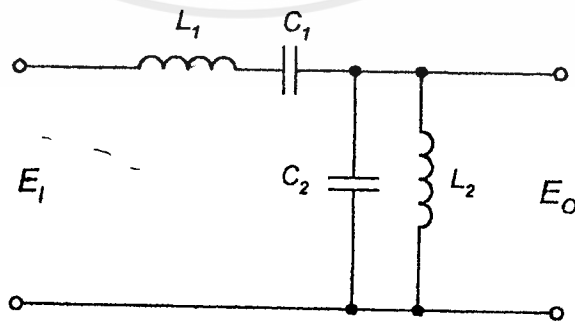


รูปที่ 4.14 รูปสมมติของวงจรของความถี่

ที่ความถี่หลักจะต้องทำให้ $Z_1 \rightarrow 0$ และ $Z_2 \rightarrow \infty$ เพื่อที่จะทำให้ความถี่ผ่าน Z_1 มาได้โดยสะดวก โดยไม่มีแรงดันตกคร่อม Z_1 เลย และไม่มีกระแสของคลื่นหลักไหลผ่านเข้าไปยัง Z_2 ได้ สำหรับคลื่นที่เป็นฮาร์โมนิก จะทำให้ $Z_1 \rightarrow \infty$ และ $Z_2 \rightarrow 0$ เพื่อไม่ให้กระแสฮาร์โมนิกไหลผ่าน Z_1 มาได้ ถ้าผ่านมาได้บ้างก็จะลดวงจรลง Z_2 ดังนั้นคลื่นที่ผ่านวงจรของความถี่ออกมา จึงเป็นคลื่นความถี่หลักเท่านั้น

4.10.1 แนวทางการสร้างวงจรของความถี่

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

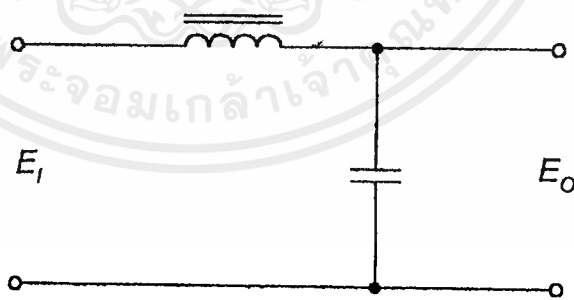


รูปที่ 4.16 วงจรความถี่แบบ 4 อันดับ

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \\
 &= j\left[\omega L - \frac{1}{\omega C}\right] \\
 &= j\left[\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C}\right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_2 &= \frac{j\omega L}{j\omega C} \times \frac{1}{\left[j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right]} \\
 &= \frac{L}{C} \times \frac{\omega C}{j(\omega^2 LC - 1)} \\
 &= \frac{jL}{C} \times \frac{\omega C}{\omega^2 LC - 1} \\
 &= \frac{-j\omega L}{\omega^2 LC - 1}
 \end{aligned}$$

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



รูปที่ 4.16 วงจรกรองความถี่ Low pass

การคำนวณค่า L และ C ของวงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- หาค่า ω_o จาก

$$\omega_o = 2f_o$$

f_o : cut off frequency

$$\begin{aligned}\omega_o &= \frac{1}{(L_1 C_1)^{\frac{1}{2}}} \\ &= \frac{1}{(L_2 C_2)^{\frac{1}{2}}}\end{aligned}$$

$$C_1 = AC_2$$

$$L_2 = AL_1$$

ค่า A จะสัมพันธ์มาเพื่อใช้ในการออกแบบ ปรับค่าไปจนกระทั่งได้ค่าที่เหมาะสมหรือใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ

- กำหนดค่า L_1 , C_1 และ A แล้วหาค่า L_2 และ C_2

$$L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C_1}$$

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

$$L_2 = AL_1$$

จากรูป 4.16 แนวการคำนวณหาค่า L และ C ของวงจร Low Pass Filter มีดังนี้

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{SC} \times \frac{1}{\left(SL + \frac{1}{SC} \right)}$$

$$= \frac{1}{(LSC^2 + 1)}$$

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{(LSC^2 + 1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \frac{E_0(j\omega)}{E_1(j\omega)} &= \frac{1}{(LSCj\omega^2 + 1)} \\ &= \frac{1}{(j\omega LC)^2 + 1} \\ \omega_n &= \frac{1}{(LC)^{1/2}} \\ &= 2f_n \end{aligned}$$

f_n : coner frequency

วงจรกรองความถี่แบบ 4 อันดับ การออกแบบจะต้องกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์จากข้อกำหนดเดิมที่ว่า ให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 มีค่าเท่ากับศูนย์ที่ความถี่หลัก และมีค่ามาก ๆ ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับสูง ๆ อิมพีแดนซ์ Z_2 มีค่าเป็นอนันต์ที่ความถี่หลัก

4.11 การออกแบบฟิลเตอร์

ฟิลเตอร์ที่ใช้จะเป็น LC ฟิลเตอร์

4.11.1 ตัวเหนี่ยวนำ

ในส่วนที่เป็นกระแสตรง DC

$$NI = HL$$

$$NI = \mu BI$$

ถ้าต้องการให้ตัวเหนี่ยวนำมีลักษณะของ B-H Curve เป็นเส้นตรง (Linear) จะต้องทำหาคักย์แม่เหล็ก (Magnetic Potential) มาตกคร่อมที่ช่องอากาศ (Air Gap) คือ เพิ่มจุดอิมตัวให้มีค่าสูงขึ้น

ในส่วนที่เป็นกระแสสลับ AC

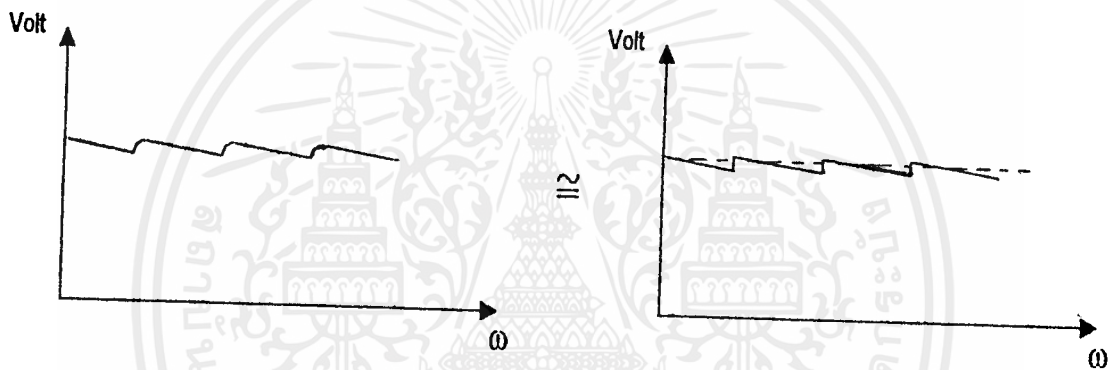
$$V = 4.44 fNBA$$

ในทาง AC ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก จะขึ้นอยู่กับแรงดัน ที่ตกคร่อมแต่ในกรณีของ DC ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสที่ไหลผ่านจากข้อกำหนดทั้งสอง สามารถออกแบบตัว

เหนี่ยวนำให้มีค่าเท่ากับ 0.5 mH (มิลลิเฮนรี่)

4.11.2 ตัวเก็บประจุ

สำหรับการหาค่าของตัวเก็บประจุนั้น เราจะทำการ ประมาณช่วงที่ทำการประจุ และดิสชาร์จตัวเก็บประจุ ในลักษณะของเส้นตรง ดังรูป



รูปที่ 4.16 แสดงการประมาณเป็นเส้นตรงการกรองประจุผ่าน C

โดยที่ $Q (RL)$ = ประจุที่จ่ายให้กับโหลด ในรูปของกระแส
 T = คาบเวลาที่ (ดิสชาร์จ)

ในการประจุกตัวเก็บประจุด้วยค่า แรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) จำนวนประจุที่ได้รับคือ

$$Q_c = C \times V_R$$

และ Q_c จะจ่ายให้กับโหลดดังนี้

$$Q_c = Q(R_L)$$

จากสมการทั้งหมดจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ $I_c \times T_{on}$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น $C \times V_R$ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= Q_c$$

$$\text{ดังนั้น} \quad C = \frac{I_c \times T_{on}}{V_R}$$

$$\text{จากการคำนวณ จะได้ค่า} \quad C = 1.1 \quad \mu F$$

$$\text{แต่ในทางปฏิบัติ จะใช้} \quad C = 2 \quad \mu F$$

โดยลักษณะการออกแบบ จะต้องคำนึงถึงค่า พลังงานทั้งสองตัว จะต้องรับได้ดังนี้

$$E = \frac{1}{2}(C \times V^2) \quad \text{และ} \quad E = \frac{1}{2}(L \times I^2)$$

E คือ ค่าพลังงานที่สะสมอยู่ (Joule)

V คือ ค่าศักย์ไฟฟ้า (Volt)

L คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ (Henry)

I คือ ค่ากระแส (Ampere)

C คือ ค่าตัวเก็บประจุ (Farad)

สูตรการหา L & C

$$t_{on} = \frac{1}{2f} \left(1 - \frac{E_0}{E_u} \right)$$

$$L = \frac{E_0 t_{on}}{0.25 I_0}$$

$$C = \frac{I_0}{f \times V}$$

วงจรป้องกันอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสูง (Snubber circuit)

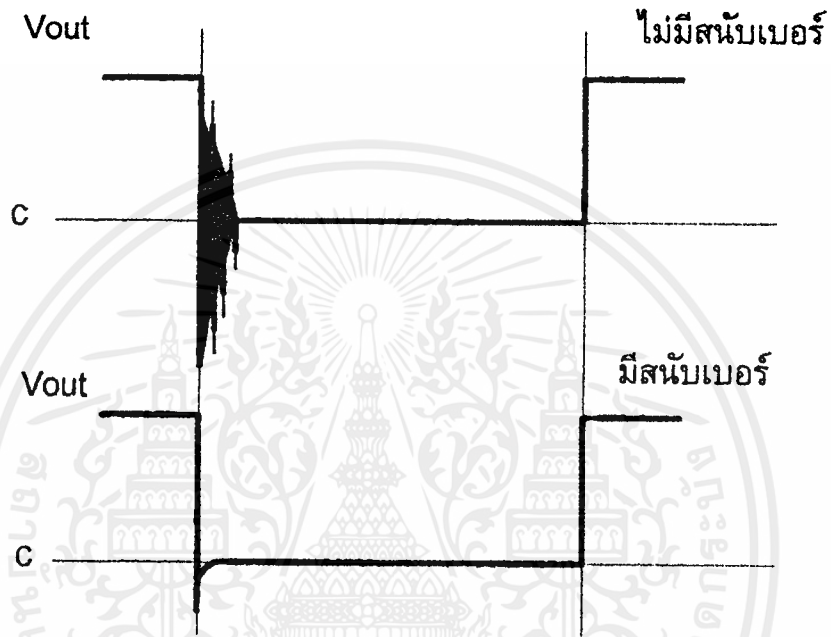
เพื่อเป็นการป้องกันจำกัดอัตราการเพิ่มของแรงดันไฟฟ้าให้น้อยกว่า $\left(\frac{di}{dt} \right)_{\max}$ สูงสุดที่ทน

ได้ สำหรับ อินดักทีฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_s = \frac{2}{9} I_m \times \frac{t_{ff}}{V_s} \quad \dots\dots(\text{ฟารัด})$$

$$R_s = \frac{t_{on}}{5C_s} \quad \dots\dots(\text{โอห์ม})$$



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบเมื่อมีวงจรสับเบออร์

ส่วนวงจรแยกกราวด์เพื่อความปลอดภัย

เอาท์พุทของคอมพิวเตอร์ที่ได้จากวงจรป้องกันกระแสเกินวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้านี้จะนำมา ขั้วทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ข้อได้คืบเปิดทำงานอีกทีโดยทำหน้าที่แยกกราวด์ ระหว่างวงจรตรวจจับความผิดปกติ ซึ่งมีกราวด์ร่วมกับวงจรกำลังและวงจรควบคุมการทำงานของมอเตอร์ซึ่งเป็นวงจรกำลังต่ำ

4.12 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสะสมของ UPS ช่วงเวลาแบ็กอัพขึ้นอยู่กับโหลดของ UPS และขนาดของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่นิยมใช้มี 2 แบบ คือนิกเกิลแคดเมียม และชนิดตะกั่ว-สังกะสี ชนิดนิกเกิลแคดเมียมมีอัตราการอัดประจุ/และคายประจุดีกว่า มีช่วงอุณหภูมิใช้งานที่กว้าง และอายุเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานสูงกว่า แต่ก็มีราคาสูงกว่าด้วย ชนิดตะกั่ว-สังกะสีมีข้อด้อยในแง่ความปลอดภัยต่อผู้ใช้ และการผูกมัดของอุปกรณ์มากกว่า ปัจจุบันมีแบตเตอรี่ชนิดที่ไม่ต้องเติมน้ำกลั่น และไม่ต้องการบำรุงรักษา (maintenance-free) ซึ่งนิยมใช้กับ UPS กันอย่างแพร่หลาย

