

ระบบไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์  
PHOTOVOTAIC SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2541

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 34166  
วัน, เดือน, ปี..... 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าจะโดยทางใดๆ หากมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

ระบบไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์  
PHOTOVOLTAIC SYSTEM



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

ผู้จัดทำ

1. นายนันทพล รวมศิริวัฒนกุล
2. นายบุญชู สุขวิวัฒน์พร
3. นายบุญส่ง ปิยชัยโยธิน
4. นายปณิธาน คັນธมาศ

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา *แทน*

(ดร.วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ระบบไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

นายันทพล รวมศิริวัฒนกุล

นายบุญชู สุขวิวัฒนพร

นายบุญส่ง ปิยชัยโยธิน

นายปณิธาน คันธมาศ

ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2541

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ วิธีการนำเอาพลังงานแสงอาทิตย์มาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต เพื่อนำไปจ่ายแก่อุปกรณ์ไฟฟ้า ระบบที่ทำนี้เริ่มต้นจากการนำแผงโซลาร์เซลล์ขนาด 64 วัตต์ มาต่ออนุกรมกัน 2 แผง แล้วนำไฟตรงจากโซลาร์เซลล์ไปจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงไฟตรงให้เป็นไฟกระแสสลับจากนั้นจึงผ่านเข้าหม้อแปลงเพื่อยกระดับแรงดันให้สูงขึ้นเป็น 220 โวลต์ แล้วจ่ายให้แก่โหลดต่อไป และมีแบตเตอรี่เพื่อสำรองพลังงานในกรณีไม่มีแสงอาทิตย์ นอกจากนี้ยังใช้โปรแกรม(MATLAB) ในการซิมูเลทวงจรเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับผลการทดลองจริงๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Photovoltaic System

Nantapol Ruamsiriwatnakul

Boonchoo Sukwiwattanaporn

Panitan Kantamas

Boonsong Piyachaiyotin

Dr. Werachat Khun-ngern Advisor

1998

### **ABTRACT**

This report directly present the process how the solar energy is converted to the electrical energy as the 50 Hz alternating voltage for supplying the electrical equipments. In this case study, the system compose of two PV Array, 50 Watts each, are connected in series. Then the direct current generating from the PV Array is supplied to the inverter for inverting the direct current to the alternating current which sequently is step up to 220 Volt for the proper load. Moreover, the batteries are really needed to back up for substituting the solar energy while out of the sunlight. For the most effective system possibility, Matlab takes the important role to simulate the performance of the system comparing the actual one

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญภาพ	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 โซลาร์เซลล์	3
2.1 สิ่งที่มีผลต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ โซลาร์เซลล์	3
2.2 วงจรสมมูลของ Photovoltaic Generator	6
2.3 คุณลักษณะ IV CURV ของ โซลาร์เซลล์	7
2.4 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของ Photovoltaic Generator	8
2.5 ตำแหน่ง Maximum Power Operation	10
2.6 ตัวแปรที่มีผลต่อกระแสและแรงดันของ Photovoltaic Generator	10
2.7 ผลกระทบของความเข้มส่องสว่างของแสง	11
2.8 ผลกระทบของอุณหภูมิ	12
2.9 ค่า Fill Factor	12
2.10 Bypass Diode และ Blocking Diode	13
บทที่ 3 ระบบ ไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์	15
3.1 หลักการทำงาน	15
3.2 โครงสร้างของระบบ ไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์	15
3.3 แผงโซลาร์เซลล์	16
3.4 วงจรรักษาแรงดัน	17
<b>3.5 แมตเตอรี</b>	17
<b>3.6 อินเวอร์เตอร์</b>	18
3.7 โหลด	18
บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์	19
4.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์	19
4.2 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว	20

เอกสารนี้เป็น 4.3 การควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น 4.3.1 ถ้ามีข้อผิดพลาดตามความกว้างของฟิลส์แบบเดี่ยวของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การมอดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์	22
4.3.3 การมอดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบชานัน์	23
4.4 การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส	24
4.5 MOSFET	25
4.5.1 คุณสมบัติการ Switching	25
4.5.2 Parameter ในการทำงานของ Mosfet	25
4.5.3 Linear Charecteristics	26
4.5.4 ความต้านทานขณะทำงาน	27
4.5.5 ประจุไฟฟ้าเกท, $Q_g$	28
4.5.6 เงื่อนไขของวงจรถับ Mosfet	29
4.5.7 ค่าความจุไฟฟ้าค่าน Input	29
4.5.8 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	31
4.5.9 ข้อพิจารณาในการเลือก Mosfet	33
4.5.10 พิกัดความปลอดภัย FBSOA	33
4.5.11 พิกัดความปลอดภัย SSOA	34
4.5.12 ข้อดีของ Mosfet เมื่อเทียบกับ Transistor	34
4.6 วงจร snubber (Snubber Network)	36
4.7 หลักการทำงานของวงจร snubber	37
บทที่ 5 การสร้างสัญญาณ PWM จากไอซีเบอร์ TL494	39
5.1 หลักการทำงาน	39
5.2 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	39
5.3 การทำงานของ ไอซี ในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์	40
5.4 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ	41
5.5 การเลือกใช้เอาท์พุท Q1 และ Q2 ของ ไอซี	41
บทที่ 6 การคำนวณและการออกแบบระบบ	42
6.1 แผง โซลาร์เซลล์ (Solars Cells)	42
6.2 Blocking Diode	42
6.3 อินเวอร์เตอร์	43
6.3.1 วงจรกำลัง	43
6.3.2 การออกแบบตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต	44
6.3.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจร Low Pass Filter ที่	
Output	44

6.4 วงจรควบคุม	46
6.5 หม้อแปลงไฟฟ้า	46
6.6 แบตเตอรี่	47
บทที่ 7 การวิเคราะห์วงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB	48
บทที่ 8 โครงสร้างของวงจรควบคุม	58
8.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม	58
8.2 วงจรสร้างสัญญาณไฟลอปปรับค่าได้	58
8.3 วงจรสร้างสัญญาณชานน์	59
8.4 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยและมีตัวเปรียบเทียบสร้างสัญญาณ PWM	59
8.5 แสดงวงจรเคทโทรม์	61
8.6 วงจรที่ใช้แยกกราวด์สัญญาณ	62
8.7 วงจรกลับสัญญาณ โดยใช้ CMOS4049	63
8.8 วงจรขับเกท MOSFET	64
บทที่ 9 ผลการทดลอง	65
9.1 แผง โซลาร์เซลล์	65
9.2 การทดสอบหา IV CURVE ของโซลาร์เซลล์	65
9.3 วงจร Control	67
9.4 วงจรกำลัง	70
9.5 ผลการทดสอบระบบรวม	73
บทที่ 10 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 แสดง IV CURVE ที่ระดับแสงต่างๆที่ตกกระทบ MODULE พิกัด 16 VOLT	3
รูปที่ 2.2 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบที่อุณหภูมิต่างๆที่ 1000 W/m <sup>2</sup>	4
รูปที่ 2.3 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อมีจำนวน CELLS เพิ่มขึ้น ที่ 1000 W/m <sup>2</sup> ,25 C	4
รูปที่ 2.4 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อพื้นที่ในแต่ละ CELLS ต่างกัน	5
รูปที่ 2.5 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อ CELLS ต่างชนิดกัน	5
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมูลของ (a)Voltage Source ,(b)Current Source,(c)PV Generator	6
รูปที่ 2.7 แสดงคุณลักษณะ IV CURV ของโซลาร์เซลล์	6
รูปที่ 2.8 แสดงคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของ โซลาร์เซลล์โดยให้กำลังไฟฟ้า และ โหลดคงที่	8
รูป 2.9 แสดงสภาวะ Short Circuit และ Open Circuit ของโซลาร์เซลล์	9
รูปที่ 2.10 แสดงอิทธิพลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะทาง ไฟฟ้าของ โซลาร์เซลล์	9
รูปที่ 2.11 แสดงผลกระทบของความต้านทานอนุกรมต่อรูปร่างของ IV CURV	10
รูปที่ 2.12 แสดงผลกระทบของความต้านทานขนานต่อ IV CURV	11
รูปที่ 2.13 แสดงผลกระทบของความเข้มแสงต่อคุณลักษณะทาง ไฟฟ้าของ โซลาร์เซลล์	12
รูปที่ 2.14 แสดงการจัดเรียงแบบอนุกรมของ โมดูลย์	13
รูปที่ 2.15 แสดงการจัดเรียงแบบขนานของ โมดูลย์	14
รูปที่ 2.16 แสดงการจัดเรียงแบบอนุกรมผลมกับขนานของ โมดูลย์	14
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ ไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์	15
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรรักษาแรงดันแบบอนุกรม โดยใช้Relay	16
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์บริดจ์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็ม	20
รูปที่ 4.2 แสดงการสร้างสัญญาณมีดคู่เลขชั้นแบบหลายพัลส์	21
รูปที่ 4.3 แสดงการสร้างสัญญาณมีดคู่เลขชั้นตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์	22
รูปที่ 4.4 แสดงการสร้างสัญญาณมีดคู่เลขชั้นตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์	24
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณในการ Switching Mosfet	25
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณ Output	26
รูปที่ 4.7 แสดง Transfer Charecteristics	26
รูปที่ 4.8 แสดง Linear Charecteristics	27
รูปที่ 4.9 แสดงความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอบค่อ T <sub>a</sub>	27

รูปที่ 4.10 แสดงความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแส Drain	28
รูปที่ 4.11 ค่ากำลังไฟฟ้าสิ้นเปลือง $P_D$ ซึ่งเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง	28
รูปที่ 4.13 แสดงค่าประจุไฟฟ้าเกทเทียบกับแรงดัน	29
รูปที่ 4.14 แสดงตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวของ Mosfet	30
รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขา Gate ขณะ Mosfet ถูก Bias ให้นำกระแส	30
รูปที่ 4.16 แสดง Gate Charge Chart	31
รูปที่ 4.17 แสดงลักษณะการ Charge ประจุที่ขา Gate ตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส	32
รูปที่ 4.18 แสดงผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของ Mosfet	32
รูปที่ 4.19 แสดง Graph ขีดจำกัดความปลอดภัย FBSOA ของ Mosfet	33
รูปที่ 4.20 แสดง Graph ขีดจำกัดความปลอดภัย SSOA ของ Mosfet	34
รูปที่ 4.21 a) แสดงลักษณะสมบัติทาง Output ของ Mosfet	35
b) แสดงลักษณะสมบัติทาง Output ของ Transistor	
รูปที่ 4.22 a) การขับ Transistor ด้วยกระแส	35
b) การขับ Mosfet ด้วยแรงดัน	
รูปที่ 4.23 แสดงวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber)	36
รูปที่ 4.24 แสดงวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแส (Turn off snubber) เพื่อหน่วงแรงดันที่ตกคร่อม Mosfet ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	36
รูปที่ 4.25 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม Mosfet ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	37
รูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494	40
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	43
รูปที่ 7.1 แสดงการจำลองวงจร Inverter โดยใช้ Program Simulink	49
รูปที่ 7.2 แสดง สัญญาณอ้างอิง Sine ที่ความถี่ 50 Hz 3 Volts	49
รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณ Sawtooth ที่ทำหน้าที่เป็นสัญญาณ Carrier 20 kHz 3 Volts	50
รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณ Sawtooth และสัญญาณ Sine ที่นำมา Compare กัน	50
รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จากการ Compare	51
รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณ PWM $Q_1, Q_2$ มี Dead Time เท่ากับ 2.5 $\mu$ sec	51
รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_r=1, m_f=400$	52
รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_r=1, m_f=400$	52
รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_r=1.25, m_f=400$	53
รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_r=1.25, m_f=400$	53
รูปที่ 7.11 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_r=0.8, m_f=400$	54

รูปที่ 7.12 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจากLow Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_u=0.8$ , $m_f=400$	54
รูปที่ 7.13แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=40$	55
รูปที่ 7.14 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจากLow Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=40$	55
รูปที่ 7.15 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=800$	56
รูปที่ 7.16 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจากLow Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=800$	56
รูปที่ 7.17แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=2000$	57
รูปที่ 7.18 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจากLow Pass Filter ซึ่งมีค่า $m_u=1$ , $m_f=2000$	57
รูปที่8.1 แสดง บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างวงจรควบคุม	58
รูปที่8.2 แสดงวงจรสร้างสัญญาณไฟลอปปรับค่าได้	58
รูปที่8.3 แสดง การต่อวงจรอุปกรณ์ต่างๆเข้ากับ XR2206 เพื่อให้ได้สัญญาณไซน์	59
รูปที่8.4 แสดงการต่อวงจร TL494 เมื่อเป็นตัวมอดคูเลทสัญญาณ สัญญาณที่ได้จาก TL494 จะเป็น SPWM ที่เกิดจากสัญญาณฟันเลื่อยที่ เปรียบเทียบกับ สัญญาณ ไชน่	60
รูปที่8.5 แสดงวงจรเดทไทม	61
รูปที่8.6 แสดง วงจรแยกกราวด์โดยใช้ IC 6N136	62
รูปที่8.7แสดงวงจรกลับสัญญาณ	63
รูปที่8.8 แสดงวงจรขั้วเกท	64
รูปที่9.1 แสดง โพลทที่ใช้ทดสอบหา IV CURVE ของโซลาร์เซลล์	66
รูปที่ 9.3 แสดงสัญญาณ Sineที่ได้จาก IC XR2206(1V/DIV,5ms/DIV)	67
รูปที่ 9.4 แสดงสัญญาณ Sawtooth ที่ได้จาก IC TL494(1V/DIV,50 $\mu$ s/DIV)	67
รูปที่ 9.5 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จาก IC TL494(5V/DIV,200 $\mu$ s/DIV)	68
รูปที่ 9.6 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จาก วงจรการสร้าง Dead Time(5V/DIV,5 $\mu$ s/DIV)	68
รูปที่ 9.7 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จากการวงจรแยกกราวด์(5V/DIV,20 $\mu$ s/DIV)	69
รูปที่9.8 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จากการอินเวอร์ตสัญญาณ (5V/DIV,5 $\mu$ s/DIV)	69
รูปที่ 9.9แสดงสัญญาณที่ได้จากการขั้วเกท IR2113 (5V/DIV,50 $\mu$ s/DIV)	70
รูปที่9.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากการกำลัง (10 V/DIV, 50 $\mu$ s/DIV)	70
รูปที่ 9.11 แสดงสัญญาณที่ได้จากการกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ (10V/DIV, 5ms/DIV )	71
รูปที่9.12 แสดงฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว	71
รูปที่9.13 แสดงสัญญาณที่ได้จากการกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลง12V/220V (Prob*100 1V/DIV, 5ms/DIV )	72
รูปที่9.14 แสดงฮาร์โมนิกที่ได้จากการกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทนำ

ปัจจุบัน นี้ความต้องการไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ทำให้ต้องสิ้นเปลือง ทรัพยากรธรรมชาติ ในการผลิตกระแสไฟฟ้ามากขึ้นเพราะว่า การผลิตไฟฟ้าส่วนใหญ่ต้องใช้ทรัพยากรธรรมชาติเป็น จำนวนมากเช่น ถ่านหิน น้ำมัน ก๊าซธรรมชาติ อีกทั้งยังก่อให้เกิดมลภาวะขึ้นอีกด้วย ทำให้มีการ คิดค้นวิธีการใหม่ๆที่จะสามารถผลิตกระแสไฟฟ้าขึ้นมาคือ ไฟฟ้าพลังแสงอาทิตย์

แสงอาทิตย์เป็นพลังงานที่มหาศาลที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ และไม่มีวันหมดสิ้น ทำให้ เกิดการคิดค้นวิธีการที่จะนำพลังงานนี้มาใช้ผลิตเป็นกระแสไฟฟ้า โดยนำมาทำเป็น Solar Cell ซึ่งมี หน้าที่ เปลี่ยนพลังงานจากแสง ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า ไม่สิ้นเปลืองทรัพยากรธรรมชาติ ซึ่งปัจจุบัน ก็กำลังพัฒนาเทคโนโลยีการผลิต Solar Cell นี้เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงขึ้น แต่เนื่องจาก Solar cell นี้มีราคาแพงจึงทำให้ยังไม่ค่อยแพร่หลาย และกระแสไฟฟ้าที่ได้จาก Solar Cell นั้นจะเป็นไฟ ฟ้ากระแสตรง และมีขนาดของแรงดันและกระแสต่ำ จึงต้องนำไปแปลงให้มีค่าสูงขึ้นก่อน จะนำไป ใช้ และถ้าอุปกรณ์ไฟฟ้าใช้ไฟกระแสสลับ เราก็ต้องนำไปผ่านวงจรแปลงไฟฟ้าให้เป็นกระแสสลับ ก่อน โดยใช้ Inverter แต่ในบางเวลาที่ไม่ได้มีแดดเราก็ต้องมีBattery เป็นตัวสำรองพลังงานไว้ เพื่อที่ จะทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้น

โดย โครงการนี้จะเป็นการศึกษาและทดลองระบบที่จะนำพลังงานแสงอาทิตย์มาแปลงเป็น ไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการใช้ SPWM Inverter จากนั้นจะเข้าสู่หม้อแปลงเพื่อที่จะยกกระดับแรงดันแล้ว นำไปจ่ายโหลด ได้ ซึ่งจะมีรายละเอียดของ โครงการจะแสดงในบทต่างๆดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ จะกล่าวถึงวัตถุประสงค์โดยรวมของปริญญาโท

บทที่ 2 แผง โซลาร์เซลล์ จะกล่าวถึงคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ SOLAR CELLS ผลกระทบ ต่างๆโดยดูจากกราฟ IV-CURVE และแสดงวงจรสมมูลของ Photovoltaic

บทที่ 3 ระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ จะกล่าวถึงการทำงานและอธิบายส่วนของระบบ ต่างๆเมื่อมีใช้ระบบ ไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์

บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์ จะอธิบายถึงหลักการและทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละแบบและ กล่าวถึง MOSFET ซึ่งได้ใช้เป็นอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง

บทที่ 5 การสร้างสัญญาณ PWM จาก IC เบอร์ TL494 จะกล่าวถึงการสร้างสัญญาณ PWM โดยละเอียด

บทที่ 6 การคำนวณและการออกแบบระบบ จะเป็นการออกแบบและคำนวณส่วนต่างๆ

ของวงจรที่ใช้ในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7 การวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะเป็นการใช้โปรแกรม MATLAB จำลองสัญญาณเอาต์พุตของระบบ

บทที่ 8 โครงสร้างของวงจรควบคุม จะกล่าวถึงส่วนต่างๆ ของวงจรควบคุมเพื่อที่จะได้สัญญาณที่จะนำไปขับอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งต่อไป

บทที่ 9 ผลการทดลอง จะแสดงสัญญาณต่างๆที่ออกจากระบบพร้อมทั้งประสิทธิภาพ

บทที่ 10 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### แผงโซลาร์เซลล์

SOLAR ENERGY พลังงานโซลาร์ เป็นพลังงานที่เกิดจากแหล่งกำเนิดแสงคือดวงอาทิตย์ ซึ่งจะแปรรูปพลังงานแสงมี 2 แบบ

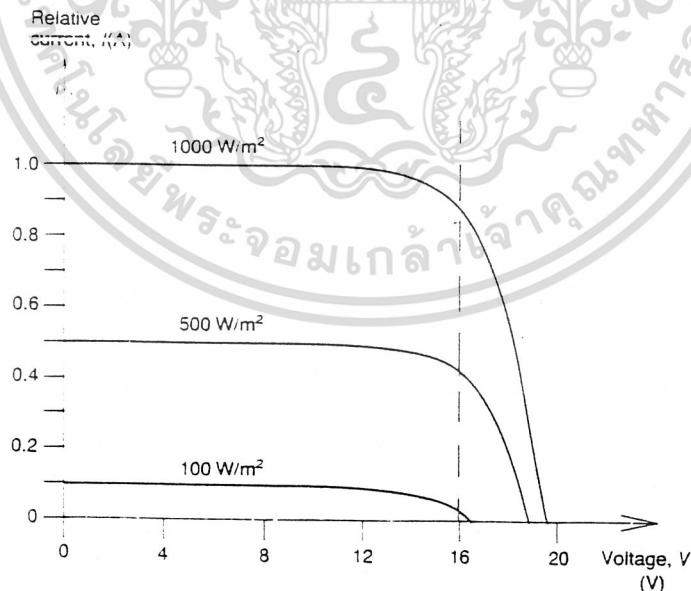
1. SOLAR HEATING แปรรูปพลังงานแสงไปเป็นพลังงานความร้อน
2. SOLAR ELECTRICITY แปรรูปพลังงานแสงไปเป็นพลังงานไฟฟ้า

SOLAR CELLS หรือ PHOTOVOLTAIC CELLS เป็นตัวกลางที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานแสงไปเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งได้มีการพัฒนาครั้งแรกในปี ค.ศ.1950 ซึ่งนำไปใช้ในการส่งจ่ายพลังงานในดาวเทียมและสถานีอวกาศ SOLAR CELLS ส่วนใหญ่จะทำมาจาก SILICON โดยแต่ละ CELLS มารวมกันเป็นแผงจะเรียกว่า SOLAR CELLS MODULES , PHOTOVOLTAIC MODULES , PV MODULES

#### 2.1 สิ่งที่มีผลต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ SOLAR CELLS

โดยจะขึ้นอยู่กับตัวแปรที่สำคัญ 7 อย่างคือ

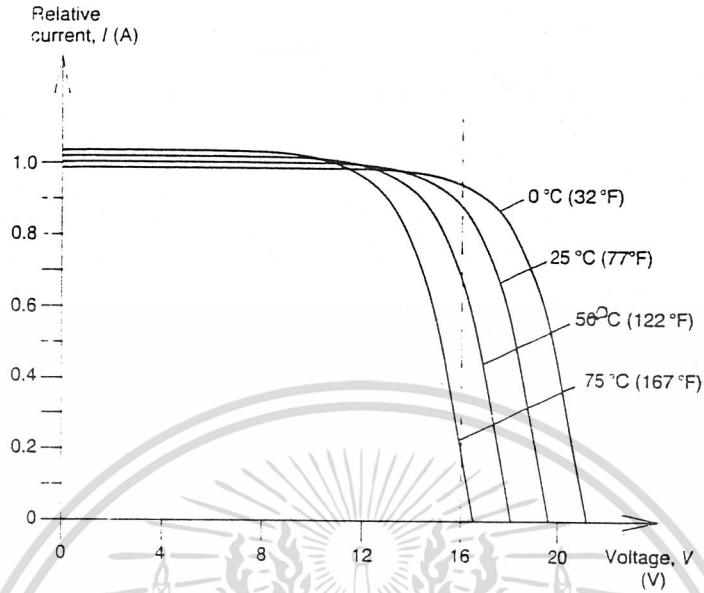
1. สถานะในการประจุไฟเข้าแบตเตอรี่
2. ผลของความสูญเสียในระบบเช่นจากสายไฟและบล็อกกิ้งไดโอด
3. ระดับแสงที่ตกกระทบในแต่ละ CELLS



รูปที่ 2.1 แสดง IV CURVE ที่ระดับแสงต่างๆที่ตกกระทบ MODULE พิกัด 16 VOLT

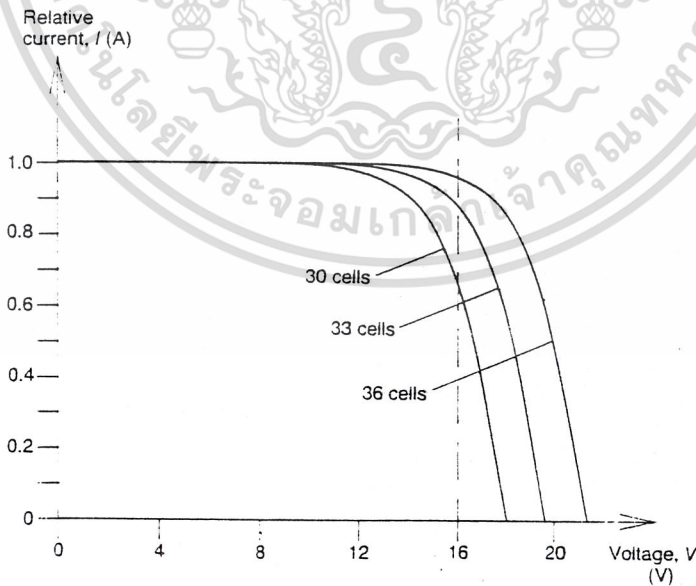
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. อุณหภูมิของ CELLS



รูปที่ 2.2 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบที่อุณหภูมิต่างๆที่  $1000 \text{ W/m}^2$

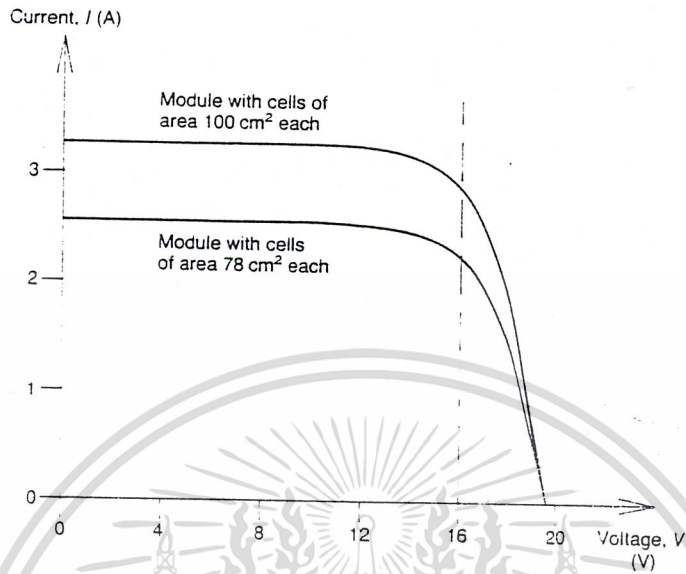
5. จำนวน CELLS ในแต่ละ MODULE



รูปที่ 2.3 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อมีจำนวน CELLS เพิ่มขึ้น ที่  $1000 \text{ W/m}^2$ , 25 C

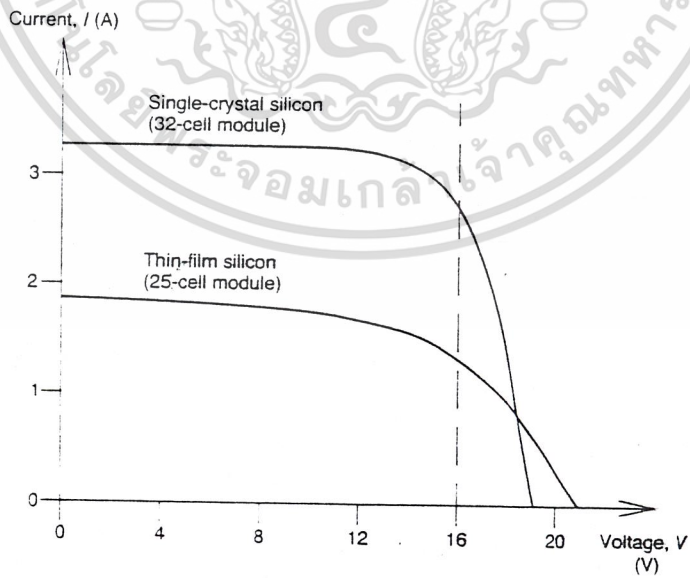
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. พื้นที่ของแต่ละเซลล์