แบตเตอรี่ทั้ง 2 ชนิด แบ่งตามอัตราการอัดประจุ/คายประจุ ได้ 3 ประเภท คือ สูง (H) กลาง (M) ต่ำ (L) ประเภทที่ต้องการกระแสสูงในระยะเวลายันสั้น ส่วนประเภทอัตราต่ำ เหมาะกับงานที่ต้องจ่ายกระแสต่ำ เป็นเวลานาน

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

- กำลังของโหลด (P)
 - ช่วงเวลาแบ็กอัพ (t_b)
 - เพาเวอร์แฟคเตอร์ของโหลด (PF')
 - ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ (N_m)
 - แรงดันต่ำสุดของอินเวอร์เตอร์ (V_{\min})
 - แรงดันต่ำสุดของแบตเตอรี่ คือ เซลล์ (end voltage หรือ final voltage $V_{i_{\min}}/cell$)
- แล้วจึงนำมาคำนวณตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

กระแสออกสูงสุดของแบตเตอรี่ (I_B)

$$(I_B) = \frac{P \times PF'}{N \times V_{\min}} \quad \text{แอมแปร์}$$

จำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ ที่ต้องนำมาต่ออนุกรมกับ

$$N = \frac{V_{\min}}{V_{i_{\min}}/cell} \quad \text{เซลล์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังวัตต์ของแบตเตอรี่แต่ละตัวที่ต้องจ่าย

$$\frac{\text{Wattles}}{\text{cell}} = \frac{P \times Pf}{n \times n}$$

การใช้ I_s ในการเลือกขนาดของแบตเตอรี่เป็นการชดเชยความจุที่ลดลงของแบตเตอรี่ เมื่ออายุการใช้งานมากขึ้นแล้ว เนื่องจากแรงดันแบตเตอรี่ตอนจ่ายไหลดมีค่าสูงกว่าแรงดันต่ำสุดที่ใช้คำนวณ แต่ถ้าไม่ต้องการเพื่อขนาดแบตเตอรี่ก็สามารถใช้กำลังวัตต์ต่อเซลล์ในการเลือกได้

4.13 ทฤษฎีหม้อแปลง

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิดจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมาฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดัน และกระแสเหนี่ยวนำ เราเรียกว่า หม้อแปลง

รูปที่แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่า ขดปฐมภูมิ และเอาท์พุทเรียกว่า ทูตียภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวด และ แรงดันจะมีอัตราส่วนคงที่คือ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad \dots(2)$$

N_p คือ V_p จำนวนรอบขดลวด และแรงดันด้านปฐมภูมิ

N_s คือ V_s จำนวนรอบของลวด และแรงดันด้านทูตียภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้ B อยู่ในวง ที่เป็นเส้นตรงเราจะได้

$$B_{\max} = \frac{V_p \times 10^8}{KfN_p A_e} \quad \dots(3)$$

เมื่อ B_{\max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

V_p คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ (โวลท์)

f คือ ความถี่ (เฮิรตซ์)

N_p คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

K คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปซายน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

ปกติค่า B_{max} จะเลือกที่ค่า $\frac{B_{sat}}{2}$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่ง คือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดการนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ็อบบิ้น (Bobbin) ค่านี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

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

เมื่อ P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้ (วัตต์)

d คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในลวดตัวนำ (แอมป์ต่อตารางเมตร)

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

A_c คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซ็นติเมตร)

บางบริษัทพื้นที่ของบ็อบบิ้นใช้สัญลักษณ์ ω_o หรือหน้าต่าบ็อบบิ้น และความหนาแน่นของกระแสในสายใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ ต่อแอมป์ (c.m./A) ใช้สัญลักษณ์ D โดย

$$D = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad \dots(5)$$

นำค่า D แทนลงในสมการ 4 จะได้

$$P_{out} = \frac{(1.47 f B_{max} A_c A_c) \times 10^{-3}}{D} \quad \dots(6)$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

สมการที่ 6 นี้ใช้สำหรับคำนวณ และเลือกหาขนาดของแกนที่ใช้พันขดลวด

4.14 การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ทำเป็นแกนหม้อแปลงทั่วไป สามารถทำเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดคือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง 3000-5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่าง และขนาดมากมายมีทั้งลักษณะแกน ที่เป็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูง ๆ และแกนฟอยด์ (POT) เหมาะสำหรับใช้กับกำลังไฟปานกลาง (20-200 วัตต์) ตารางที่ 1 แสดงแกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่าง ๆ ตารางที่ 2 แสดงขนาดของสายที่ใช้พันตามมาตรฐาน AWG (American Wire Gauge)

4.15 ขั้นตอนการออกแบบ

- เลือกวัสดุที่ใช้ทำแกนและลักษณะแกน
- เลือก B_{max} จากแผ่นข้อมูลของวัสดุที่เราเลือก โดยจากแผ่นข้อมูลเราจะได้อ่านค่า B_{sat} ที่ 100 C เราจะเลือกค่า B_{max} ที่แรงดันไฟสลับค่าต่ำสุดที่อยู่ในช่วงทำงานให้มีค่าน้อยกว่า $\frac{B_{sat}}{Z}$ เล็กน้อย
- คำนวณหากระแสสูงสุดของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ I_p ขณะที่แรงดันไฟสลับค่าต่ำสุด

$$i_p = \frac{P_{out}}{\eta} \times \frac{1}{V_m}$$

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

$$\text{ขนาดของสาย} = \text{ความหนาแน่นของกระแสในสาย} \times I_p$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จำนวนรอบ } N_p = \frac{V_{in_min}(Dc)}{4B_{max} \Delta V A_e}$$

$$\text{โดย } V_{in_min} = 2V_{min}(ac)$$

ΔV คือ แรงดันกระเพื่อมหลังจากการกรอง

- กำหนดหา B_{max} ที่ V_m ค่าสูงสุด

$$B_{max} = \frac{V_p \times 10^8}{4fN_p A_e}$$

- กำหนดจำนวนรอบด้านทุติยภูมิ

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_s}$$

- กำหนดหาขนาดของด้านทุติยภูมิ ซึ่งมีค่าเท่ากับ ความหนาแน่นของกระแสด้านทุติยภูมิ กับกระแสทุติยภูมิ เทียบตารางหาขนาดด้วย
- ตรวจสอบความแน่นพอดี ของการพันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิโดยคิดจากความกว้างของ Bobbin หาดด้วยเส้นผ่านศูนย์กลางของสาย เพื่อหาจำนวนชั้นได้ ก็หาความหนาของชั้น โดยเท่ากับจำนวนชั้น คูณขนาดสาย หาทั้งทางปฐมภูมิ และทุติยภูมิ แล้วนำมาบวกกัน พิจารณาว่าความหนาน้อยกว่าความสูงของ Bobbin หรือไม่

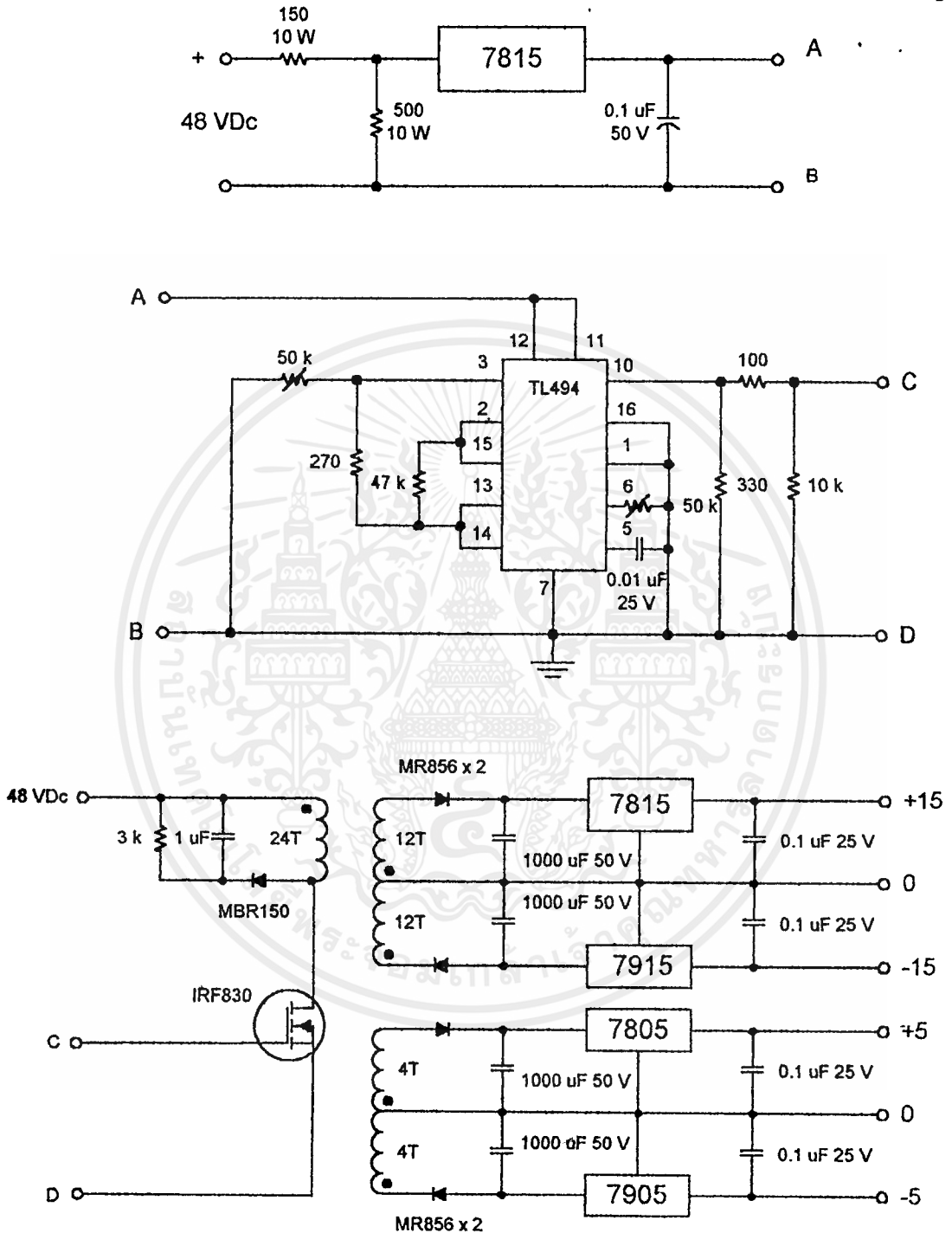
4.16 ตารางที่ 1 แกนเฟอร์ไรต์บริษัทต่าง ๆ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.18 SWITCHING POWER SUPPLY



รูปที่ 4.19 วงจร Switching Supply

จากไฟกระแสตรง 48 โวลท์ ผ่านวงจรแบ่งแรงดัน เข้าวงจร REGULATOR เพื่อรักษาระดับแรงดันให้ออกที่เอาท์พุท 15 โวลท์ เพื่อป้อนให้ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมมอสเฟท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.20 POWER STATE

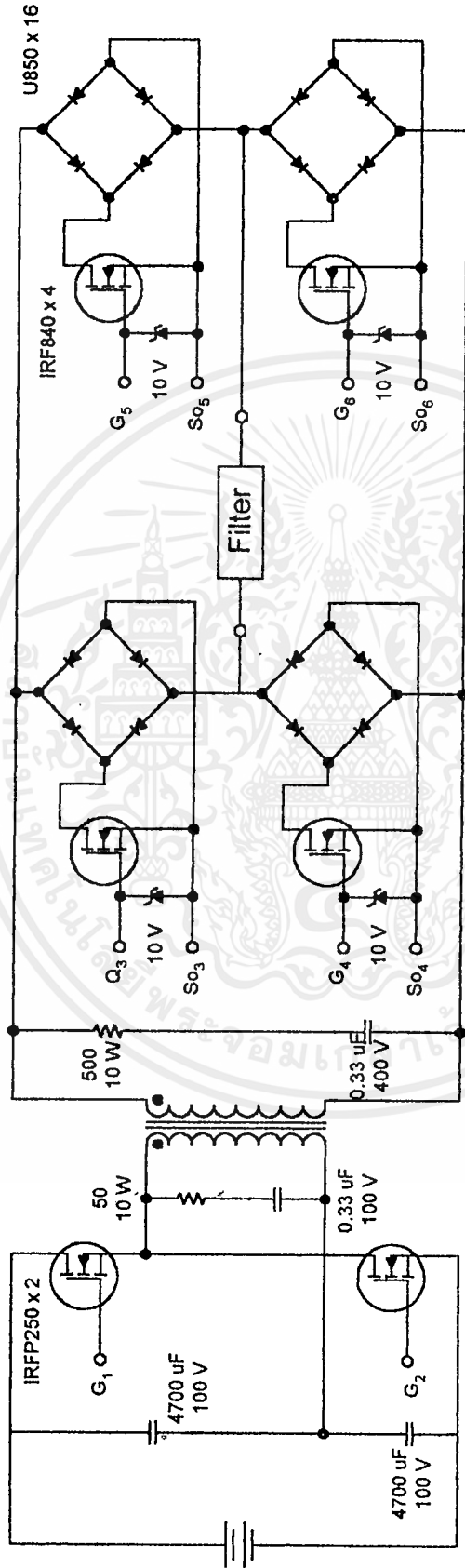
ในวงจรกำลัง จะเป็นลักษณะของวงจรเพาเวอร์ และเป็นส่วนจ่ายพลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์

จากสัญญาณที่ออกจากวงจร DRIVE CIRCUIT จะถูกป้อนให้กับวงจร POWER STATE โดยให้กับขาGATE แต่ละตัว

หลักการในการออกแบบวงจร POWER STATE มีไว้เพื่อ STEP UP ไฟจาก 48 โวลท์ ที่ได้จากแบตเตอรี่ให้ได้ไฟ 220 โวลท์ โดยมีหลักการคือ เราจะใช้เพาเวอร์มอสเฟต 2 ตัว เป็นสวิตช์แบบอาร์คไฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดย มอสเฟตแต่ละตัวผลัดกันสวิตช์ผ่านขดไพรมารี เหนี่ยวนำไปยังขดเซคันดารี

ในส่วนสวิตช์ทางด้าน เซคันดารีของ POWER STATE มีการต่อ BRIDGE คร่อมไว้ที่มอสเฟต การต่อขอย่างนี้จะทำให้ มอสเฟต สามารถสวิตช์กระแสได้ทั้ง 2 ทิศทาง จากปกติ มอสเฟตจะสวิตช์ สัญญาณได้ทางเดียวทำไมเราจึงสวิตช์ 2 ทาง เนื่องจากทางด้าน เอาร์ทพุท ที่ออกจากหม้อแปลงนั้นมีทั้งไฟบวกและลบ ซึ่งเปรียบเสมือนมีกระแสทั้ง 2 ด้าน ที่จ่ายให้วงจรสวิตช์

ดังนั้น G3 , G4 , G5 , G6 จำเป็นต้องใช้สวิตช์ 2 ทาง เพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่เราต้องการจากสัญญาณที่ได้นี้นำไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำเพื่อให้ได้ไฟกระแสสลับ 50HZ, 220 โวลท์



รูปที่ 4.21 วงจร Power State

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลองและวงจรการทดลอง

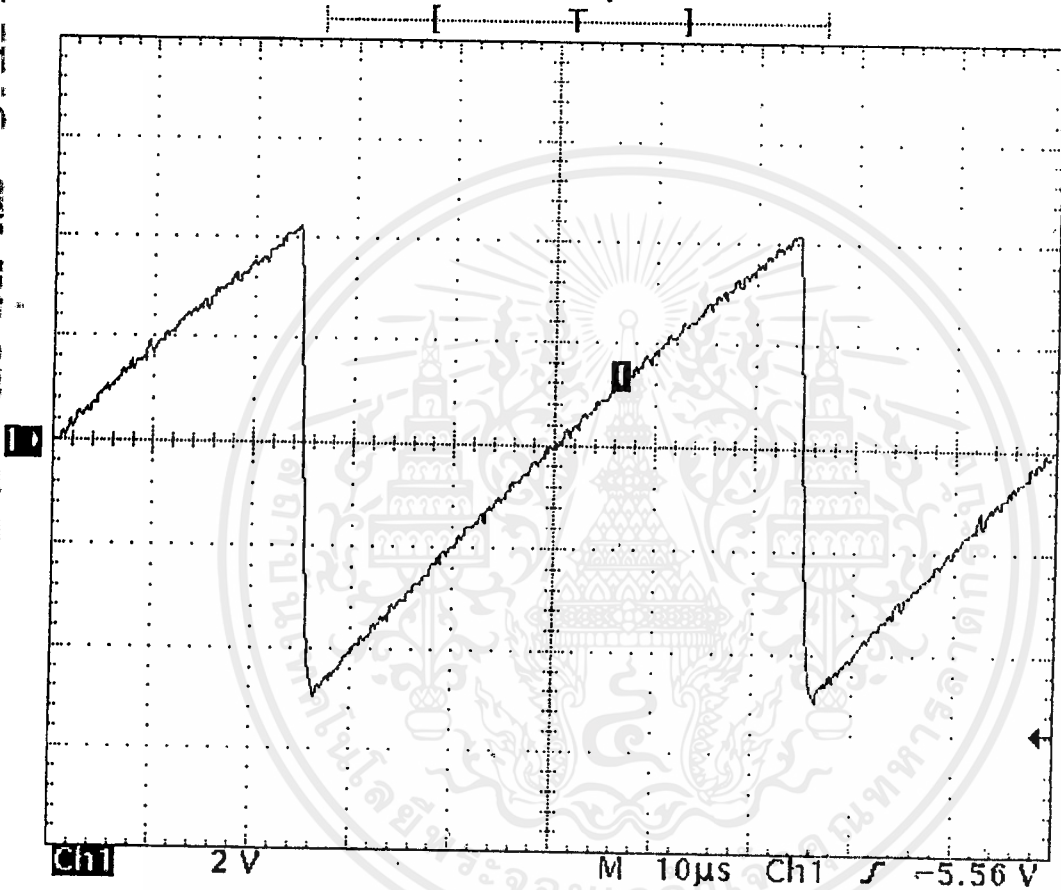
การทดลอง

- ทำการวัดสัญญาณพื้นเลื้อยจากขา 5 ของไอซี # TL494
 - ทำการวัดสัญญาณชายน์ 50 เฮิรท์ ที่จุด B และจุด C
 - วัดสัญญาณที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง ชายน์ 50 เฮิรท์ กับสัญญาณพื้นเลื้อย 20 กิโลเฮิรท์ ที่ตำแหน่ง S และ \bar{S}
 - วัดสัญญาณที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง พื้นเลื้อยกับไฟกระแสตรงที่ขา 8 และขา 11 ของไอซี # TL 494 - วัดสัญญาณ ต่าง ๆ ที่ผ่านภาคไดร์เวอร์แล้ว
 - วัดสัญญาณที่ขาของไทมารี - วัดสัญญาณที่ซัดเซคคันดารี
- จากการทดลองได้ผลของสัญญาณดังต่อไปนี้

5.2 ผลการทดลองการสร้างสัญญาณฟันเลื่อย

Tek Stop: 5MS/s

81 Acqs



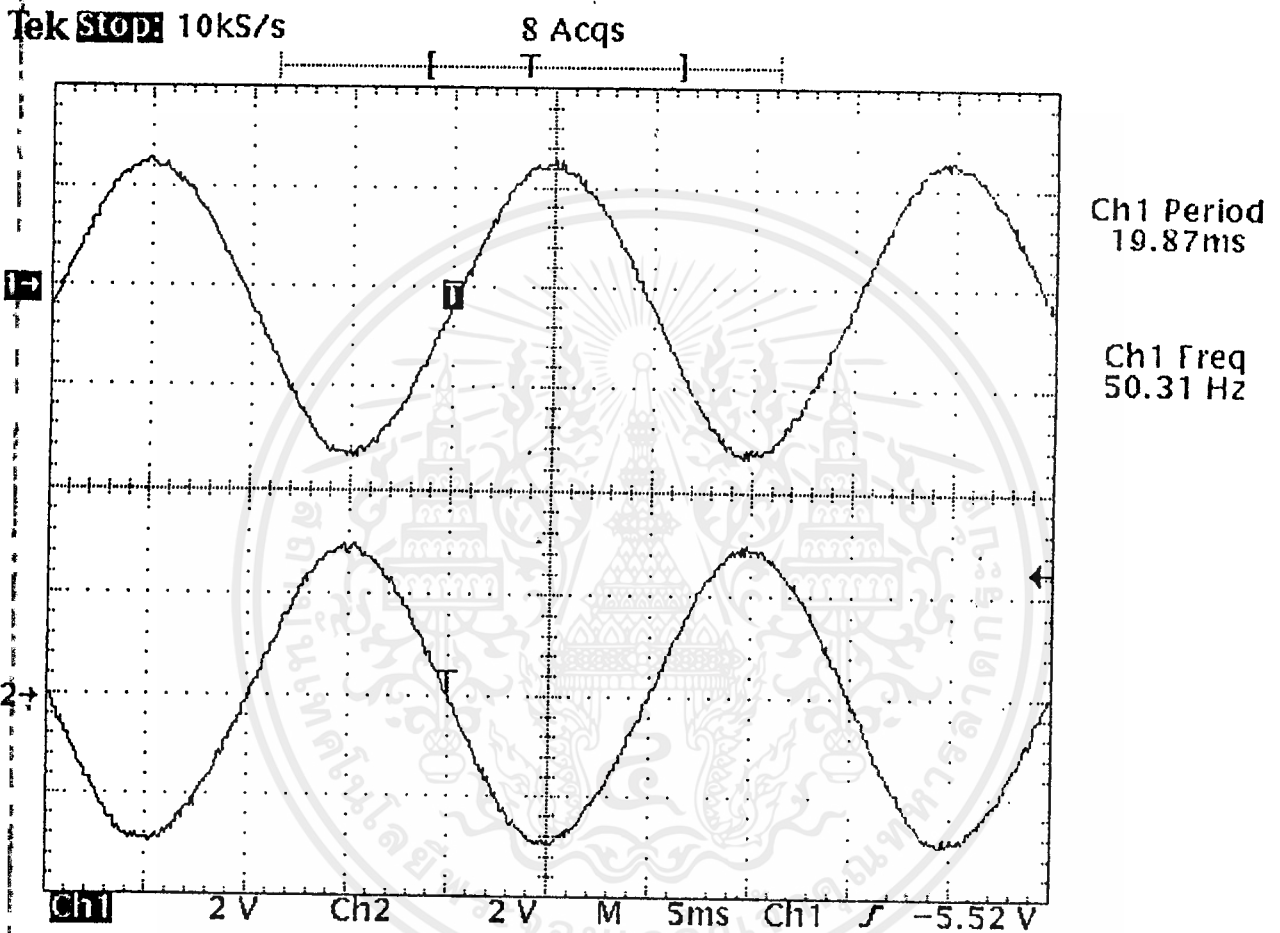
Ch1 Period
49.8 μs
Unstable
histogram

Ch1 Freq
20.08 kHz
Unstable
histogram

ผลการทดลองการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 ของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