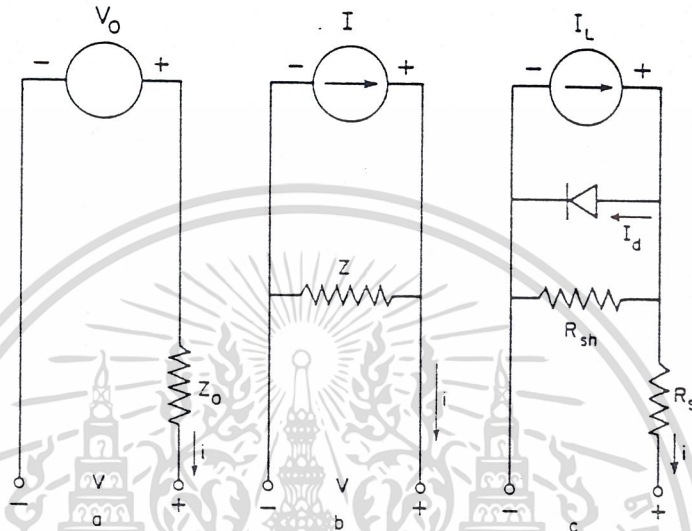
รูปที่ 2.4 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อพื้นที่ในแต่ละ CELLS ต่างกัน

## 7. ชนิดของสารที่ใช้ทำ SOLAR CELLS



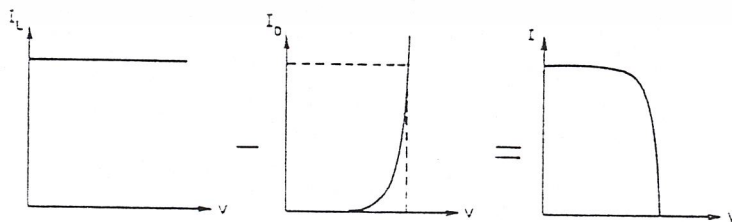
เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 2.5 แสดง IV CURVE แสดงผลกระทบเมื่อ CELLS ต่างชนิดกัน ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรสมมูลของ Photovoltaic Generator



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมูลของ (a) Voltage Source ,(b) Current Source ,(c) PV Generator

2.3 คุณลักษณะ IV CURVE ของ Solar cell



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ระบุว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

รูปที่ 2.7 แสดงคุณลักษณะ IV CURVE ของโซลาร์เซลล์

จะได้ว่า

$$I = I_{ph} - I_D$$

$$= I_{ph} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{A k_B T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}}$$

จะได้ว่า  $I_{ph}$  คือ กระแสไฟจากแสง

$I_D$  คือ กระแสที่ผ่านไดโอด

$I_0$  คือ กระแสอิ่มตัว

A คือ ideality factor

$q$  คือ ประจุ

$k_B$  คือ Boltzmann's gas constant

T(k) คือ อุณหภูมิของรอยต่อ

$R_s$  คือ series resistance

$R_{sh}$  คือ shunt resistance

Solar cell จะไม่ทำงานถ้าไม่มีแสง คือจะไม่ผลิตทั้งกระแสและ แรงดันไฟฟ้า โดยจะทำให้หน้าที่เป็นไดโอดแทนซึ่งสมการก็จะกลายเป็นเหลือเพียง

$$I_D = I_0 \left[ \exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{A k_B T}\right) - 1 \right]$$

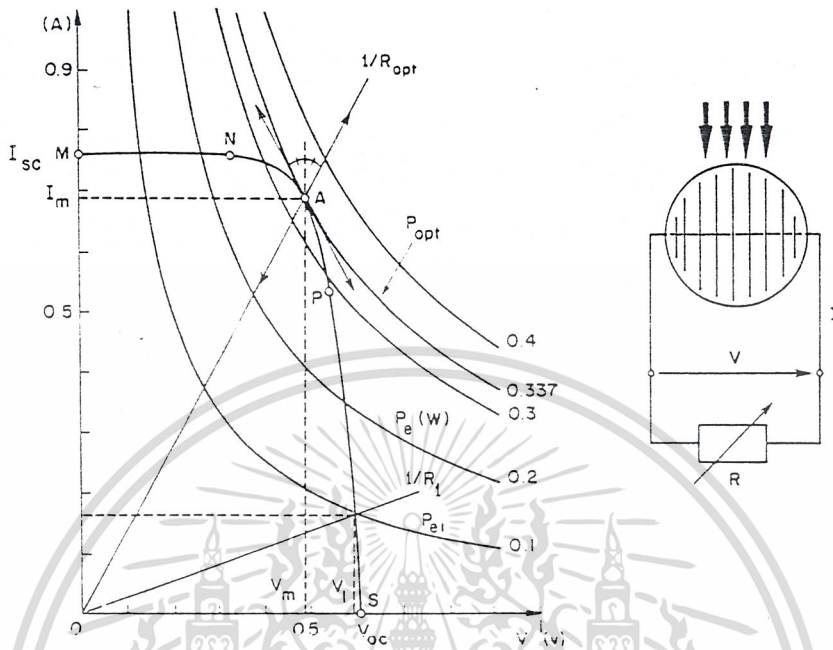
#### 2.4 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของ Photovoltaic Generator

ลักษณะของกราฟ IV CURVE นั้นจะอธิบายถึงคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่ขั้วของแผงโซลาร์เซลล์ภายใต้อิทธิพลของสภาวะทางอุณหภูมิตามมาตรฐาน เช่น ความเข้มแสง, อุณหภูมิ

IV CURVE ของ Solar cell ประกอบด้วยจุดสำคัญ 3 แห่งคือ

1. จุด short circuit current  $I_{sh}$  ที่ตำแหน่ง M
2. จุด open circuit voltage  $V_{oc}$  ที่ตำแหน่ง S
3. จุด maximum power ที่ตำแหน่ง A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์โดยให้กำลังไฟ

ฟ้าและ โหลดคงที่

**Short circuit current**

สำหรับ  $V=0$  จะได้ว่า

$$I_{sc} = I_{ph} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{qR_s I_{sc}}{Ak_B T}\right) - 1 \right] - \frac{R_s I_{sc}}{R_{sh}}$$

แต่ที่สภาวะแสงแดดปกติ ค่า series resistance จะไม่ค่อยมีผลต่อมากจึงไม่จำเป็นต้องนำมาคิดก็ได้ และค่า short circuit current จะมีค่าประมาณเท่ากับ photocurrent

$$I_{sc} = I_{ph} = KE_e$$

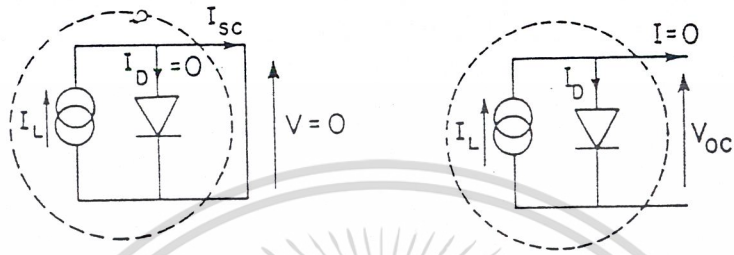
**Open circuit voltage**

สำหรับสภาวะ open circuit เราจะได้ว่าค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

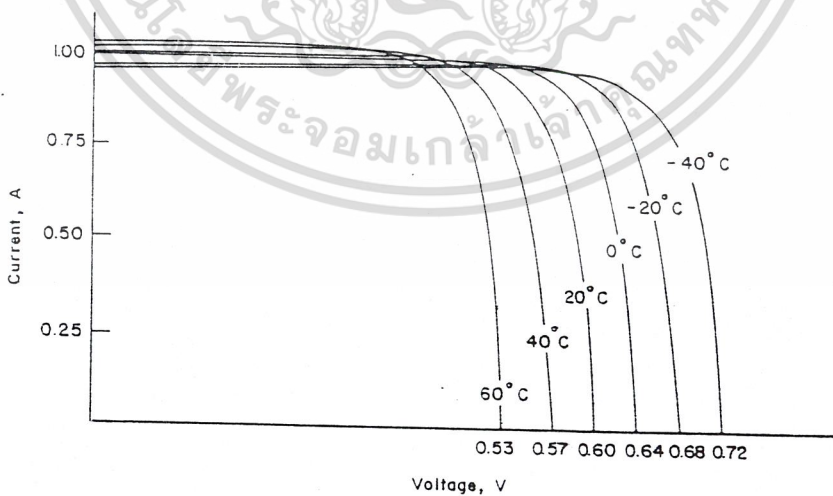
$$V_{oc} = \frac{Ak_B T}{q} \ln\left(\frac{I_{ph} + I_0}{I_0}\right)$$

จะได้ว่า ค่า open circuit voltage จะมีค่าเท่ากับ แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด



รูปที่ 2.9 แสดงสถานะ Short Circuit และ Open Circuit ของโซลาร์เซลล์

ค่า open circuit voltage จะเพิ่มขึ้นถ้า ค่าระดับความส่องสว่างของแสงมากขึ้น และจะลดลงถ้า อุณหภูมิของรอยต่อสูงขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 2.10 กราฟแสดงอิทธิพลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 ตำแหน่ง Maximum power operation

สามารถหาได้จากกราฟโดยเป็นตำแหน่งที่มีพื้นที่ใต้กราฟมากที่สุด โดย จากรูป iv curve จะเห็นได้ว่าเป็นจุดที่ ถ้าลากเส้นสัมผัสของกราฟ และลากเส้นตรงจากจุด origin มาตัดกับจุดนี้ แล้วลากเส้นตรงจากแกน x คือค่า voltage ที่ตำแหน่งนี้ มาแบ่งครึ่งมุมแล้วทำให้มุมที่แบ่งทั้งสองข้างเท่ากันพอดี จุดนั้นก็คือจุด maximum power

## 2.6 Parameters ที่มีผลต่อกระแส และแรงดันไฟฟ้าของ Photovoltaic generator

ที่สำคัญแบ่งเป็น 5 อย่างคือ

### 1. Internal parameters

1.1 Series resistance

1.2 Shunt resistance

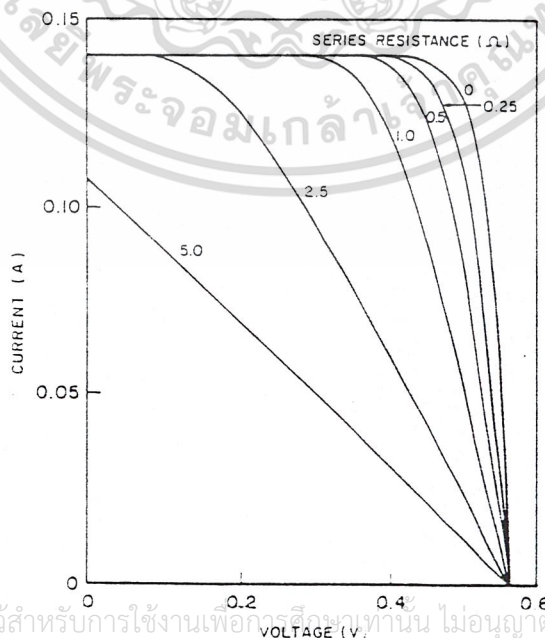
1.3 Saturation current

### 2. external parameters

2.1 ค่าความส่องสว่าง

2.2 อุณหภูมิ

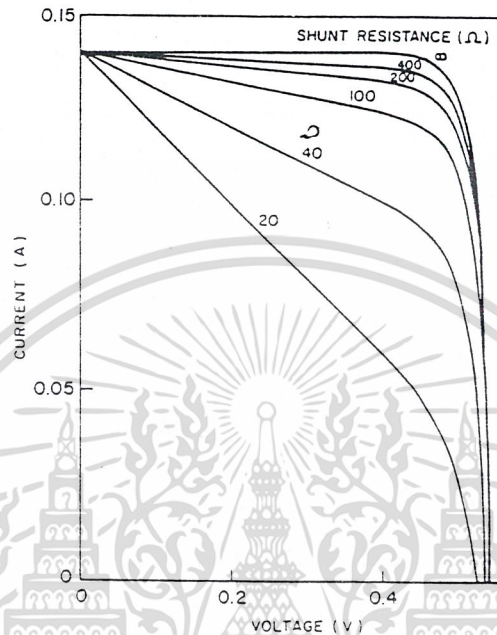
ภายใต้สภาวะระดับความส่องสว่างปกติ ค่า parameters เหล่านี้จะไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณาก็ได้ยกเว้น ค่า Saturation current  $I_s$  และ อุณหภูมิ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ผู้สืบ ลึกทั้งห้ามีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 2.11 แสดงผลกระทบของความต้านทานอนุกรมต่อรูปร่างของ IV CURVE

จากรูปเห็นได้ว่าค่า Series resistance จะก่อให้เกิดการลดลงของความชันของกราฟ IV CURVE

ส่วนค่า Shunt resistance จะก่อให้เกิดการเพิ่มขึ้นของความชันของกราฟดังรูป



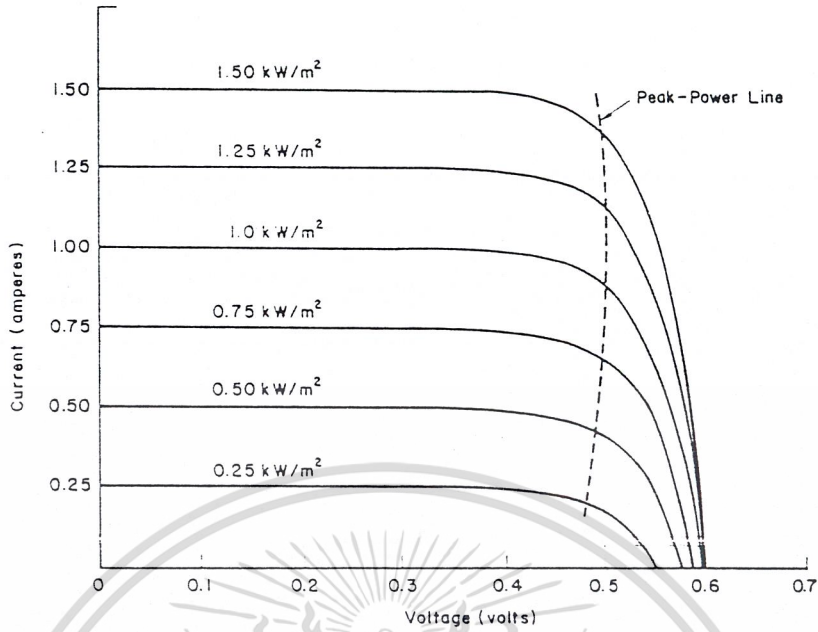
รูปที่ 2.12 แสดงผลกระทบของความต้านทานขนานต่อ IV CURVE