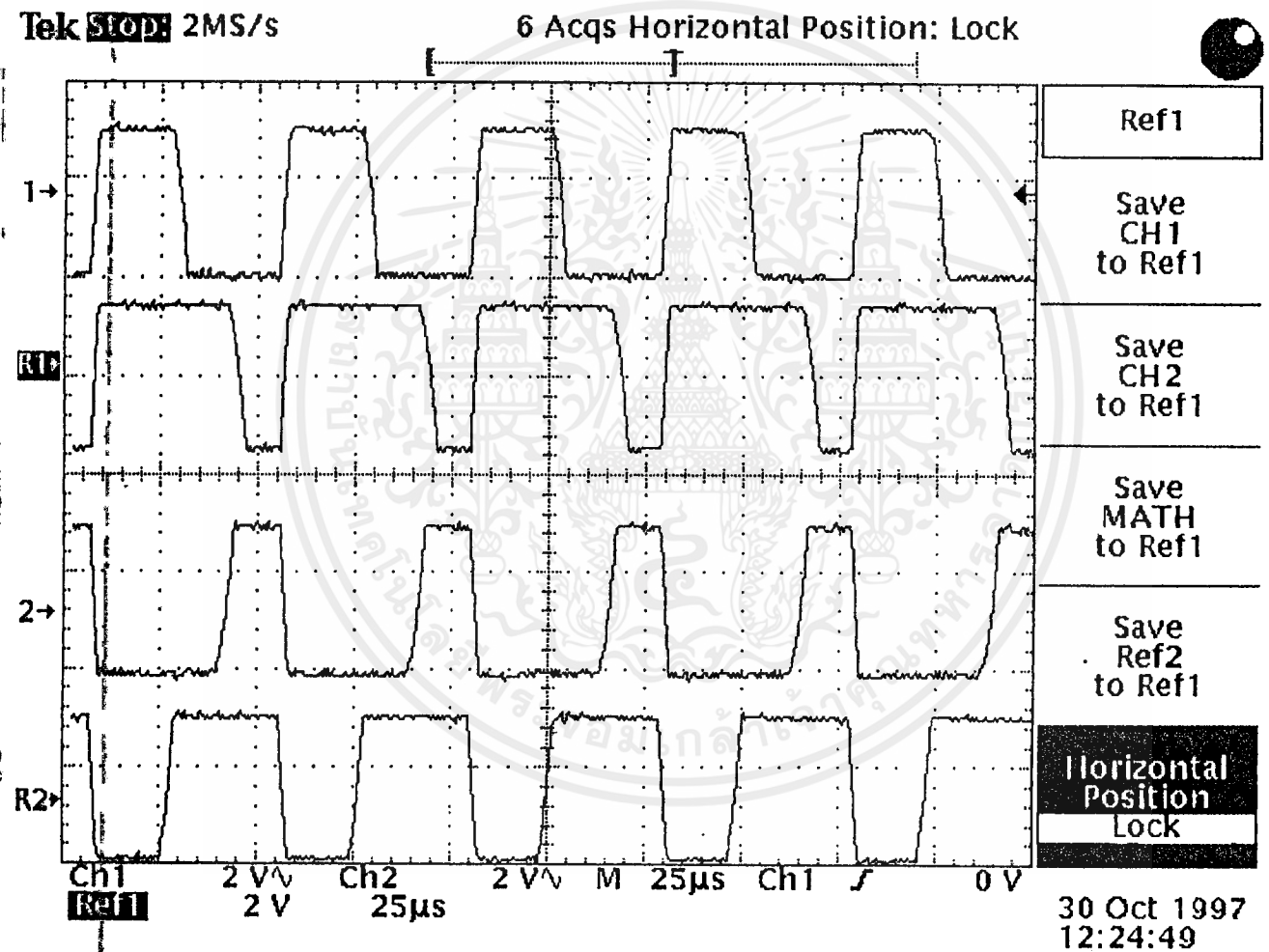
5.3 ผลการทดลองการสร้าง ขาชน้ 50 Hz



ผลการทดลองสร้าง ขาชน้ 50 Hz ที่จุด B และ C

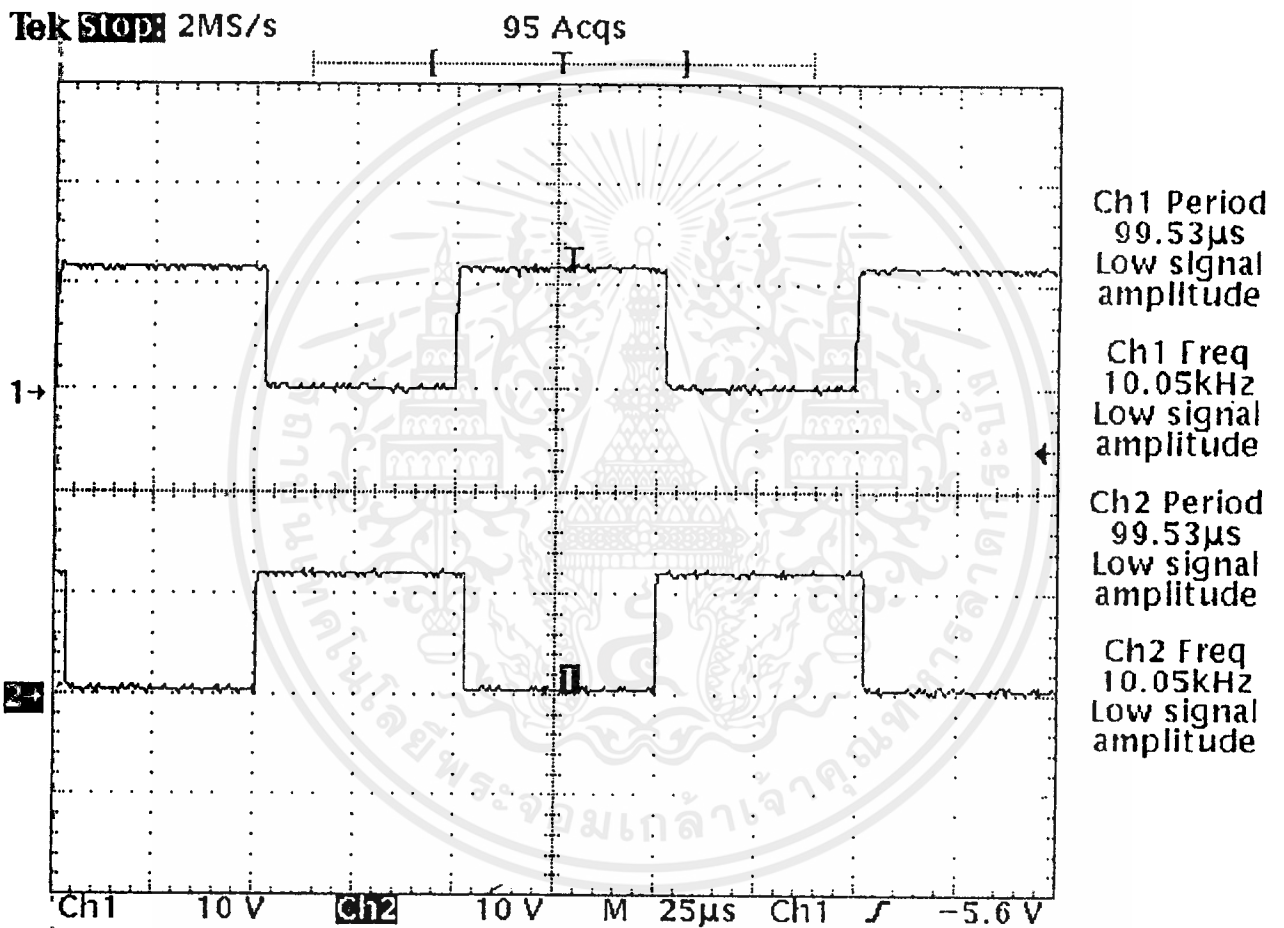
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการทดลองการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณชานน์ 50 Hz กับ สัญญาณฟันเลื่อย



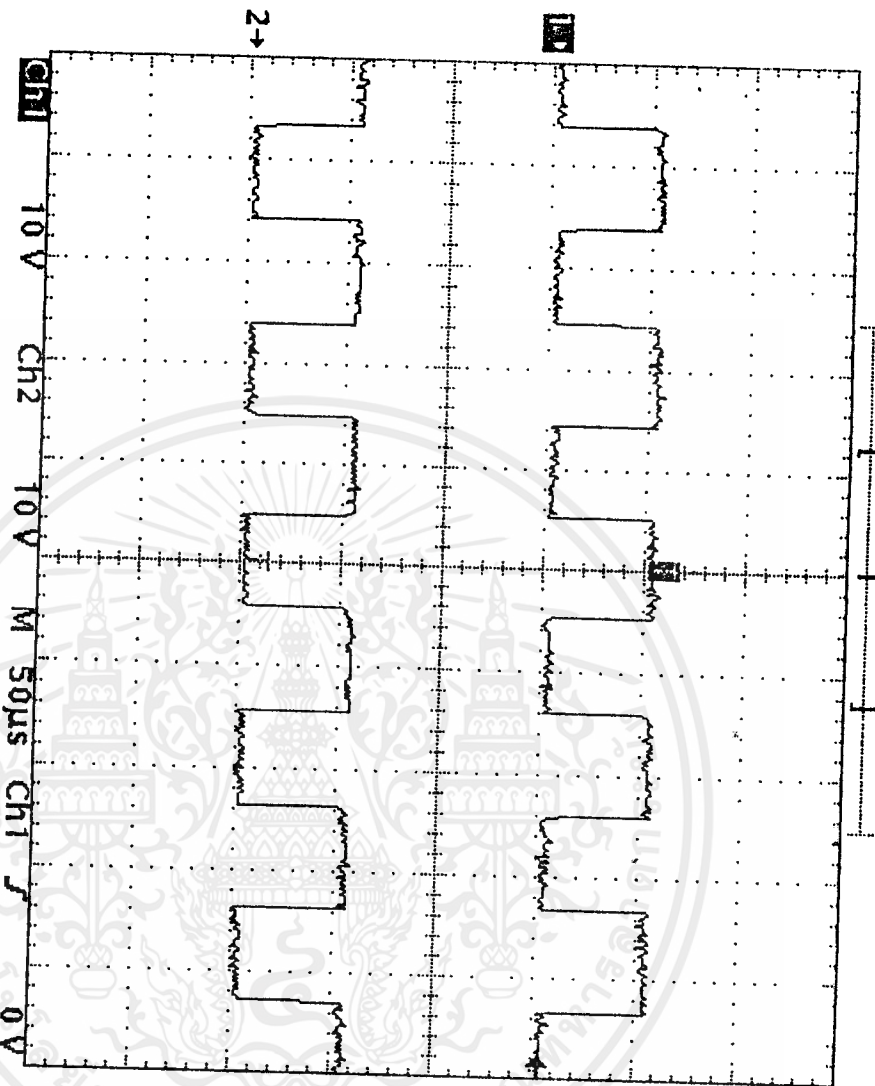
ผลการทดลองการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณชานน์ 50 Hz กับสัญญาณฟันเลื่อย ที่จุด S และ \bar{S}

5.5 ผลของสัญญาณที่ทำการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณฟันเลื่อยกับกระแสไฟตรง Q1, Q2



ผลของสัญญาณที่ทำการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณฟันเลื่อยกับกระแสไฟฟ้า
ตรง Q1, Q2 ที่ขา 8, 11 ของ TL494

Tek STOP 1MS/s 2677 Acqs



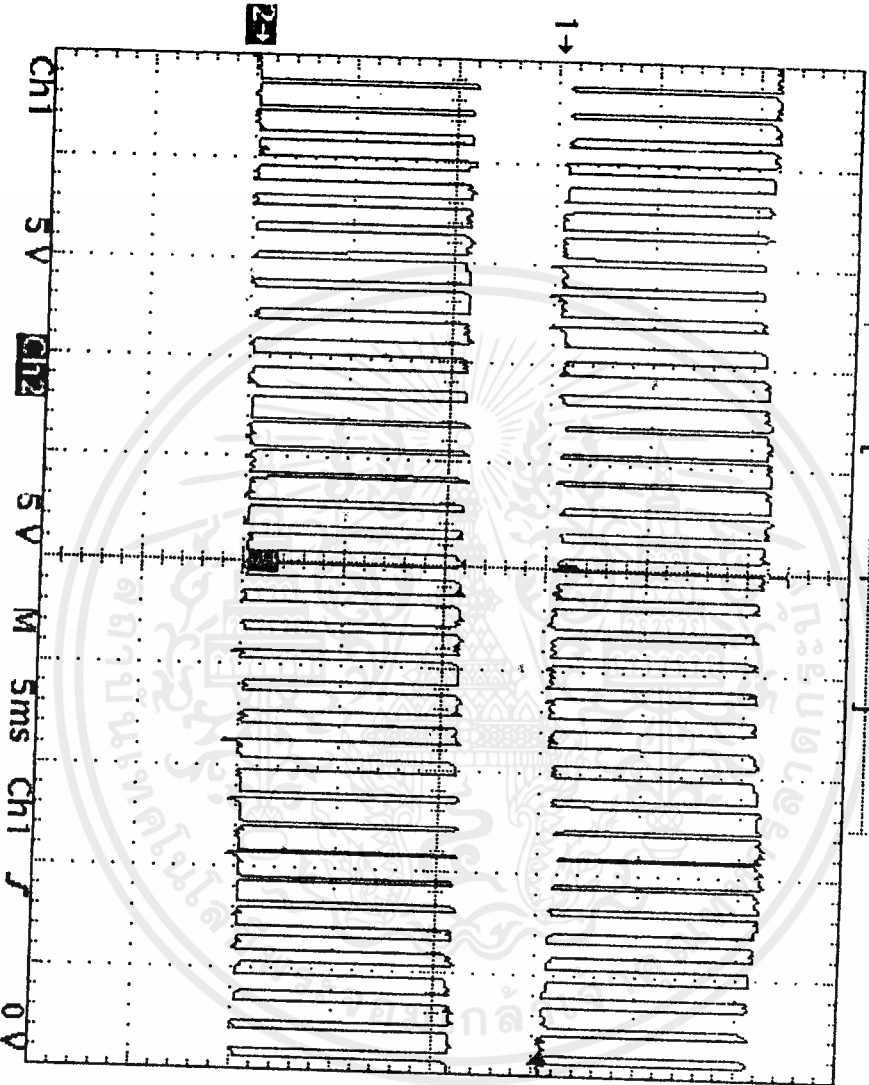
Ch2 Freq
10.34KHz
Low signal
amplitude

Ch1 Freq
10.42KHz
Low signal
amplitude

24 Mar 1998
15:17:47

สัญญาณควบคุม Q₁ และ Q₂ ที่มาจาก Driver ตัวที่ราคา 1 และ ๓๗ 7 ๕๗๗ IR2110

Tek Run: 10kS/s Sample AUTO

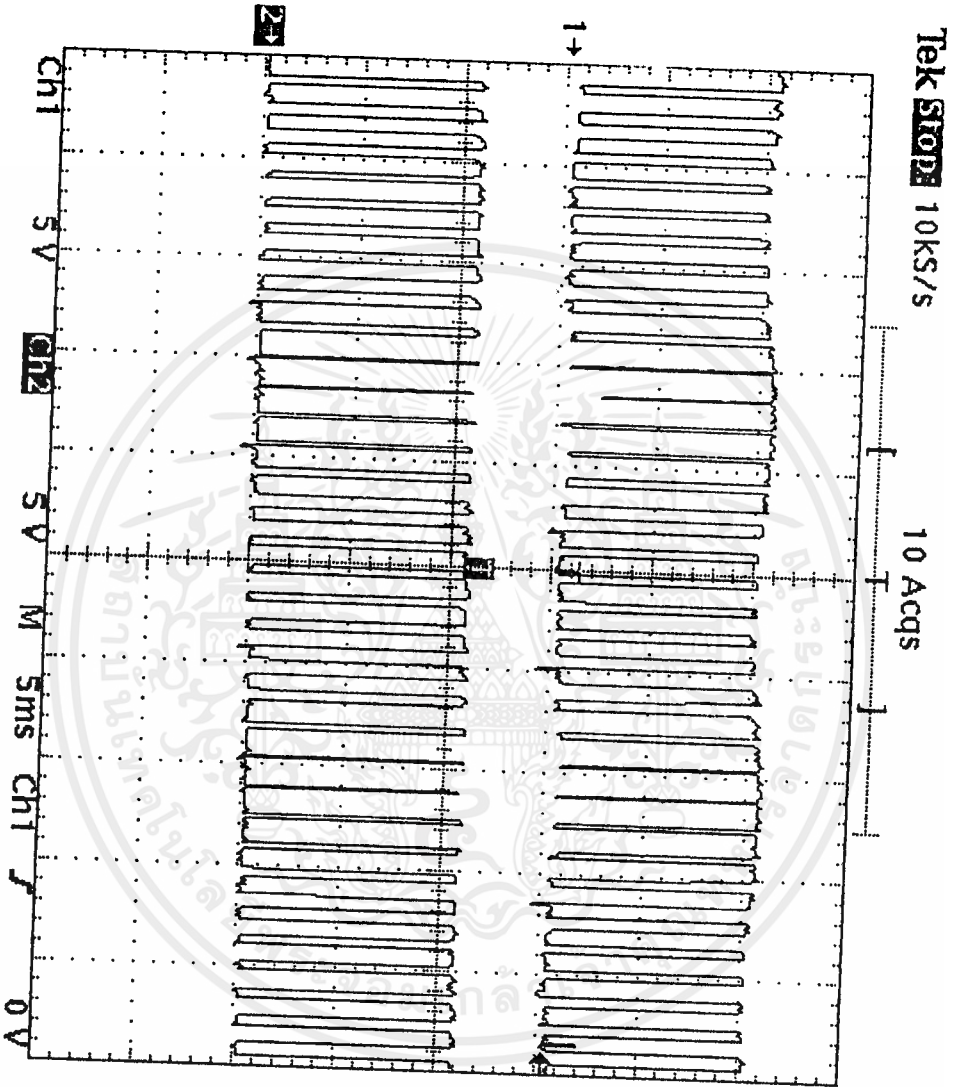


Ch2 Freq
666.7 Hz
Low res

Ch1 Freq
666.7 Hz
Low res

24 Mar 1998
15:25:15

สัญญาณควบคุม Q₃, Q₄ ที่ขาภาค Driver ฝั่งที่ขา 1 และ ขา 7 ของ IR2110

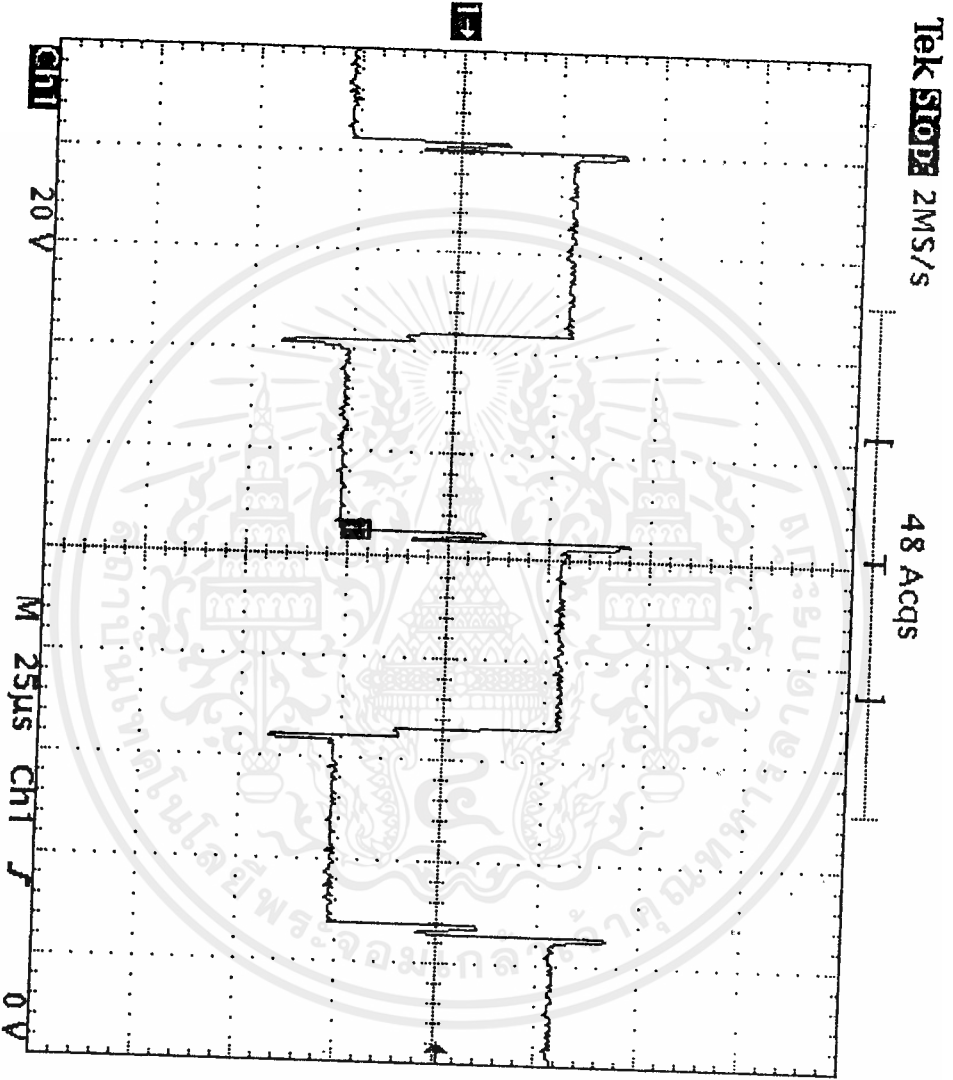


Ch2 Freq
333.3 Hz

Ch1 Freq
333.7 Hz

24 Mar 1998
15:23:10

สัญญาณควบคุม Q_5 , Q_6 ที่เข้ามาที่ Driver แล่ง ที่ขา 1 และ 7 ของ IR2110



Tek STOP 2MS/S

48 Acqs

CH1 20 V

M 25 μs CH1

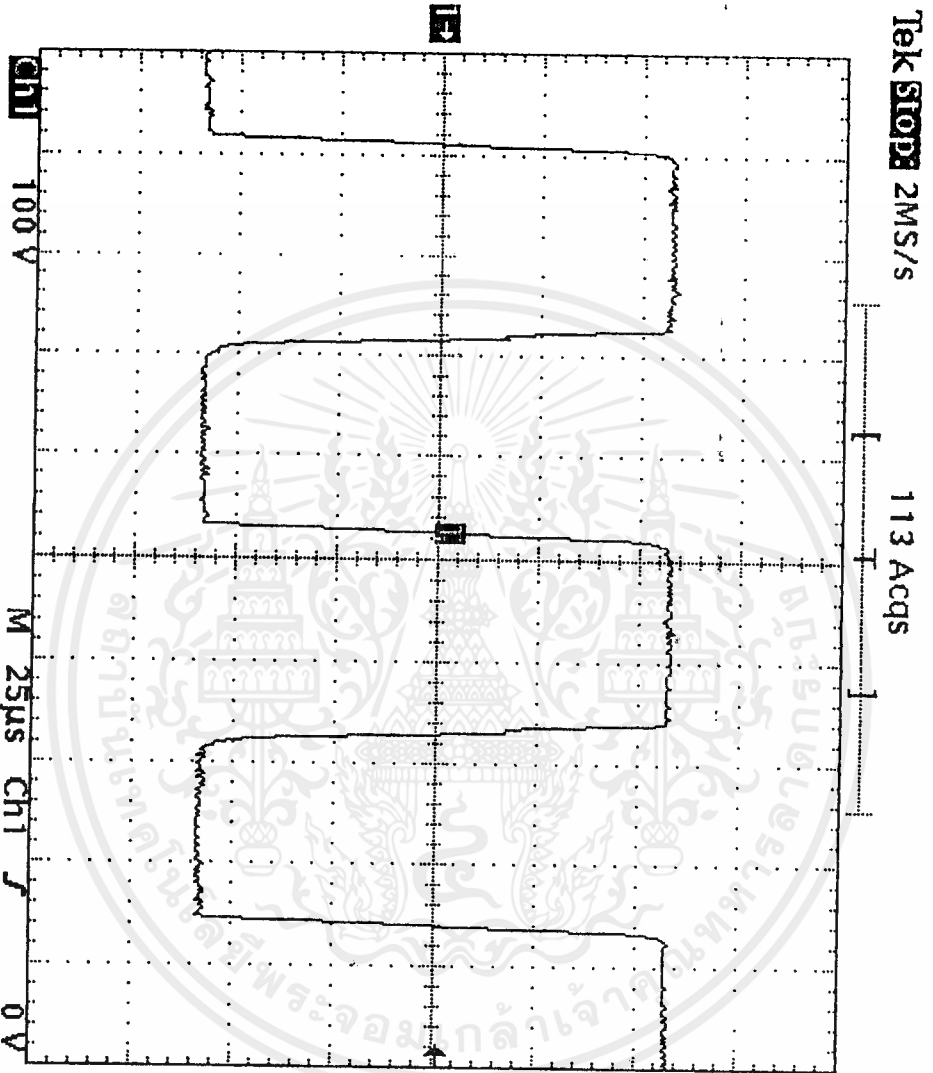
0 V

Ch1 Freq
20.22KHz

Ch1 RMS
21.95 V

24 Mar 1998
15:45:06

สัญญาณที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง



Ch1 Freq
10.37KHz

Ch1 RMS
223.5 V

24 Mar 1998
15:43:07

สัญญาณที่วัดที่ขั้วของหม้อแปลง

บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในโครงการนี้เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดในการจ่ายโหลด 1 กิโลวัตต์ ที่แรงดันอินพุต 48 โวลต์ (VDC) และแรงดันเอาต์พุตมีค่า 220 โวลต์ (VAC) ในส่วนของวงจรหลัก และวงจรควบคุม จากการทดลองไม่เกิดปัญหา แต่มีปัญหาที่ชุดไดร์เวอร์ เมื่อจ่ายไฟสูงให้กับชุดเพาเวอร์สเตต แล้วทำให้ IC ไดร์เสียหาย จากการวิเคราะห์พบว่า วงจรในส่วนต่างๆ ถูกต้องดีแล้ว แต่ที่โครงการนี้ไม่ประสบผลสำเร็จนั้น เกิดจากสัญญาณคอนโทรล S_1, S_2, S_3, S_4 ไม่ซิงค์กันเมื่อความถี่เปลี่ยนทำให้เพาเวอร์มอสเฟต Q_3, Q_4 หรือ Q_5, Q_4 ทำงานพร้อมกันทำให้เกิดการ Short Circuit กัน ดังนั้นจึงต้องแก้ไขสัญญาณคอนโทรลให้ซิงค์กันก่อน จึงจะทำให้ Inverter นี้ทำงานได้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 แสดงแผ่นข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง

AWC	Diameter over		Nominal Corcioar Mil arec	Resistance Per 1000 fi	Current Copacity in	
	Nnsulation (inches)				Miliomperes Based on 1000 c.m.JA	AWC
	Min	Mas.				
8	0.1300	0.1330	16510	0.6281	16510	8
9	0.1660	0.1990	13090	0.7925	13090	9
10	0.1040	0.1060	10380	0.9955	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.585	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	1110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	8280	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.385	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.045	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.20	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	125	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	103.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และจะดำเนินการสงวนเพื่อลดระดับความลับของข้อมูลที่ใช้ในเชิงนโยบายของบริษัท

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์

IC

TL494	=	1	ตัว
LM 741	=	1	ตัว
74LS90	=	2	ตัว
HD14024	=	1	ตัว
LM 324	=	2	ตัว
LF 353	=	1	ตัว
LM2903 หรือ LM319	=	1	ตัว