โดยค่า Shunt resistance จะขึ้นกับค่า Leakage current ที่ตำแหน่งรอยต่อ และขึ้นกับโครงสร้างของรอยต่อว่าเป็นแบบไหน โดยค่านี้มักจะมีค่ามาก ส่วนค่า Series resistance ขึ้นกับค่าความต้านทานของ Grid contact และพื้นผิวของ Layer

## 2.7 ผลกระทบของค่าความเข้มส่องสว่างของแสง

จะเห็นได้ว่าค่า photocurrent จะแปรผันตรงกับค่าความส่องสว่างของแสง แต่ค่าการกระแส Id ของ p-n junction จะไม่ได้รับผลกระทบ ผลลัพธ์ทำให้คุณลักษณะของ IV CURVE จะเปลี่ยนไปดังแสดงในรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงผลกระทบของความเข้มแสงต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ โซลาร์เซลล์

## 2.8 ผลกระทบของอุณหภูมิ

อุณหภูมิเป็นสิ่งที่มีความสำคัญต่อคุณลักษณะของ Solar cell โดยถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า Photocurrent เพิ่มขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากการลดลงของ Bandgap Energy  $E_g$  ของวัสดุ

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{aT^2}{T+b}$$

แต่ค่า Open circuit voltage จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นต่อการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ เพราะค่า Saturation current เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$I_0 = A_0 T^3 \exp\left(-\frac{E_g}{k_B T}\right)$$

ค่า Saturation current คือกระแสของประจุพาหะส่วนน้อยที่เกิดจากการกระตุ้นของอุณหภูมิ

## 2.9 ค่า Fill factor

ค่า Fill factor คือค่าอัตราส่วนระหว่าง ค่า peak power กับค่า  $I_{sc} \cdot V_{oc}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$FF = \frac{I_{\max} V_{\max}}{I_{sc} V_{oc}}$$

ซึ่งเอาไว้กำหนดรูปร่างของคุณลักษณะ Solar cell (IV CURVE) โดยถ้ามีค่ามากกว่า 0.7 จะถือว่าดี และค่า Series resistance กับค่า Shunt resistance จะมีผลทำให้ค่า Fill factor ลดลง โดยค่านี้จะมีประโยชน์ในการทำ Quality control test

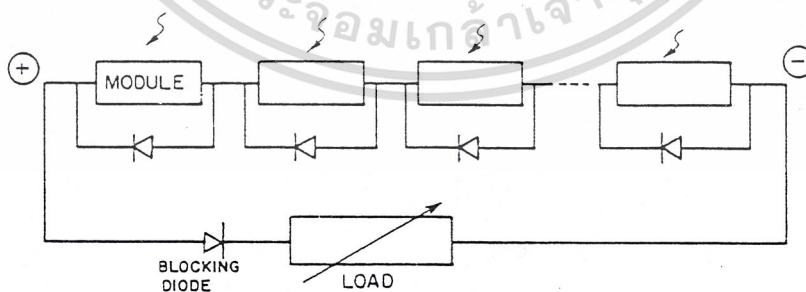
## 2.10 Bypass Diode และ Blocking Diode

Photovoltaic Array คือการนำเอา PV module หลายๆตัวมาต่อกันเป็นกลุ่ม โดยอาจจะนำมาต่ออนุกรม หรือขนาน หรือทั้งสองอย่าง โดยแต่ละ module จะประกอบด้วย Solar Cell หลายๆตัว

Bypass Diode มีไว้สำหรับป้องกันในกรณีที่ Module ใดไม่สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าออกมาได้ เช่น ไม่มีแสงแดดเพราะ โคนอะไรมาบังที่ Module นั้น จะทำให้เกิดความสูญเสียขึ้นโดย Module นั้นจะกลายเป็นตัวที่ดูดซับพลังงานแทนที่จะเป็นตัวผลิตพลังงาน ดังนั้นเมื่อเรามี Bypass diode จะทำให้กระแสไฟฟ้าไม่ไหล Module นั้น ทำให้ไม่เกิดความสูญเสีย และในการต่อ Bypass Diode จะนำมาต่อขนานกับแต่ละ Module

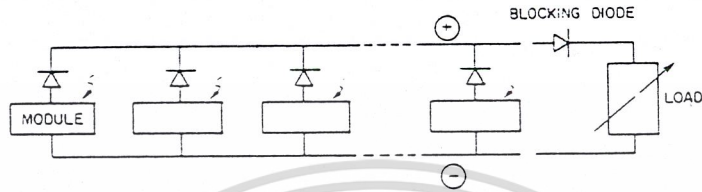
การเลือกไดโอดชนิดนี้ควรมีค่า Threshold voltage ต่ำ และมีค่า Current Rating ที่สูงพอที่จะสามารถนำกระแสที่ Solar Cell ผลิตขึ้นได้

Blocking Diode มีไว้สำหรับป้องกันกระแสไฟจากภายนอก เช่น จาก Battery ไหลย้อนกลับเข้ามาใน Solar Cell ซึ่งอาจจะทำให้เกิดความเสียหายได้ โดยการต่อ Blocking Diode จะนำมาต่ออนุกรม ดังแสดงในรูป

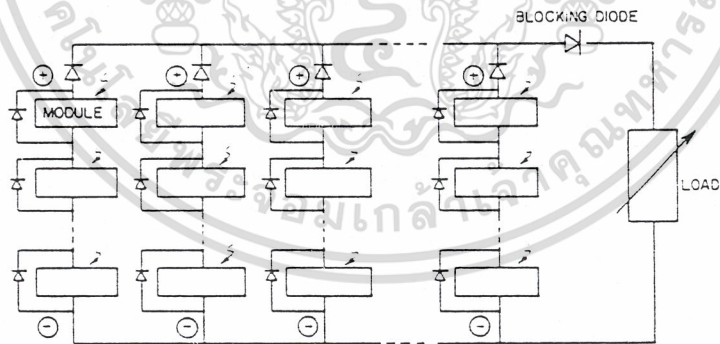


รูปที่ 2.14 แสดงการจัดเรียงแบบอนุกรมของ โมดูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงการจัดเรียงแบบขนานของโมดูลย์



รูปที่ 2.16 แสดงการจัดเรียงแบบอนุกรมผสมกับขนานของโมดูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

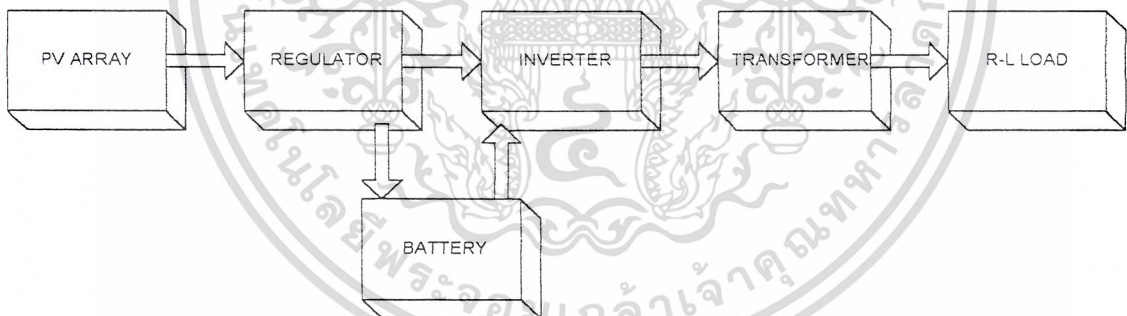
### ระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์

#### 3.1 หลักการทำงาน

ระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์คือการนำพลังงานแสงอาทิตย์มาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยใช้แผงโซลาร์เซลล์ แต่เนื่องจากกระแสไฟฟ้าที่ได้จะเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดแรงดันต่ำ ยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องนำไปแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับก่อนถ้าเครื่องใช้ไฟฟ้าใช้ได้กับไฟกระแสสลับโดยใช้อินเวอร์เตอร์ รวมทั้งต้องนำไปผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อยกแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นในระดับที่สามารถนำไปใช้งานได้ โดยในบ้านเราจะใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ และเพื่อเพิ่มความน่าเชื่อถือของระบบเราจึงนำไฟฟ้าที่ได้จากแผงโซลาร์เซลล์ไปเก็บสำรองไว้ในแบตเตอรี่ด้วย สำหรับกรณีที่ไม่มีแดดทำให้แผงโซลาร์เซลล์ไม่สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าออกมาได้แบตเตอรี่ก็จะช่วยจ่ายพลังงานไฟฟ้าแทน

#### 3.2 โครงสร้างของระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์

บล็อกไดอะแกรมของระบบคือดังรูป



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์

โครงสร้างของระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ประกอบด้วยส่วนประกอบสำคัญดังต่อไปนี้

นี้คือ

1. แผงโซลาร์เซลล์(PV Arrays)
2. วงจรรักษาแรงดัน(Regulator)
3. แบตเตอรี่
4. อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งนี้หากผู้ใดมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. โหลด

### 3.3 แผงโซลาร์เซลล์(Photovoltaic Array)

แผงโซลาร์เซลล์(PV Array) ประกอบด้วยหลายๆ โมดูล์(Module)นำมาประกอบกันเป็นกลุ่ม โดยแต่ละโมดูล์(module) จะประกอบด้วยโซลาร์เซลล์หลายๆเซลล์นำมาต่อรวมกัน เพื่อให้ได้ศักดาไฟฟ้าและ กระแสไฟฟ้าตามต้องการ โดยทั่วไปแล้ว โซลาร์เซลล์ที่นำมาใช้กันจะเป็นชนิดคริสตัลลีนิกอนเซลล์(crystalline silicon cell) ซึ่งเซลล์ขนาด 10 cm.×10cm. จะให้พลังงานประมาณ 1 ถึง 1.5วัตต์ และมีศักดาไฟฟ้า 0.5 ถึง 0.6 โวลท์ ที่สภาวะมาตรฐานคือ

Irradiance  $1\text{kw/m}^2$

Spectral distribution AM 1.5

Cell Temperature  $25^{\circ}\text{C}$

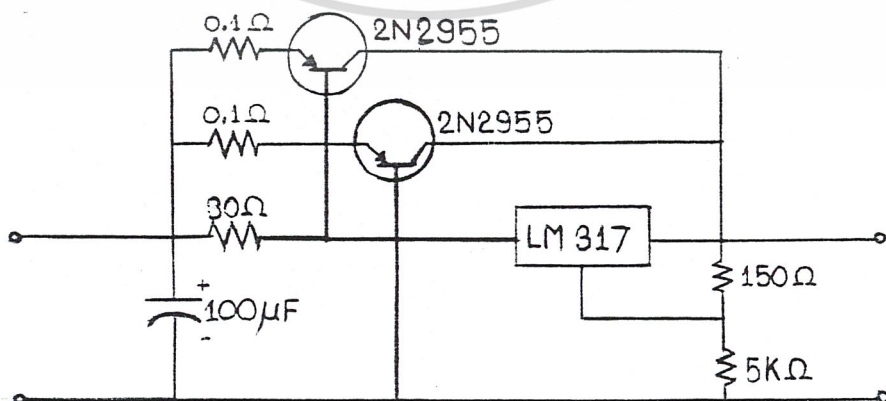
### 3.4 วงจรรักษาแรงดัน(Regulator)

พลังงานที่ไหลในระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ที่ประกอบด้วยโซลาร์เซลล์ แบตเตอรี่ และ โหลดจะสามารถแบ่งได้เป็นสองสถานะคือ

1.สถานะลอยตัว(Floating)เมื่อแบตเตอรี่มีศักดาอยู่ระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของศักดาในการชาร์จแบตเตอรี่ ซึ่งต้องมีบล็อกกิง ไดโอดเพื่อป้องกันกระแสจากแบตเตอรี่ไหลย้อนเข้าไปยังแผงโซลาร์เซลล์

2.สถานะ โอเวอร์ชาร์จ(Overcharge) และสถานะ โอเวอร์ดิสชาร์จ(Overdischarge) ซึ่งวงจรรักษาแรงดันจะต้องตัดวงจรแผงโซลาร์เซลล์ออกในกรณีที่แรงดันสูงเกินหรือต่ำเกินที่เรากำหนดไว้

ในที่นี้อาศัยรีเลย์เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจรเมื่อศักดาของแบตเตอรี่สูงเกินหรือต่ำเกินกว่าที่กำหนด โดยอาศัยการเรกกูเลชันแบบอนุกรมดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่3.2 แสดงวงจรรักษาแรงดันแบบอนุกรมโดยใช้Relay  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ซึ่งการรักษาแรงดันวิธีนี้สามารถที่จะจ่ายกำลังได้มากเนื่องจากรีเลย์มีหน้าสัมผัสมาก และ ไม่มีการสูญเสียพลังงานในการรักษาแรงดัน แต่อายุการใช้งานของรีเลย์จะขึ้นกับขนาดของกระแส และความถี่ในการ on – off

### 3.5 แบตเตอรี่

ชนิดของแบตเตอรี่ที่เหมาะสมในการนำมาใช้กับระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์คือ

1. นิกเกิล-แคดเมียม(Nickel-cadmium)
2. ตะกั่ว-กรด(Lead-acid)
3. นิกเกิล-เหล็ก(Nickel-iron)
4. โซเดียม-กำมะถัน(Sodium-sulphur )

โดยคุณสมบัติของแบตเตอรี่ที่ต้องการคือ

1. มีวงจรชีวิตสำหรับลิฟโซลิตสูง(Deep cycle คือช่วงเวลาที่การประจุแทนที่ไม่เพียงพอ กับจำนวนที่ใช้ไปในแต่ละวัน
2. ต้องการการบำรุงรักษาต่ำ
3. ประสิทธิภาพในการประจุสูง
4. ความสามารถในการคายประจุอย่างสมบูรณ์
5. มีอัตราการคายประจุด้วยตนเองต่ำ
6. มีความน่าเชื่อถือสูง
7. มีการเปลี่ยนแปลงต่ำในช่วงอุณหภูมิสูง