RESISTER (1/2 watt 5%)

1M	=	2	ตัว
2M	=	1	ตัว
50k	=	2	ตัว
10K	=	6	ตัว
15K	=	1	ตัว
1 K	=	5	ตัว
2K	=	6	ตัว
2.2K	=	2	ตัว
5K	=	1	ตัว
3.3	=	2	ตัว
100	=	1	ตัว
920	=	2	ตัว

VARIABLE RESISTER

50K	=	6	ตัว
47K	=	1	ตัว
5K	=	1	ตัว
10K	=	1	ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CAPACITOR

0.01MF/50V = 2 ตัว

0.1MF/50V = 1 ตัว

1MF/50V = 1 ตัว

10MF/50V = 5 ตัว

ZENER DIODE (1/2 watt)

3.3V = 2 ตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

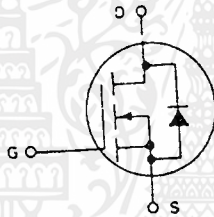
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

IRF840
IRF841
IRF842
IRF843

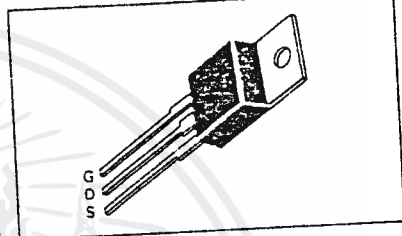
N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



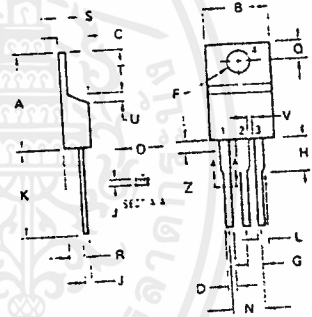
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	V _{DC}
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 m Ω)	V _{DGR}	500	450	500	450	V _{DC}
Gate-Source Voltage	V _{GS}	= 20				V _{AC}
Drain Current Continuous	I _D	8.0		7.0		A _{DC}
Drain Current Pulsed	I _{DM}	32		28		A
Total Power Dissipation at T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	125		1.0		Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1.8" from Case for 5 Seconds	T _L	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for this product on this data sheet.
The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.



NOTES

- 1 DIMENSION H APPLIES TO ALL LEADS
- 2 DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1 AND 3
- 3 DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED
- 4 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
- 5 CONTROLLING DIMENSION INCH

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.60	15.75	0.575	0.620
B	9.65	10.29	0.380	0.405
C	3.06	4.82	0.160	0.190
D	0.64	0.99	0.025	0.035
E	3.61	3.73	0.142	0.147
F	2.41	2.67	0.095	0.105
G	2.79	3.93	0.110	0.155
H	0.36	0.56	0.014	0.022
J	12.70	14.27	0.500	0.562
K	1.14	4.39	0.045	0.055
L	4.83	5.33	0.190	0.210
M	2.54	3.04	0.100	0.120
N	2.04	2.79	0.080	0.110
S	1.14	1.39	0.045	0.055
T	5.97	6.48	0.235	0.255
U	0.60	1.27	0.000	0.050
V	1.14	-	0.045	-
Z	-	2.03	-	0.080

CASE 221A-02
TO-220AB

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

Characteristic	Symbol	Min.	Max.	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	V _{(BR)DSS}	450	—	V _{GS}
	IRF841 IRF843 IRF840 IRF842	500	—	
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0)	I _{DSS}	—	0.25	mA _{DC}
(V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		—	1.00	
Gate-Body Leakage Current: Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)	I _{GSSF}	—	500	nA _{DC}
Gate-Body Leakage Current: Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)	I _{GSSR}	—	500	nA _{DC}

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage (V _{GS} = V _{GS(th)} , I _D = 0.25 mA)	V _{GS(th)}	2.0	4.0	V _{GS}
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 4.0 A _{DC})	r _{DS(on)}	—	3.55	Ω
	IRF840 IRF841 IRF842 IRF843	—	1.0	
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V)	I _{D(on)}	8.0	—	A _{DC}
(V _{DS} = 6.8 Vdc)		7.0	—	
(V _{DS} = 7.0 Vdc)		—	—	
Forward Transconductance (V _{GS} = 6.8 V, I _D = 4.0 A)	g _{FS}	4.0	—	mhos
(V _{GS} = 7.0 V, I _D = 4.0 A)		4.0	—	

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	C _{iss}	—	1600	pF			
Output Capacitance					C _{oss}	—	350
Reverse Transfer Capacitance					C _{rss}	—	150

(V_{DS} = 25 V, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)

SWITCHING CHARACTERISTICS*

Turn-On Delay Time	t _{d(on)}	—	35	ns			
Rise Time					t _r	—	15
Turn-Off Delay Time					t _{d(off)}	—	90
Fall Time					t _f	—	30
Total Gate Charge	Q _g	40 (Typ)	60	nC			
Gate-Source Charge	Q _{gs}	20 (Typ)	—				
Gate-Drain Charge	Q _{gd}	20 (Typ)	—				

(V_{DD} = 200 V, I_D = 4.0 A_{DC}, R_{gen} = 4.7 Ohms)

(V_{GS} = 10 V, V_{DS} = 0.8 × Rated V_{DSS}, I_D = Rated I_D)

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Forward On-Voltage	V _{SD}	—	1.9 (1)	V _{DC}			
Forward Turn-On Time					t _{on}	Limited by stray inductance	
Reverse Recovery Time					t _{rr}	600 (Typ)	—

(I_S = Rated I_D, V_{GS} = 0)

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _s	7.5 (Typ)	—	

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.

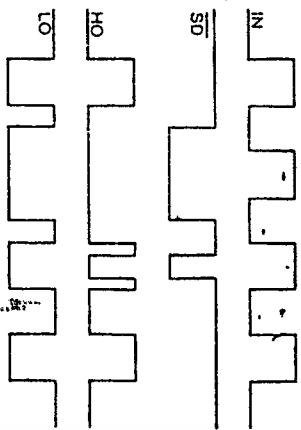


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

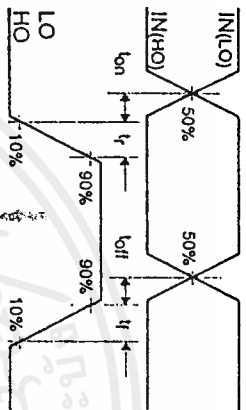


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

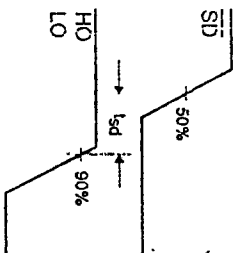


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

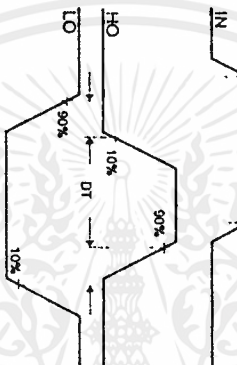


Figure 4. Deadtime Waveform Definitions

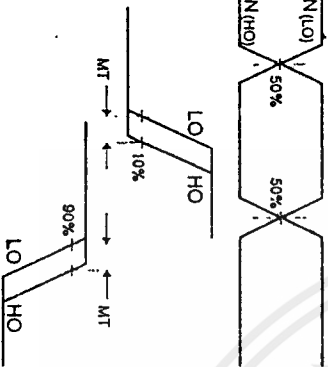


Figure 5. Delay Matching Waveform Definitions

International TOR Rectifier

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

IR2110

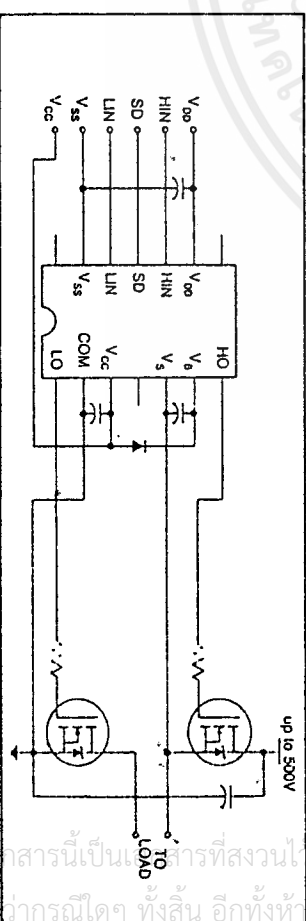
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +500V
- Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- Separate logic supply range from 5 to 20V
- Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Description

The IR2110 is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 volts.

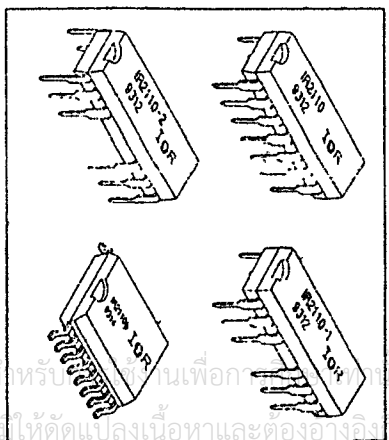
Typical Connection



Product Summary

V _{OFFSET}	500V max.
V _{IO+/-}	2A / 2A
I _{OUT}	10 / 20V
t _{on/off} (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

Packages



Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate stressed limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Parameter	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Voltage		-0.3	±25	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage		V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage		V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CO}	Low Side Fixed Supply Voltage		-0.3	25	V
V _{LO}	Low Side Output Voltage		-0.3	V _{CO} + 0.3	
V _{DO}	Logic Supply Voltage		-0.3	V _{SS} + 25	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage		V _{CC} - 25	V _{CO} + 0.3	
V _N	Logic Input Voltage (HIN, JN & SD)		V _{SS} - 0.3	V _{DO} + 0.3	V _{ins}
dV/dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)		—	50	
P _D	Package Power Dissipation (T _A = 25°C)	(14 Lead DIP)	—	1.6	W
		(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	1.5	
		(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	1.6	
		(16 Lead SOIC)	—	1.25	
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	(14 Lead DIP)	—	75	
		(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	85	*°C/W
		(18 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	75	
		(16 Lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction Temperature		—	150	
T _S	Storage Temperature		-55	150	°C
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figures 36 and 37.

Symbol	Parameter	Definition	Min.	Value	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply	Absolute Voltage	V _S + 10		V _S + 20	
V _S	High Side Floating Supply	Offset Voltage	Note 1		500	
V _{HO}	High Side Floating Output	Voltage	V _S		V _B	
V _{CO}	Low Side Fixed Supply	Voltage	10		20	V
V _{LO}	Low Side Output	Voltage	0		V _{CO}	
V _{DO}	Logic Supply	Voltage	V _{SS} + 5		V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply	Offset Voltage	5		5	
V _N	Logic Input	Voltage (HIN, JN & SD)	V _{SS}		V _{DO}	
T _A	Ambient	Temperature	-40		125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to -500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{SS}.
B-26, CONTROL INTEGRATED CIRCUIT DESIGNERS' MANUAL

Dynamic Electrical Characteristics

V_{IAS} (V_{CC}, V_{SS}, V_{DO}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Parameter	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-On Propagation Delay		7	—	120	150		V _S = 0V
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay		8	—	94	125		V _S = 500V
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay		9	—	110	140		V _S = 500V
t _r	Turn-On Rise Time		10	—	25	35	ns	
t _f	Turn-Off Fall Time		11	—	17	25		
t _M	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off		—	—	—	10		Figure 5

Static Electrical Characteristics

V_{IAS} (V_{CC}, V_{SS}, V_{DO}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, JIN and SD. The V_{OL} and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO of I_O.