การคำนวณหาขนาดของแบตเตอรี่มีขั้นตอนดังนี้

1. หาจำนวนโหลดที่ใช้ทั้งหมดในช่วงเวลาที่มีแสงและไม่มีแสง โดยเฉพาะช่วงที่ไม่มี แสงค่ากำลังที่ได้จะต้องการด้วยประสิทธิภาพการชาร์จของแบตเตอรี่ด้วย เพราะช่วง ที่มีแสง แผงโซลาร์เซลล์จะช่วยจ่าย

$$\text{กำลังทั้งหมด} = (\text{กำลังโหลด} \times \text{ชั่วโมงที่มีแสง}) + (\text{กำลัง โหลด} \times \text{ชั่วโมงที่ไม่มีแสง}) / \eta$$

โดย  $\eta$  คือประสิทธิภาพในการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยสำนักหอสมุดกลางพระจอมเกล้าลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่สามารถจ่ายได้ = พลังงานต่อแผง  $\times$  จำนวนแผง  $\times$  ค่าเครื่องอินโซเลชั่น

ค่าเครื่องอินโซเลชั่น(Daily Insolation)คือค่าที่ใช้เพื่อประมาณค่าเอาท์พุทจากแผงโซลาร์เซลล์ โดยต้องคำนึงถึงมุมระหว่างดวงอาทิตย์กับผิวระนาบ รวมทั้งปริมาณแสงที่ลดลงเนื่องจากเมฆ ซึ่งได้มาจากสถานีตรวจอากาศ

3. หาขนาดแบตเตอรี่ โดยนำแรงดันที่ใช้ไปหารค่าที่ได้จากข้อสอง จะได้ค่า A.hr ซึ่งเป็นค่าที่แบตเตอรี่คายประจุ 20% ดังนั้นค่า A.hr จริงของแบตเตอรี่คือค่า A.hr ที่ได้หารด้วย 20 %

### 3.6 อินเวอร์เตอร์

มีหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบ PWM โดยใช้ MOSFET แล้วนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ ซึ่งจะอธิบายในบทต่อไป

### 3.7 หม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงไฟฟ้ามีหน้าที่ยกระดับศักดาไฟฟ้าให้ได้ 220 V 50Hz เพื่อให้สามารถนำไปจ่ายคโหลดได้ และพิกัดกำลังของหม้อแปลงจะขึ้นกับพิกัดกำลังของแผงโซลาร์เซลล์

### 3.8 โหลด

โหลดที่ใช้จะเป็นได้ทั้ง ความต้านทานอย่างเดียว หรือเป็นโหลดที่มีเพาเวอร์แฟกเตอร์ก็ได้ แต่ขนาดของโหลดต้องไม่เกินพิกัดของแผงโซลาร์เซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### อินเวอร์เตอร์ (INVERTERS)

การแปลงผัน DC เป็น AC หรือ INVERTERS เป็นอุปกรณ์เปลี่ยนแรงดันอินพุต DC เป็นแรงดันเอาต์พุต AC ที่มีขนาดและความถี่ตามต้องการ นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตอาจคงที่หรือแปรค่าได้ ที่ความถี่คงที่ หรือความถี่แปรค่าได้

อินพุตของอินเวอร์เตอร์ อาจเป็นได้ทั้งแบตเตอรี่ , เซลล์เชื้อเพลิง , โซลาร์เซลล์หรือแหล่งจ่าย DC อื่นๆ

เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ แบ่งเป็น 2 ประเภท คือ

1. เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว
2. เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

โดยปกติแล้วรูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์จะเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่ในทางปฏิบัติรูปคลื่นมักจะมีฮาร์มอนิกส์ปนมาด้วยทำให้รูปคลื่นไม่เป็นไซน์ ดังนั้นจึงต้องทำการลดฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้น โดยใช้เทคนิคในการสวิตช์และใช้วงจรฟิลเตอร์ที่เหมาะสม

#### 4.1 ประเภทของการอินเวอร์เตอร์ (Types of Inverters)

การอินเวอร์เตอร์แบ่งกว้างๆ ได้ 2 ประเภท คือ

1. การอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว
2. การอินเวอร์เตอร์สามเฟส

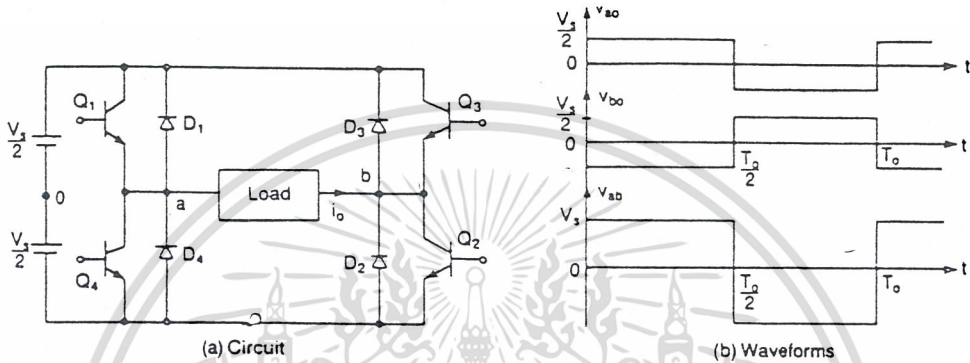
นอกจากนี้การอินเวอร์เตอร์แบ่งตามลักษณะโครงสร้าง และการนำไปใช้งานได้ 2 ประเภท คือ

1. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverters : VSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีอินพุตที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟตรง เช่น อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation (PWM) Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับขนาดและ ความถี่ ของเอาต์พุตได้ที่ตัวอินเวอร์เตอร์เองเลย โดยแรงดันอินพุตจะมีค่าคงที่ สัญญาณที่นำไปสวิตซ์ตัวอุปกรณ์จะเกิดจากวิธีการที่เรียกว่า PWM ซึ่งมีวิธีการสร้างสัญญาณนี้หลายวิธีซึ่งจะกล่าวต่อไป
2. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverters : CSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุตที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ส่วนใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ใช้ปฏิบัติงานที่ต้องการใช้กำลังสูงๆ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว (Single Phase Bridgh Inverters)

อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว ประกอบด้วย สวิตช์ 4 ตัว และมีสองกิ่ง ดังรูป



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์บริดจ์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็ม

โดยสวิตช์ในแต่ละกิ่งจะ ON พร้อมกันไม่ได้ โดยสวิตช์แต่ละตัวจะรับแรงดันเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตจึงสามารถรับกำลังได้สูงๆ ซึ่งต่างจากแบบฮาล์ฟบริดจ์ และอุปกรณ์ที่ต่อขนานจะมีขนาดเล็กลงด้วย

การควบคุมชนิดนี้เราจะสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมสวิตช์ให้เปิดหรือปิดพร้อมกันเป็นคู่ๆ โดยสวิตช์ที่อยู่บนกิ่งเดียวกันจะเปิดพร้อมกันไม่ได้

เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เปิดในเวลาเดียวกัน จะเกิดแรงดันอินพุต ( $V_s$ ) ตกคร่อมโหลด ถ้าทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เปิดในเวลาเดียวกัน แรงดันตกคร่อมโหลดจะกลับขั้วเป็น  $-V_s$

จากรูป ขณะทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ปิด จะเกิดแรงดันย้อนกลับมีค่าเป็น  $V_s$  เราจึงเรียกอินเวอร์เตอร์นี้ว่า อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ (Full Bridgh Inverters) และหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตอย่างชัดแจ้งหรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

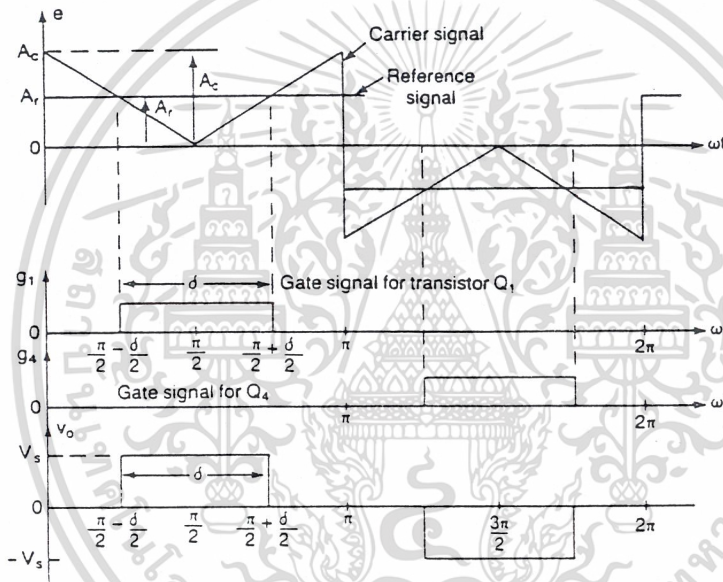
สำหรับไดโอด  $D_1, D_2, D_3, D_4$  ทำหน้าที่เป็นไดโอดย้อนกลับ

4.3 การควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ( Voltage Control of Single Phase Inverter )

คือ การควบคุมการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แรงดันเอาต์พุต แบ่งได้ดังนี้

4.3.1.การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single Pulse Width Modulation)

การควบคุมการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จำนวน 1 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล



รูปที่ 4.2 แสดงการสร้างสัญญาณมอดูเลชันแบบพัลส์เดี่ยว

จากรูปได้แสดงการกำเนิดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกท และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว

สังเกตว่า สัญญาณทริกเกอร์ที่เกทเหล่านี้ เกิดจากบริเวณจุดตัดกัน (ที่เกิดจากการเปรียบเทียบ) ระหว่างสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) รูปสี่เหลี่ยมขนาด  $A_r$  กับสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) รูปสามเหลี่ยมขนาด  $A_c$  [การเปรียบเทียบของสัญญาณนี้อาศัยไอซี TL494 หรือวงจรสำหรับทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบ โดยมีความถี่ของรูปคลื่นพาหะเป็นตัวกำหนดความถี่ของเอาต์พุต] แรงดันเอาต์พุตที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับ  $A_c$  จาก 0 ถึง  $A_r$  ทำให้ความกว้างของพัลส์ ( $\delta$ ) เปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง 180 สำหรับอัตราส่วน  $A_c$  ต่อ  $A_r$  เป็นตัวแปรควบคุมที่เรียกว่า มอดูเลชัน อินเด็กซ์ (Modulation Index : M) เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$M = \frac{A_c}{A_r}$$

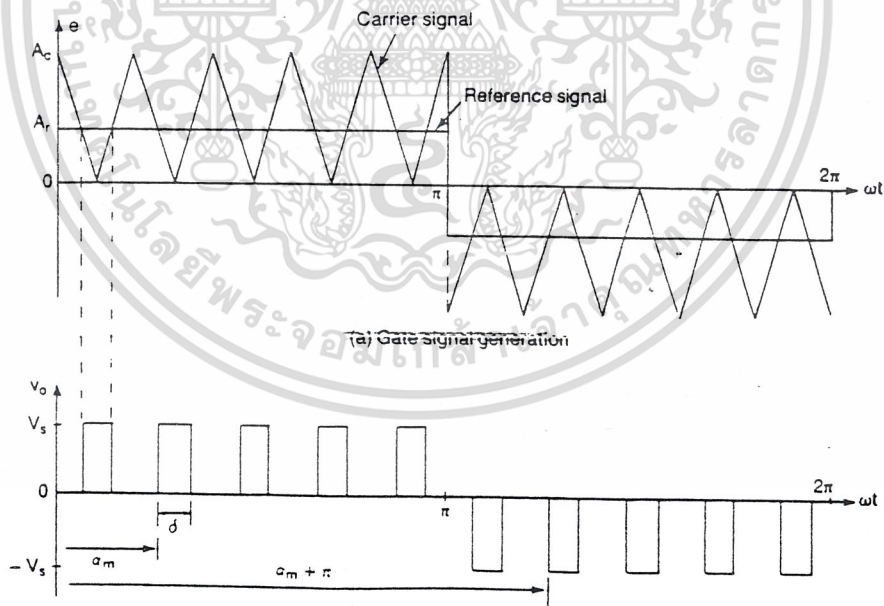
ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตหาได้จาก

$$V_0 = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

#### 4.3.2. การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบหลายพัลส์(Multiple Pulse Width Modulation)

การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ หรือ UPWM (Uniform Pulse Width Modulation) เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตมีจำนวนมากขึ้นกว่าเดิมและลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกในรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกท สำหรับใช้ในการเปิด และปิดทรานซิสเตอร์ของการมอดูเลตประเภทนี้ เกิดจากบริเวณจุดตัดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ(ในอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว)



รูปที่ 4.3 แสดงการสร้างสัญญาณมอดูเลชันตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาจำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล (p) ได้จาก

$$p = \frac{f_c}{2f_0}$$

เมื่อ  $f_c$  = ความถี่ของสัญญาณพาหะ

$f_0$  = ความถี่เอาต์พุต

นอกจากนี้มอดูเลชัน อินเด็ก(M) ยังเป็นตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต กล่าวคือ การเปลี่ยนแปลงของ M จาก 0 เป็น 1 ทำให้ความกว้างของพัลส์เปลี่ยนจาก 0 เป็น  $\pi/p$  และแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 0 ถึง  $V_s$