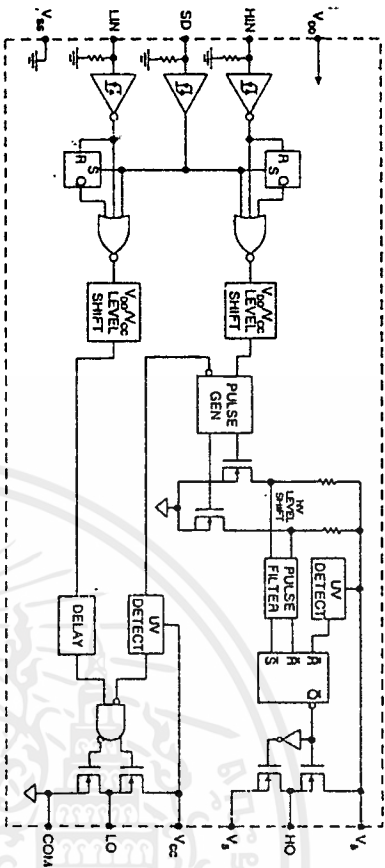
Symbol	Parameter	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{IH}	Logic '1' Input Voltage		12	9.5	—	—		
V _{IL}	Logic '0' Input Voltage		13	—	—	6.0	V	I _O = 0A
V _{OH}	High Level Output Voltage, V _{IAS} - V _O		14	—	—	1.2		I _O = 0A
V _{OL}	Low Level Output Voltage, V _O		15	—	—	0.1		V _B = V _S = 500V
I _{IK}	Offset Supply Leakage Current		16	—	—	50		V _{IN} = 0V or V _{DO}
I _{QS}	Quiescent V _{AS} Supply Current		17	—	125	200		V _{IN} = 0V or V _{DO}
I _{CC}	Quiescent V _{CC} Supply Current		18	—	180	340		V _{IN} = 0V or V _{DO}
I _{DD}	Quiescent V _{DO} Supply Current		19	—	15	30		V _{IN} = 0V or V _{DO}
I _{IN+}	Logic '1' Input Bias Current		20	—	20	40		V _{IN} = V _{DO}
I _{IN-}	Logic '0' Input Bias Current		21	—	—	1.0		V _{IN} = 0V
V _{ISUV+}	V _{AS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold		22	7.5	8.6	9.7		
V _{ISUV-}	V _{AS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold		23	7.0	8.2	9.4		
V _{CCUV+}	V _{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold		24	7.4	8.5	9.6	V	
V _{CCUV-}	V _{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold		25	7.0	8.2	9.4		
I _{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current		26	2.0	2.5	—		V _O = 0V, V _{IN} = V _{DO} PW = 50 μs
I _{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current		27	2.0	2.5	—	A	V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW = 10 μs

IR2110

International
TQR Rectifier

IR2110

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Lead	Description
VDD		Logic supply
HIN		Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD		Logic input for shutdown
LIN		Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS		Logic ground
Vb		High side floating supply
HO		High side gate drive output
VS		High side floating supply return
VCC		Low side supply
LO		Low side gate drive output
COM		Low side return

Lead Assignments

Part Number	Lead 1	Lead 2	Lead 3	Lead 4	Lead 5	Lead 6	Lead 7	Lead 8	Lead 9	Lead 10	Lead 11	Lead 12	Lead 13	Lead 14
IR2110	14 Lead DIP	14 Lead DIP w/o Lead 4	16 Lead DIP w/o Leads 4 & 5	16 Lead SOIC (Wide Body)										

Device Information

Process & Design Rule	HVDCMOS 4.0 µm
Transistor Count	220
Die Size	100 X 117 X 26 (mil)
Die Outline	

Thickness of Gate Oxide	800Å
Connections	Poly Silicon
First Layer	Width: 4 µm
Second Layer	Spacing: 6 µm
	Thickness: 5000Å
	Material: Al - Si (Si: 1.0% ±0.1%)
	Width: 6 µm
	Spacing: 9 µm
	Thickness: 20,000Å
Contact Hole Dimension	8 µm X 8 µm
Insulation Layer	Material: PSG (SiO ₂)
	Thickness: 1.5 µm
Passivation	Material: PSG (SiO ₂)
(1)	Thickness: 1.5 µm
Passivation	Material: Proprietary*
(2)	Thickness: Proprietary*
Method of Saw	Full Cut
Method of Die Bond	Ablebond 84 - 1
Wire Bond	Thermo Sonic
	Material: Au (1.0 mil / 1.3 mil)
Leadframe	Material: Cu
	Material: Ag
	Die Area: Pb : Sn (37 : 63)
Package	14 & 16 Lead PDIP / 16 Lead SOIC
	Materials: EME6300 / MP150 / MP150