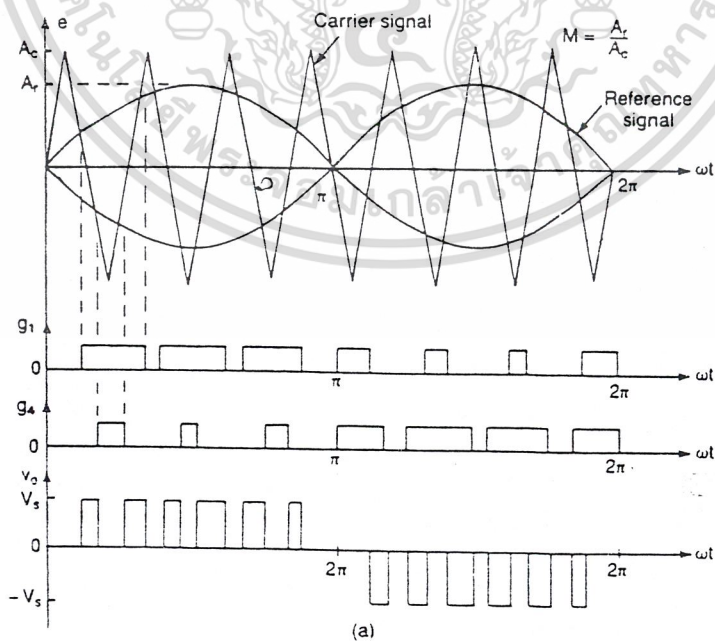
ถ้า  $V_0$  เป็นความกว้างของแต่ละพัลส์ หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$V_0 = \left[ \frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}}$$

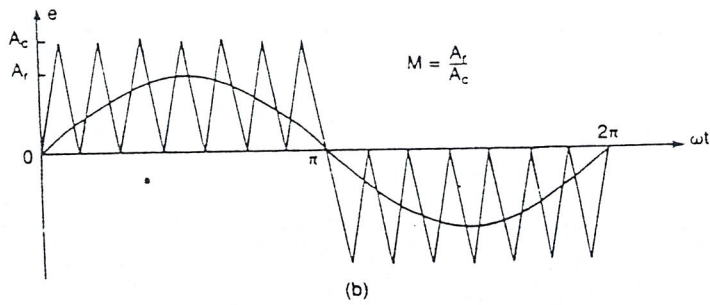
### 4.3.3. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM )

การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์หรือ SPWM คล้ายกับ UPWM แต่ความกว้างของแต่ละพัลส์เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนต่อขนาดของรูปคลื่นไซน์

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกทซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิง (รูปคลื่นไซน์) กับสัญญาณพาหะ (สามเหลี่ยม) ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงการสร้างสัญญาณมอดูเลชันตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์

จากรูป 4.4 a ได้สังเกตเห็นว่า สัญญาณอ้างอิงมี 2 สัญญาณ และมีมุมต่างกัน 180 องศา เป็นการยืนยันหลักการที่ว่า สวิตช์ที่อยู่ในสาขาเดียวกันนั้น ไม่สามารถนำกระแสในเวลาเดียวกันได้นอกจากนั้น ยังแสดงให้เห็นว่าเกิดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกท และรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตได้อย่างไร

สำหรับรูป 4.4b แสดงให้เห็นสัญญาณทริกเกอร์ที่เกิดจากสัญญาณพาหะทิศทางเดียวซึ่งจะสร้างสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทและแรงดันเอาต์พุตคล้ายกับรูป 4.3

ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับ อัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณมอดูเลต กับค่าสูงสุดของสัญญาณคลื่นพาหะ ซึ่งเรียกอัตราส่วนนี้ว่า มีออดูเลชันอินเดกซ์ (Modulation Index)

ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตแปรค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง  $V_s$  โดยการปรับค่า  $M$  จาก 0 ถึง 1 นอกจากนี้ ถ้ากำหนดให้  $\delta_m$  เป็นความกว้างของพัลส์ลำดับที่  $M$  ก็จะสามารถหาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จากสมการ คือ

$$V_0 = V_s \left( \sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2}$$

ค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตจะแปรตามค่า มีออดูเลชันอินเดกซ์ (Modulation Index) โดยที่ค่าสูงสุดของ  $M$  คือ 1 ถ้า  $M > 1$  คือถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลชันมากกว่าแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาหะจะเกิด ฮาโมนิกส์ต่ำที่ไม่ต้องการขึ้น

#### 4.4 การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (CSI)

เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายกระแส อินเวอร์เตอร์นี้สามารถสร้างกระแสที่ไหลลคดงที่ แม้ว่าไหลหรือแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงก็ตาม

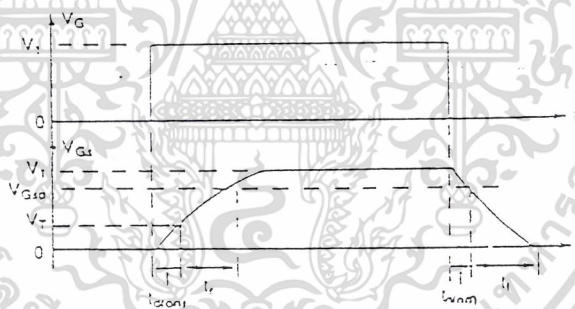
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.5 MOSFET

สำหรับ Mosfet เป็นอุปกรณ์ Switching ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงได้ตั้งแต่ 20 kHz จนถึงประมาณ 400 kHz เนื่องจากใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้นซึ่งในปัจจุบันได้มีการพัฒนาคุณสมบัติต่างๆเพื่อที่จะให้ Mosfet ทำงานที่ความถี่ที่สูงขึ้นซึ่งจะทำให้วงจร Inverter มีขนาดลดลง โดยทั่วไปโครงสร้างของ Mosfet จะมี 2 ลักษณะคือ N-channel และ P-channel ซึ่งจะกล่าวถึง Mosfet ชนิด N-channel เท่านั้น

### 4.5.1 คุณสมบัติการ Switching

จากรูป Turn on Delay Time,  $t_{d(on)}$  เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ  $C_{gs}$  จนแรงดันถึงระดับ Threshold Voltage Rise Time,  $t_r$  เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกต จากแรงดันที่ Threshold Voltage จนกระทั่งถึงระดับแรงดันสูงสุด  $V_{GSP}$  ซึ่งใช้ในการขับ Mosfet ให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น Turn off Delay Time,  $t_{d(off)}$  เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุ  $C_{gs}$  จากระดับแรงดันเกต  $V_i$  จน Mosfet ทำงานที่บริเวณ Pince off Fall Time,  $t_f$  เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากบริเวณ Pince off Threshold Voltage ถ้า  $V_{GS} < V_i$  จะหยุดนำกระแส



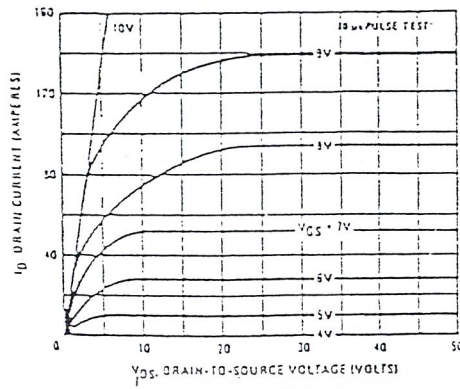
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณในการ Switching Mosfet

### 4.5.2 Parameter ในการทำงาน ของ Mosfet

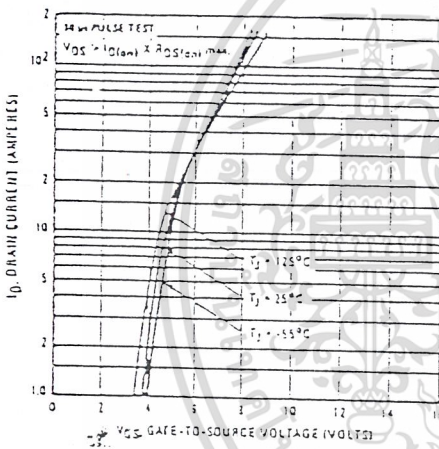
Output Charecteristic เป็น Graph  $I_D$  เทียบกับ  $V_{DS}$  ที่ค่า  $V_{GS}$  ต่างๆกันดังรูปที่ 4.6 จาก Graph แรงดัน Threshold Voltage,  $V_i$  จะมีค่าเท่ากับ 4 V และการทำให้ แรงดัน  $V_{GS}$  คงที่ไว้ ทำให้กระแส  $I_D$  มีค่าเกือบคงที่ ที่บริเวณ Pince off เนื่องจากค่าความต้านทานในขณะทำงาน On-state Resistance ( $R_{DS} = \delta V_{GS} / \delta I_D$ ) มีค่าโดยประมาณคงที่

Transfer Charecteristics เป็น Graph ของ  $I_D$  เทียบกับ  $V_{DS}$  ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.7

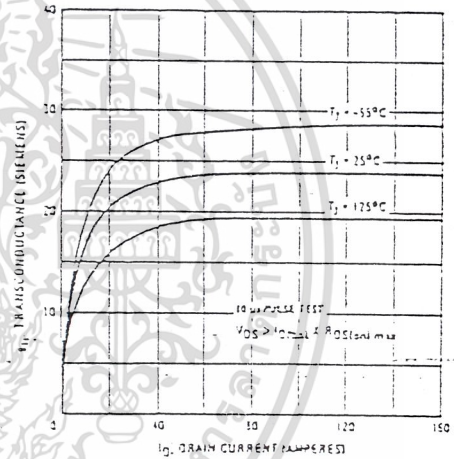
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณ Output



4.7



4.8

รูปที่ 4.7 แสดง Transfer Charecteristics

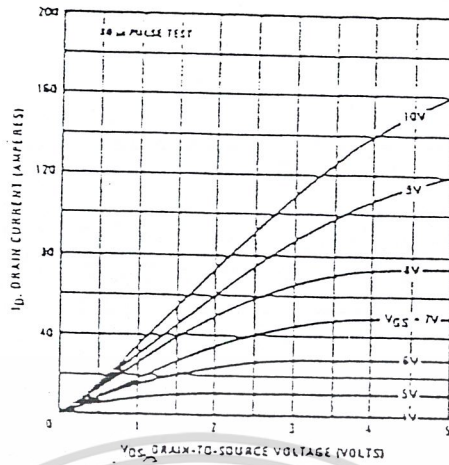
Transconductance ,  $g_m$  เป็นค่าที่หาได้จาก Transfer Charecteristics ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.8

รูปที่ 4.8แสดงค่า Transconductance เทียบกับ  $I_D$

#### 4.5.3 Linear Charecteristics

เป็นลักษณะคุณสมบัติทาง Output ที่ค่า  $V_{DS}$  ค่าๆซึ่งเป็นสิ่งสำคัญในการไปใช้งาน Switching จากการที่ ค่า  $V_{DS}$  มีค่าต่างๆในบริเวณเชิงเส้น จึงมักจะกำหนดเป็นในลักษณะสมบัติอิมตัว Saturation Charecteristics ดังรูปที่4.8

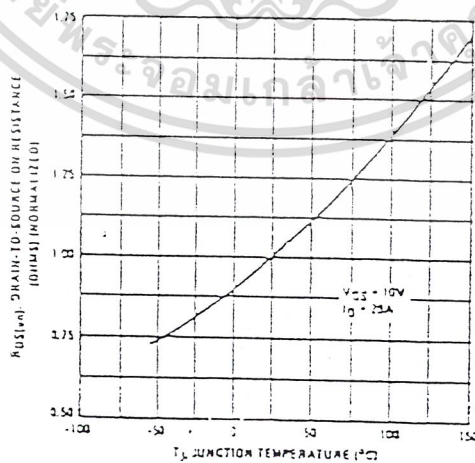
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



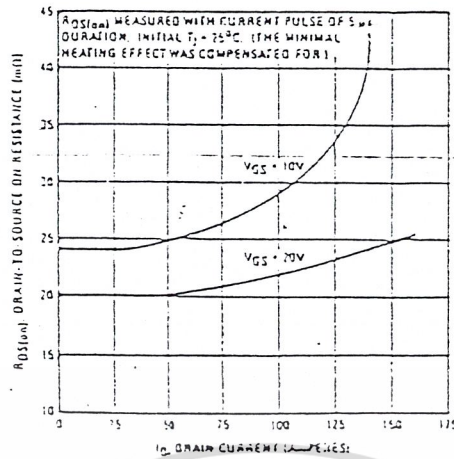
รูปที่ 4.8 แสดง Linear Charecteristics

4.5.4 ความต้านทานขณะทำงาน

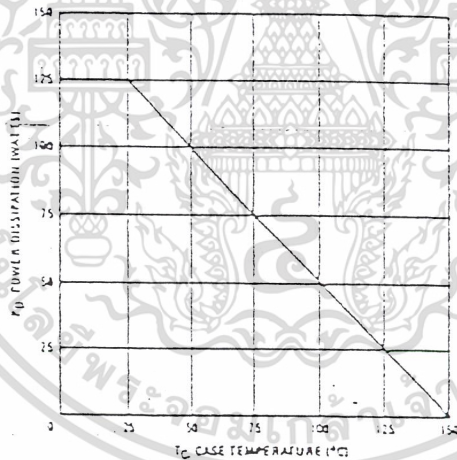
ค่า  $R_{DS}$  เป็นการแสดงความต้านเปลี่ยนแปลงไฟฟ้าขณะทำงานที่ Mosfet นำกระแส ค่า  $R_{DS}$  จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อเพิ่มขึ้น  $T_j$  ดังรูปที่ 4.9 การเพิ่มขึ้นของ  $R_{DS}$  ที่ค่า  $I_D$  และ  $V_{DS}$  ต่างๆ ดังรูปที่ 4.10 ในส่วนของกำลังไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง  $P_D$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $R_{DS} \times I_D^2 = V_{DS} \times I_D$  ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิที่ตัวถังเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 4.11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 4.9 แสดงความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ  $T_j$  สารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 แสดงความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแส Drain



รูปที่ 4.11 ค่ากำลังไฟฟ้าสิ้นเปลือง  $P_D$  ซึ่งเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

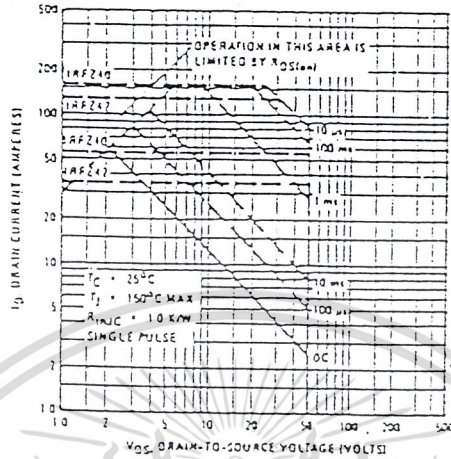
#### 4.5.5 ประจุไฟฟ้าเกท, $Q_g$

ในช่วง Switch เปิดวงจร และปิดวงจร ความจุไฟฟ้าทางด้าน Input จะถูกประจุและคายประจุ การสะสมประจุไฟฟ้าที่ประจุไฟฟ้าทางด้าน Input ขึ้นอยู่กับแรงดัน  $V_{DS}$  ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งการสูญเสียทาง Switching เนื่องจากแรงดันเกทมีค่าดังนี้

$$P_G = Q_g \times V_{GS} \times f_g$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_t$  คือความถี่ Switching



รูปที่ 4.13 แสดงค่าประจุไฟฟ้าเกตเทียบกับแรงดัน

#### 4.5.6 เงื่อนไขของวงจรขับ Mosfet

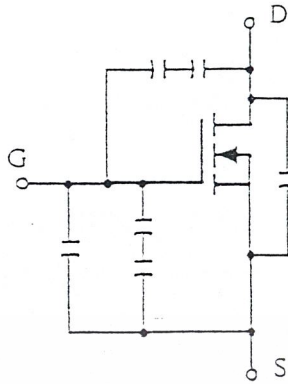
การขับ Mosfet ให้นำกระแสต่างกับการขับกระแส Bias ใน Bipolar Transistor เนื่องจากมีเงื่อนไขการ Bias ที่แตกต่างกันสำหรับ Bipolar Transistor กระแสจะไหลผ่าน Collector และ Emitter ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแส Bias ไหลผ่านที่ Base และ Emitter แต่ Mosfet จะมีกระแสไหลผ่านที่ Drain และ Source ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคั่นคร่อมที่ขา Gate และ Source มีค่าอย่างต่ำที่แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของตัว Mosfet เนื่องจากใช้กระแสต่ำ จึงทำให้การขับ Mosfet ให้นำกระแสจะทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่า Bipolar Transistor มาก

อย่างไรก็ตามเพื่อให้เห็น Mosfet ทำงานได้มีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาเงื่อนไขและคุณสมบัติต่างๆ สำหรับการบังคับให้ Mosfet นำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

#### 4.5.7 ค่าความจุไฟฟ้าด้าน Input

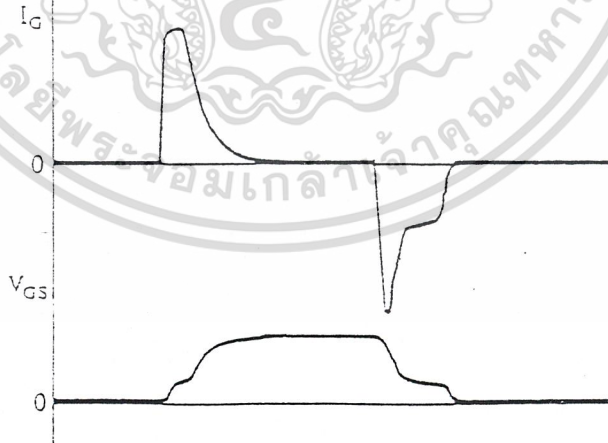
เนื่องจากโครงสร้างภายในของ Mosfet เหมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาของมันดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวของ Mosfet

ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะบังคับให้ Mosfet ต้อง Charge ประจุเข้าไปเก็บในตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมขา gate  $V_{GS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึง Threshold Voltage Mosfet จึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกัน Mosfet จะเริ่มหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกจนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมขา gate  $V_{GS}$  มีค่าลดลงต่ำกว่า Threshold Voltage ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 4.15 ซึ่งค่าความจุในตัว Mosfet นี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

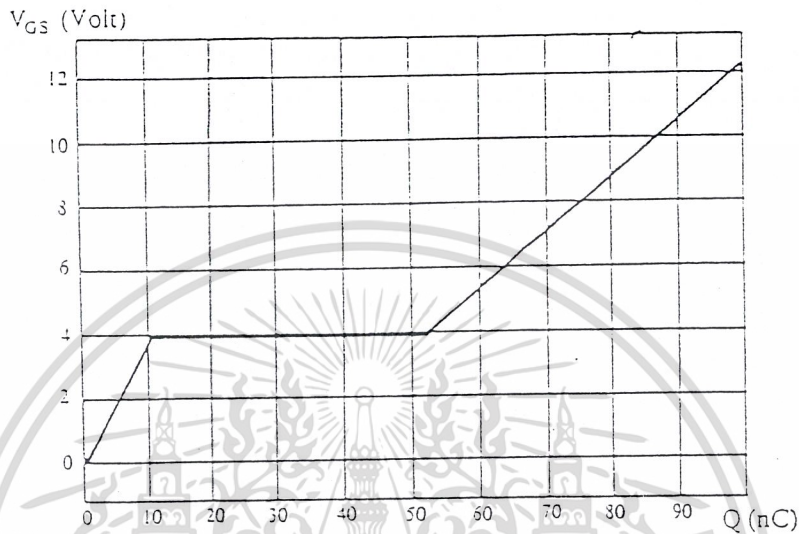


รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขา Gate ขณะ Mosfet ถูก Bias ให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5.8 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

โดยปกติแล้วผู้ผลิตจะให้ Graph ค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ประจุสะสมที่ Gate ที่เพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาจาก Data Sheet ด้วยซึ่ง Graph นี้จะมีประโยชน์อย่างมากในการหาค่ากระแส Bias และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของ Mosfet



รูปที่ 4.16 แสดง Gate Charge Chart

ลักษณะของ Graph จะแบ่งได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn on Delay)  $t_0$
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time)  $t_1 - t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time)  $t_2 - t_3$

จาก Graph สามารถหาเวลาที่เริ่มนำกระแสได้จาก

$$t_r = Q_G / I_G$$

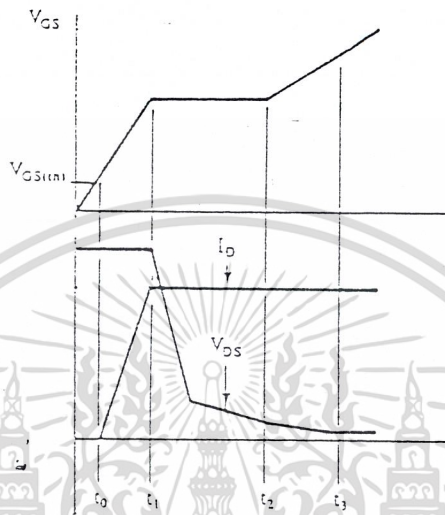
ซึ่งค่า  $Q_G$  คือค่าประจุที่ได้จาก Graph เป็น Culomb

$I_G$  คือค่ากระแสที่ใช้ในการ Charge ประจุที่ค่ากระแสคงที่ A

เมื่อ Mosfet เริ่ม Charge ประจุที่ขา Gate จนกระทั่งพ้นเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขา Gate มากกว่า Threshole Voltage จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่าน Drain และ Source ที่เวลา  $t_0$  ค่าของแรงดันยังไม่ลดจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ  $t_1$  แรงดันที่ตกคร่อมขา Drian และ Source  $V_{DS}$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากประมาณ 90% จนเหลือ 10% ของค่าแรงดันที่ตกคร่อมขา Drian และ Source  $V_{DS}$  สูงสุดซึ่งช่วงนี้ Mosfet จะเริ่มนำกระแส (Rise Time)  $t_1 - t_2$  ได้อย่างเต็มที่และแรงดันที่ Gate และ Source จะคงที่ ในส่วนของช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกินค่าความต้านทานระหว่าง Drain

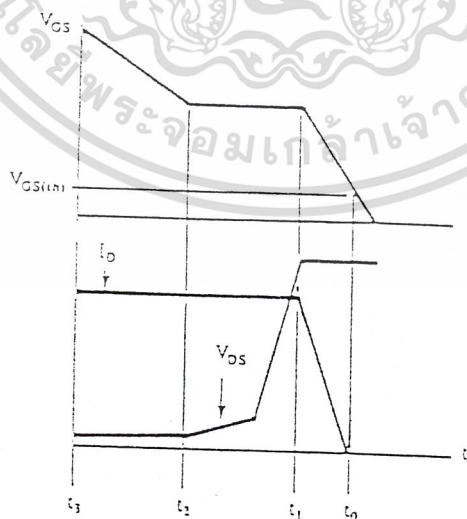
กับ Source จะมีค่าลดลงเรื่อยๆซึ่งในช่วง  $t_2 - t_3$  ประจุที่สะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดความหน่วงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะนำกระแส เนื่องจาก Mosfet จะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ออกไป ดังนั้นการ  
 จับ Mosfet ที่แรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสจะเพิ่มขึ้นซึ่งจะเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.17 แสดงลักษณะการ Charge ประจุที่ขา Gate ตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำ

กระแส



รูปที่ 4.18 แสดงผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของ Mosfet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก Mosfet ไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของ Mosfet จึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขา Gate ทิ้งไปและถ้ากระแสที่ใช้ในการประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน จะทำให้ Mosfet มีช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นถ้ามีช่วงเวลาในการสะสมประจุส่วนเกินมากในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  ซึ่งจะทำให้การหยุดนำกระแสมีค่าเวลาหน่วงที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุทิ้งไป

#### 4.5.9 ข้อพิจารณาในการเลือก Mosfet

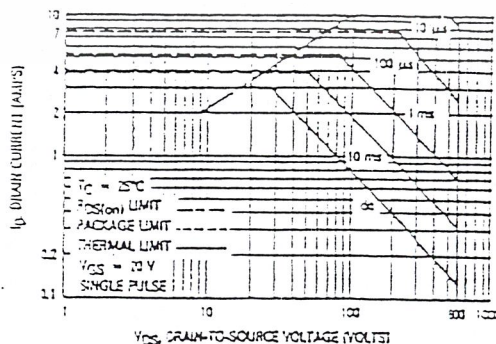
สำหรับ Mosfet การเกิด Secondary Breakdown เช่นใน Bipolar Transistor จะไม่เกิดขึ้น เพราะว่าขณะนำกระแสค่าความต้านทานระหว่าง Drain และ Source จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่ม จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลงซึ่งจะต่างกับ Secondary Breakdown ที่เกิดใน Bipolar Transistor คือเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้กระแสไหลผ่านมากขึ้นซึ่งจะเกิดความเสียหายได้อย่างรวดเร็ว จึงทำให้ Mosfet มีพิสัยความปลอดภัยที่กว้างกว่าเมื่อเทียบกับ Bipolar Transistor ซึ่งอัตราทนกำลังสูญเสียจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

#### 4.5.10 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดความปลอดภัย FBSOA ของ Mosfet แบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะคือ

1. ขีดจำกัดแรงดันคร่อม Drain และ Source  $V_{DS}$  สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแส Drain  $I_D$  สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

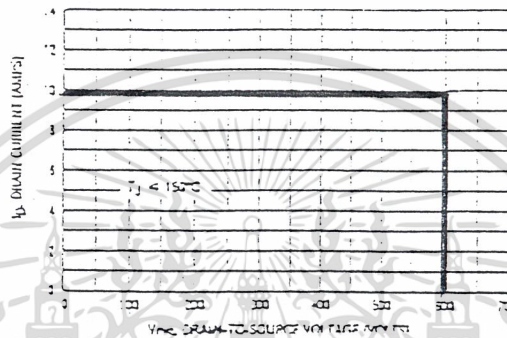
ตัวอย่าง Graph ขีดจำกัดความปลอดภัย FBSOA ของ Mosfet จะแสดงดังรูปซึ่งการออกแบบต้องคำนึงไม่ให้เกิดการทำงานภายนอก Graph ขีดจำกัดความปลอดภัย FBSOA ซึ่งจะต้องให้ความสนใจก่อนที่จะเลือก Mosfet นำมาใช้งานทุกครั้ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูลนี้ไปยังสื่อหรือช่องทางอื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต

#### 4.5.11 พิกัดความปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็น Graph ที่แสดงพิกัดกระแสและแรงดันขณะใช้งานที่พิกัดความปลอดภัยของ Mosfet ขณะเปลี่ยนสถานะ SSOA สามารถใช้ในการพิจารณาได้ทั้งในช่วงเวลาการนำกระแสและหยุดนำกระแสของ Mosfet



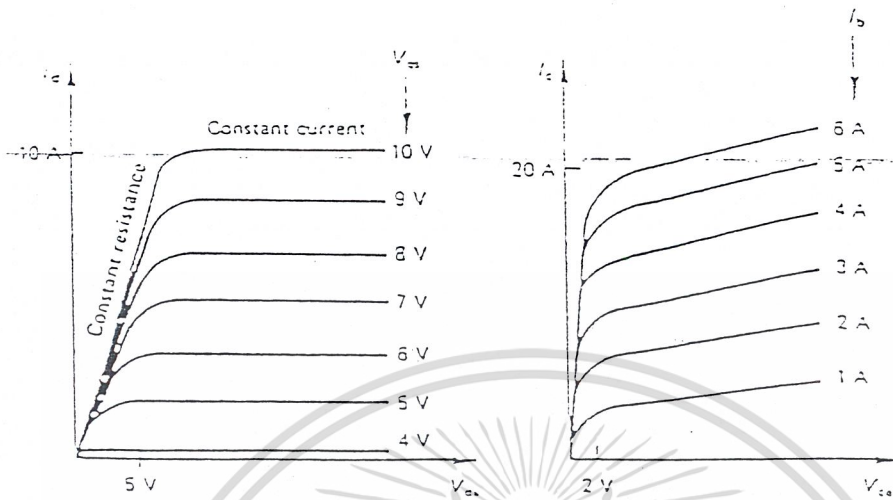
รูปที่ 4.20 แสดง Graph พิกัดจำกัดความปลอดภัย SSOA ของ Mosfet