Remarks: * Patent Pending

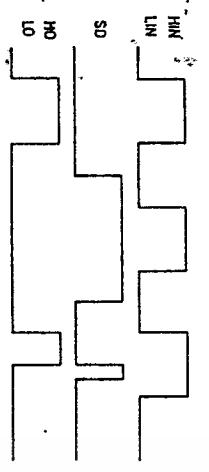


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

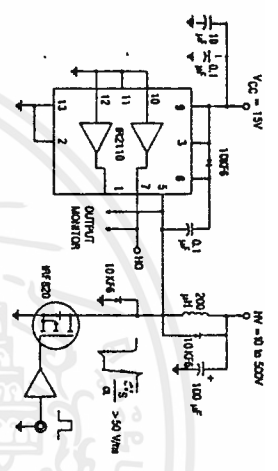


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

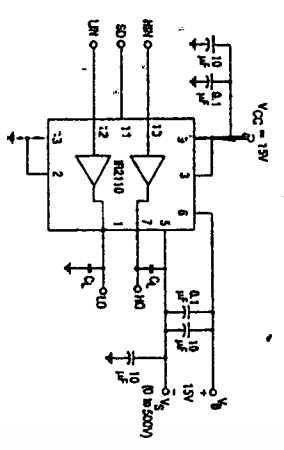


Figure 3. Switching Time Test Circuit

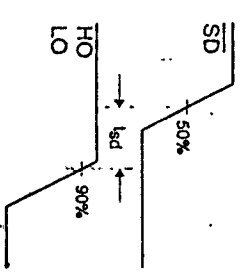


Figure 5. Shutdown/Waveform Definitions

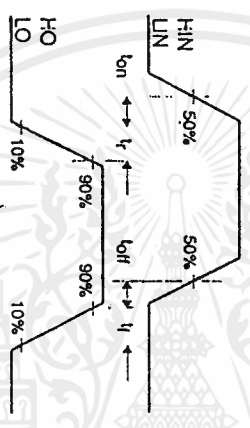


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

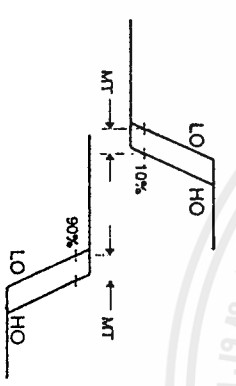


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

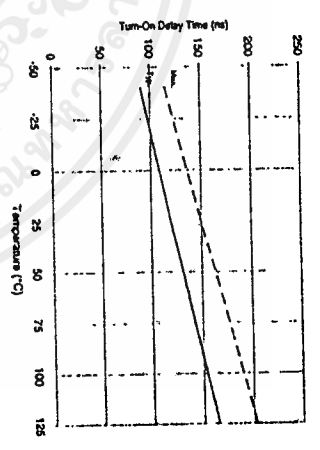


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

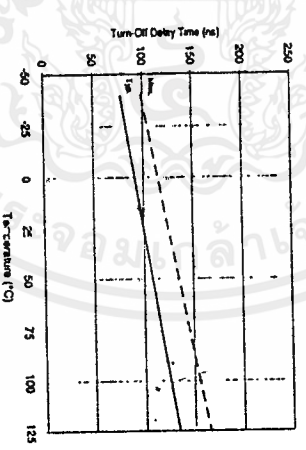


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

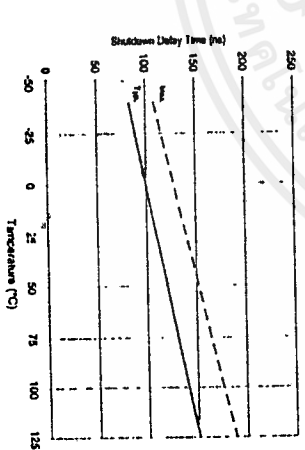


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

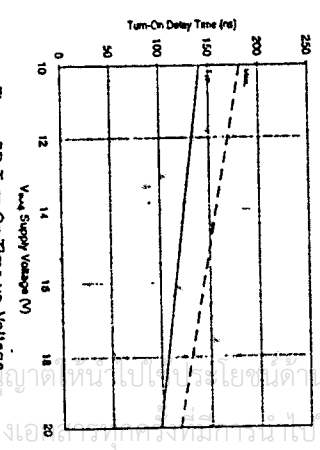


Figure 7B. Turn-On Time vs. Voltage

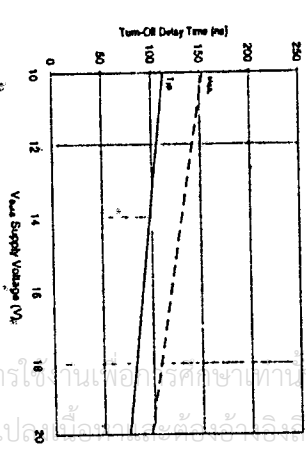


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Voltage

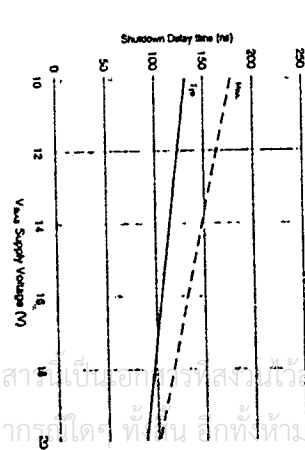


Figure 9B. Shutdown Time vs. Voltage

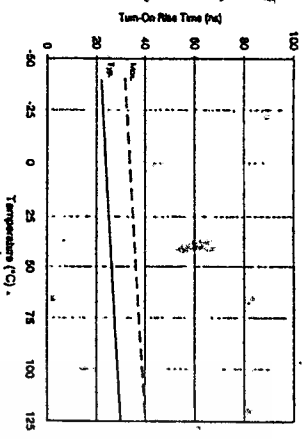


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

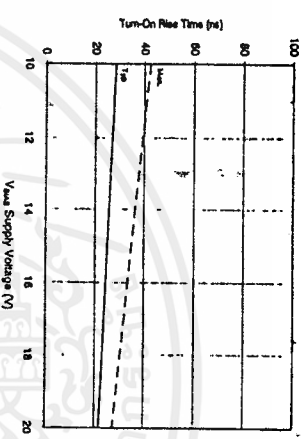


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

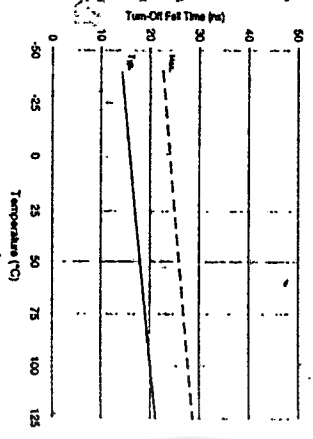


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

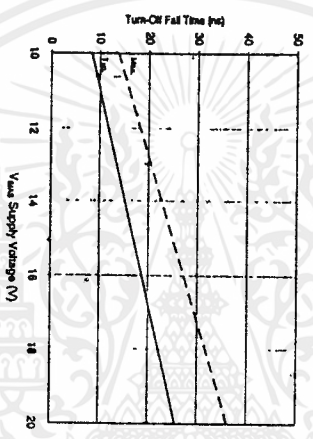


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

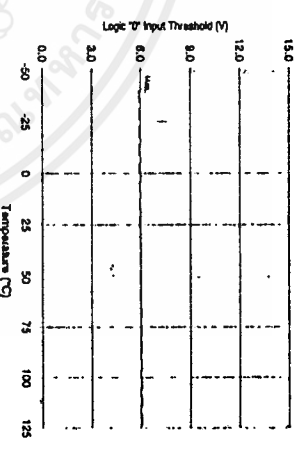


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

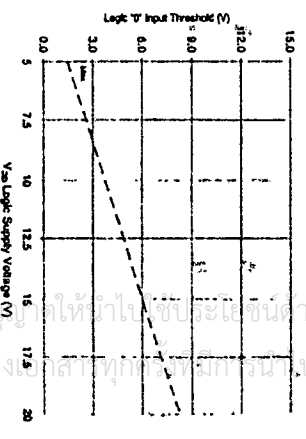


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

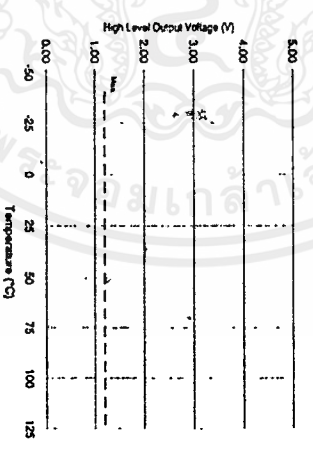


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

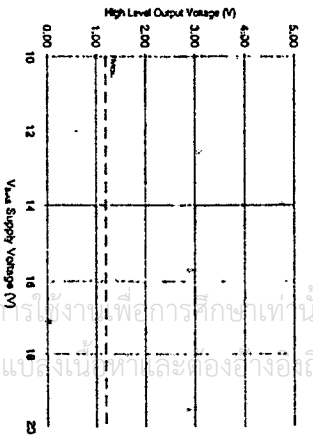


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

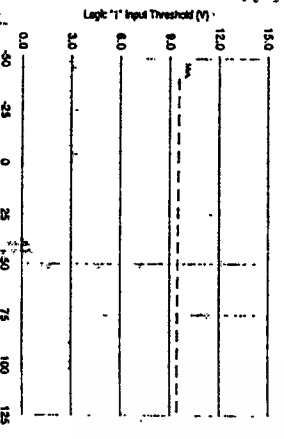


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

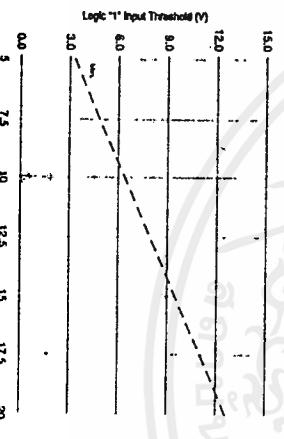


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

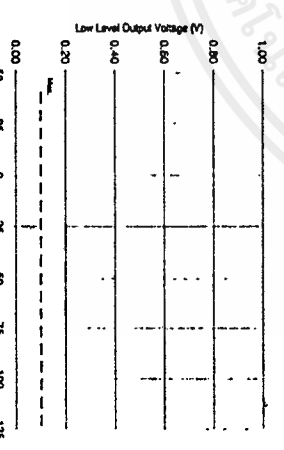


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

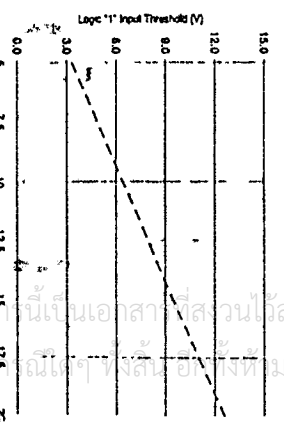


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

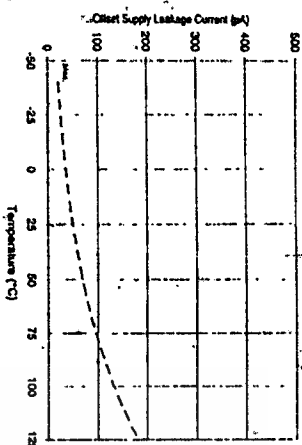


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

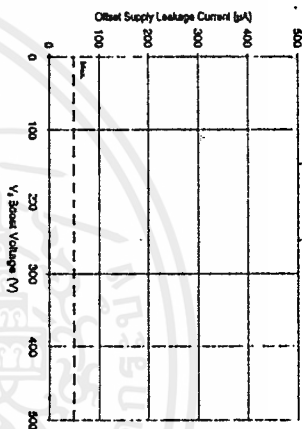


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

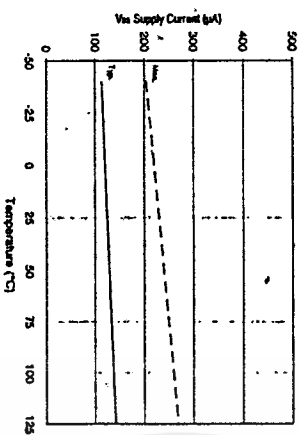


Figure 17A. Vds Supply Current vs. Temperature

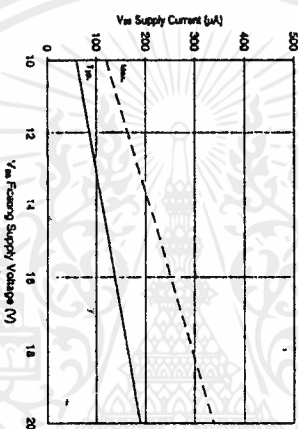


Figure 17B. Vds Supply Current vs. Voltage

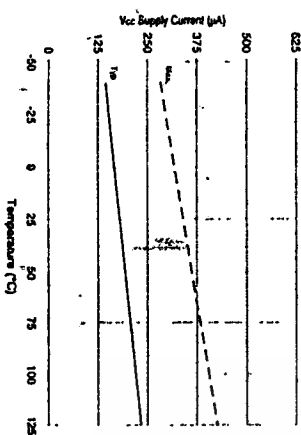


Figure 18A. Vcc Supply Current vs. Temperature

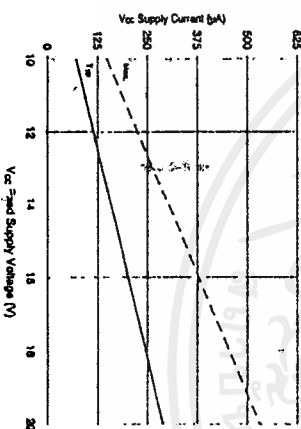


Figure 18B. Vcc Supply Current vs. Voltage

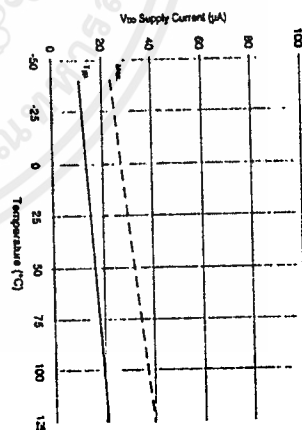


Figure 19A. Voo Supply Current vs. Temperature

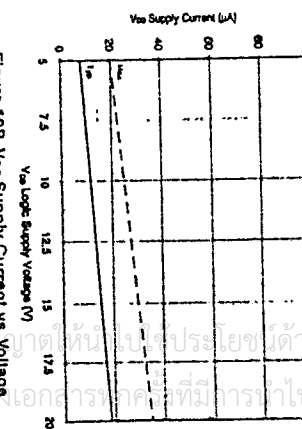


Figure 19B. Voo Supply Current vs. Voltage

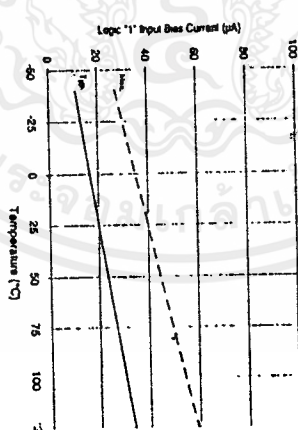


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

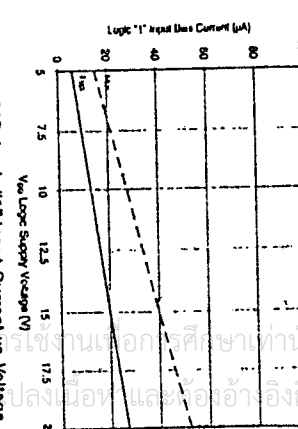


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

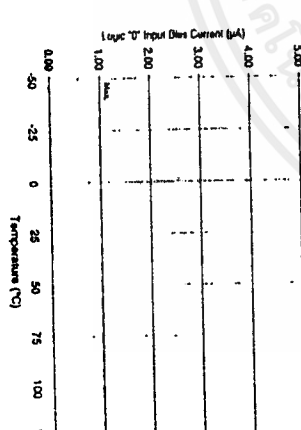


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

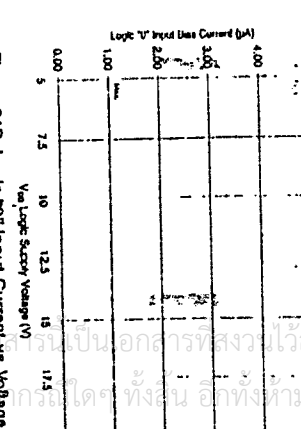


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

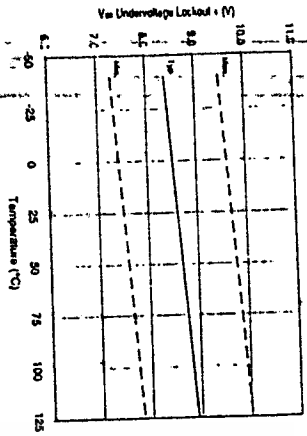


Figure 22. Vds Under Voltage (+) vs. Temperature

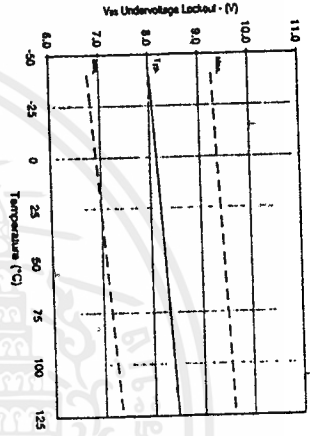


Figure 23. Vds Under Voltage (-) vs. Temperature

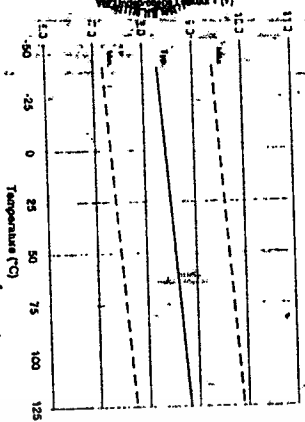


Figure 24. Vcc Under Voltage (+) vs. Temperature

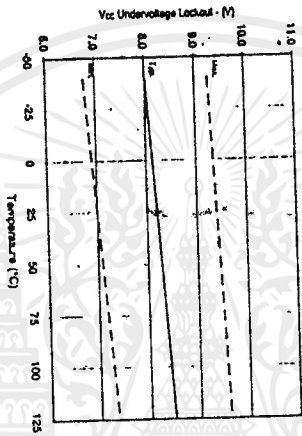


Figure 25. Vcc Under Voltage (-) vs. Temperature

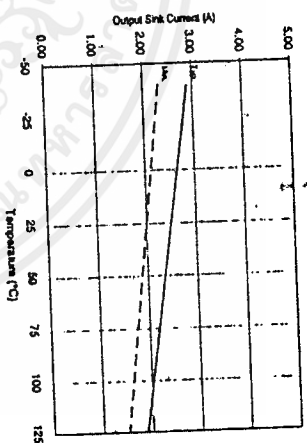


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

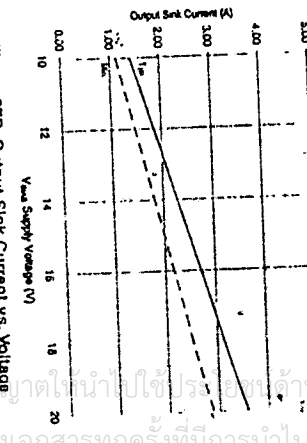


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

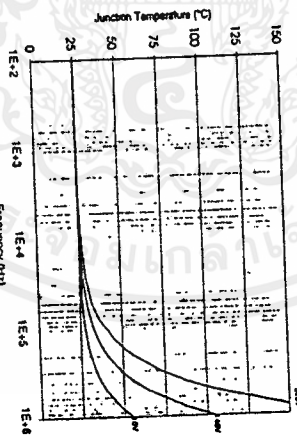


Figure 28. IR2110 Tj vs. Frequency (IRFBC20)
RCASE = 33Ω, VCC = 15V

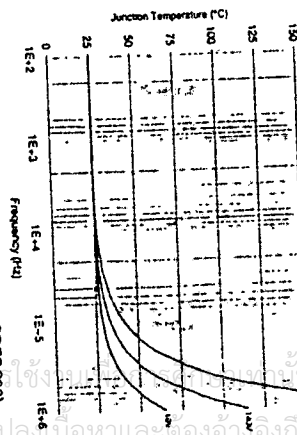


Figure 29. IR2110 Tj vs. Frequency (IRFBC30)
RCASE = 22Ω, VCC = 15V

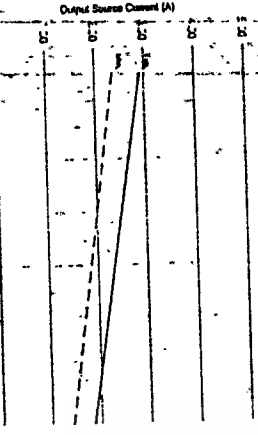


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

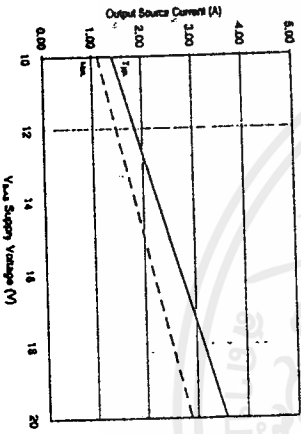


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

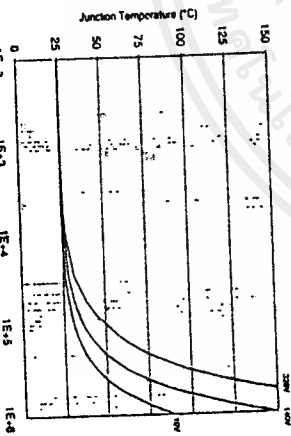


Figure 30. IR2110 Tj vs. Frequency (IRFBC40)
RCASE = 15Ω, VCC = 15V

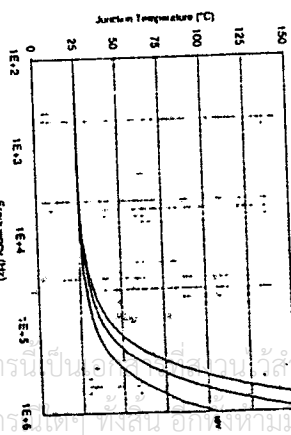


Figure 31. IR2110 Tj vs. Frequency (IRFPE50)
RCASE = 10Ω, VCC = 15V