#### 4.5.12 ข้อดีของ Mosfet เมื่อเทียบกับ Transistor

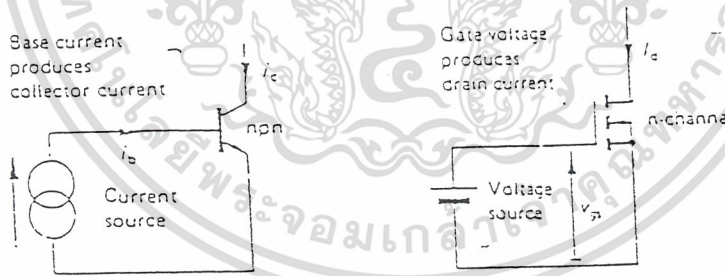
Mosfet สามารถควบคุมด้วยแรงดันเมื่อพิจารณาการนำไปใช้งาน Switching ของ Mosfet และ Transistor แล้วถึงสำคัญที่ต้องคำนึง คือลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าและลักษณะสมบัติทาง Output โดยดูจากรูปที่ 4.21 จะแสดงลักษณะสมบัติทาง Output ของ Transistor และ Mosfet จะเห็นได้ว่า Transistor เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส โดยจะป้อนกระแสเข้าที่ขา Base ก็จะทำให้ Transistor เกิดการไหลของกระแส Collector ได้ดังรูปที่ 4.22a

ส่วน Mosfet เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน ในการขับ Mosfet ชนิด N-channel ให้ทำงานนั้นจะต้องป้อนแรงดันระหว่าง Gate กับ Source ดังรูปที่ 4.22b จากการที่ Transistor เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส ทำให้ต้องมีการใช้วงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสได้อย่างเพียงพอ เพื่อให้ Transistor สามารถทำงานได้อย่างอึดถึก ในขณะที่ Mosfet นั้นจะต้องใช้วงจรขับที่จ่ายแรงดันในการควบคุมกระแส Drain ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับของ Mosfet จะทำได้ง่ายกว่า ใช้กำลังน้อยกว่า และใช้อุปกรณ์การสร้า่น้อยกว่า เมื่อเทียบกับวงจรขับของ Transistor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 a) แสดงลักษณะสมบัติทาง Output ของ Mosfet  
 b) แสดงลักษณะสมบัติทาง Output ของ Transistor



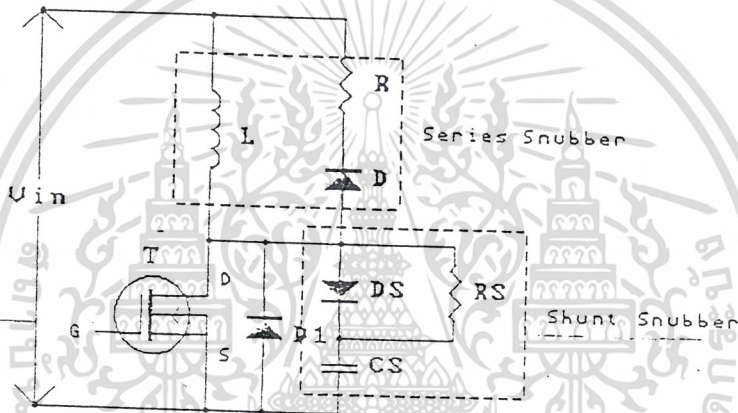
รูปที่ 4.22 a) การขับ Transistor ด้วยกระแส  
 b) การขับ Mosfet ด้วยแรงดัน

และคุณสมบัติที่โดดเด่นอีกประการหนึ่งสำหรับ Mosfet ก็คือมีความเร็วในการทำงาน Switching สูงกว่า Transistor และเนื่องจาก Mosfet เป็นอุปกรณ์ประเภท Unipolar ทำให้ไม่เกิดค่าเวลา Storage Time เหมือนกับ Transistor ซึ่งค่าดังกล่าวมีผลต่อความเร็วในการ Switching เป็นอย่างมาก

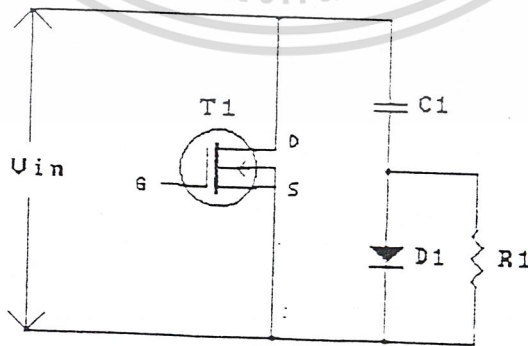
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วงจรสับเบอ์(Snubber Network)

วงจรสับเบอ์(Snubber Network)เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในวงจร Inverter เพื่อลดการเกิดกำลังการสูญเสียและลดความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ Switching ก็คือ Mosfet ในขณะที่วงจรทำงานปกติ วงจรสับเบอ์อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือวงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแส( Turn off snubber) และวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน(Clamp snubber) วงจรสับเบอ์โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ซึ่งบางครั้งจะเรียกว่า RCDสับเบอ์ การออกแบบวงจรสับเบอ์ให้มีค่าเหมาะสมจะสามารถช่วยให้วงจร Inverterทำงานอย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น วงจรสับเบอ์ที่ใช้ในการทดลองจะใช้วงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแส



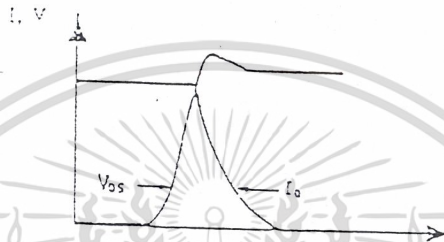
รูปที่4.23 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน(Clamp snubber)



เอกสารนี้เป็นรูปที่4.24 แสดงวงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแส( Turn off snubber)เพื่อให้นักเรียนที่ทำการค้าได้ทดลองมี Mosfet ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ แปรผลเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 หลักการทำงานของวงจรสับเบอร์

กำลังสูญเสียจะมีค่าสูงมากในขณะที่ Mosfet เปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่ Mosfet จะเริ่มหยุดนำกระแส นั้นกระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันจะเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วซึ่งกำลังการสูญเสียในรูปความร้อนช่วงนี้จะมีค่าสูงดังรูป



รูปที่ 4.25 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม Mosfet ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดความสูญเสียในช่วงนี้ อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับ Mosfet เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ขา Drain และ Source ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าจนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัว Mosfet ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังที่สูญเสียมีค่าต่ำ ซึ่งการทำงานของวงจร RCD จรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อ Mosfet  $T_1$  เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขา Drain จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ Diode  $D_1$  ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม  $C_1$  ด้วยซึ่งแรงดันตกคร่อม  $C_1$  จะทำให้แรงดันตกคร่อมที่ขา Drain ของ Mosfet เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้  $C_1$  มีค่ามากพอจะทำให้แรงดันตกคร่อมที่ขา Drain ของ Mosfet จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่าน Mosfet ลดลงจนมีค่าน้อยๆ เพื่อให้เกิดกำลังการสูญเสียในตัว Mosfet ให้น้อยลงและในขณะที่ Mosfet เริ่มนำกระแสอีกครั้ง  $C_1$  จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน  $R_1$  ทั่วไปแรงดันตกคร่อม  $C_1$  จะลดลงอีกครั้ง และสามารถทำงานได้อีกในช่วงต่อไปซึ่งค่า  $R_1, C_1$  จะหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$C_1 = \frac{I_p \times t_{off}}{2V_m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{t_{on}(\text{min})}{2T}$$

เมื่อ

$I_p$  คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุยกนำกระแสของ Mosfet

$V_{in}$  คือค่าแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์

$t_{on}$  คือช่วงเวลาการนำกระแสของ Mosfet

$t_{off}$  คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของ Mosfet

การคายประจุ  $C_1$  จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R_1$  สูงซึ่งตัว  $R_1$  จะต้องทนกำลังได้  $\square \square$  โดยค่ากำลังสูญเสียจะหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T}$$

เมื่อ

$T$  คือคาบเวลาการทำงานของ Mosfet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การสร้างสัญญาณ PWM จาก IC เบอร์ TL494

การสร้างสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์มีหลายวิธี เช่น การนำสัญญาณรูปคลื่นไซน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม หรือการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์กำเนิดสัญญาณ PWM นอกจากนี้ยังใช้ไอซีสำเร็จรูปสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งไอซีที่ใช้มีมากมายหลายเบอร์ให้เลือกใช้ ซึ่งลักษณะข้อแตกต่างของไอซีในแต่ละเบอร์นั้นขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งานของวงจร

#### 5.1 หลักการทำงาน

การทำงานของไอซีโดยส่วนมากจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาท์พุท มาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของ MOSFET เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลัก วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุท และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายความแตกต่าง  $E/A$  ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM เอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM โดยค่าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อยอีกครั้งหนึ่ง เอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดดูเลชั่นของค่าแรงดันจากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  และของวงจร PWM ค่าความกว้างของพัลส์นี้เอง ที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของ MOSFET เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตดิ้ง ผลต่างของค่าแรงดันเอาท์พุทจึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากขึ้นแรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM ค่าลดลงด้วย และช่วงเวลาการนำกระแสของ MOSFET จะมีค่าลดลง แต่ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง แรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงเวลาการนำกระแสของ MOSFET ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทไว้ได้

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ง่ายต่อการใช้งาน อีกทั้งมีการป้อนกลับจากเอาท์พุทด้วยจึงทำให้อินเวอร์เตอร์ที่ได้นั้นมีเสถียรภาพสูง

#### 5.2 การกำหนดคาบเวลาการทำงานของไอซีเบอร์ TL494

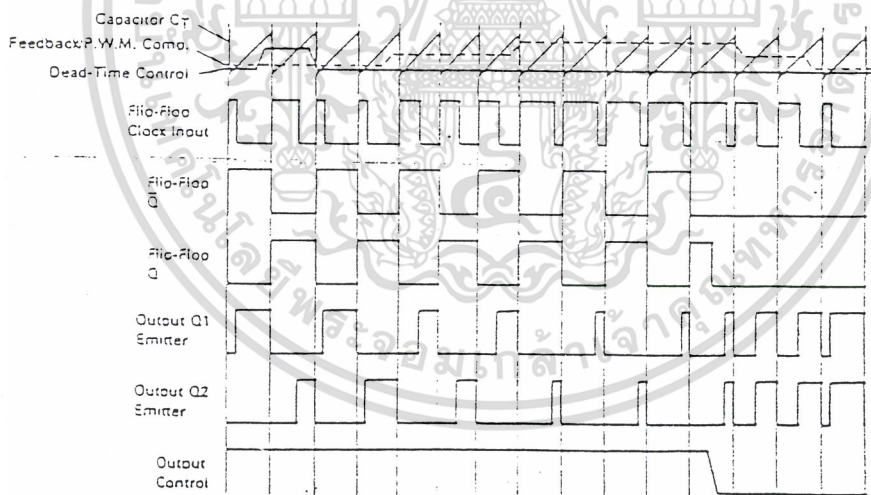
วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีค่าความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์กำหนดโดยค่า  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และ 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$

### 5.3 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้ขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง2ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR Gate ที่ควบคุมเอาต์พุต Q1 ,Q2 จะทำงานเมื่อขา C<sub>k</sub> ของFlip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้นซึ่ง C<sub>k</sub> จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง2ตัว นั่นคือ แรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุต พัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้ง 2 จะมีช่วงอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่  $-0.3$  ถึง  $(V_{cc} - 2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะสถานะ high โดยต่ออยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

#### 5.4 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ ( $T_D$ )

TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  ของวงจรถวายได้ ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของ ไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อเหลือต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4% ของค่าความเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $T_{on}$  สูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาที่ขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 ( $+5 V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

#### 5.5 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีทำงานได้สองโหมดคือ ทำงานพร้อมกัน หรือทำงานสลับกัน โดยสามารถเลือกได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่  $C_T$  ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Deadtime Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_T$  จะมีสถานะเป็น High และจะหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยต่อเข้ากับขา 14 ( $+5V_{ref}$ ) Q1 และ Q2 จะสลับการทำงานกันตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบ Push-Pull ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการนำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี ( ช่วงเวลาการนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96%)

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงช่วง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้ขับวงจรถวายนอกได้ โดยมีค่าผิดพลาดเพียง 1.5% ความลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

## บทที่ 6

### การคำนวณและการออกแบบระบบ

#### 6.1 แผงโซลาร์เซลล์(Solars Cells)

แผงโซลาร์เซลล์ที่ใช้เป็นของ UNI-SOLAR ผลิตในประเทศเม็กซิโก โดยมีข้อมูลดังนี้  
โซลาร์เซลล์ที่สภาวะมาตรฐาน  $1000\text{w/m}^2$ , AM 1.5, อุณหภูมิ  $25^\circ\text{C}$

กำลังไฟฟ้าสูงสุด(Maximum Power)	64W
ศักดาไฟฟ้าที่ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด	15.6 V
ศักดาไฟฟ้าที่ Regulate	24 V
กระแสไฟฟ้าที่ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด	4.1 A
กระแสลัดวงจร	5.1 A
ศักดาไฟฟ้าเมื่อเปิดวงจร	21.3 V
ศักดาไฟฟ้าสูงสุดของระบบ	600 V
ขนาดของฟิวส์ที่นำมาต่อ	15 A
พิกัดต่ำสุดของบล็อกกิงไดโอด และ	
บายพาสไดโอด	8 A
ขนาดของสายไฟ	18 – 10 AWG
น้ำหนัก	9.3 Kgs

#### 6.2 Blocking Diode

เป็นอุปกรณ์ที่ต่อออกจากแผง Solar cells เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสไหลเข้าไปใน PV Array เพราะจะทำให้เสียหายได้

เนื่องจาก PV Array 64W 2 Module อนุกรมกัน

∴ กำลังทั้งหมด  $P = 64 \times 2 = 128\text{W}$

$$S = P/\cos\theta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $\approx 128/0.8$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 160 \text{ VA}$$

หาค่ากระแสไหลได้

$$I = 160/24$$

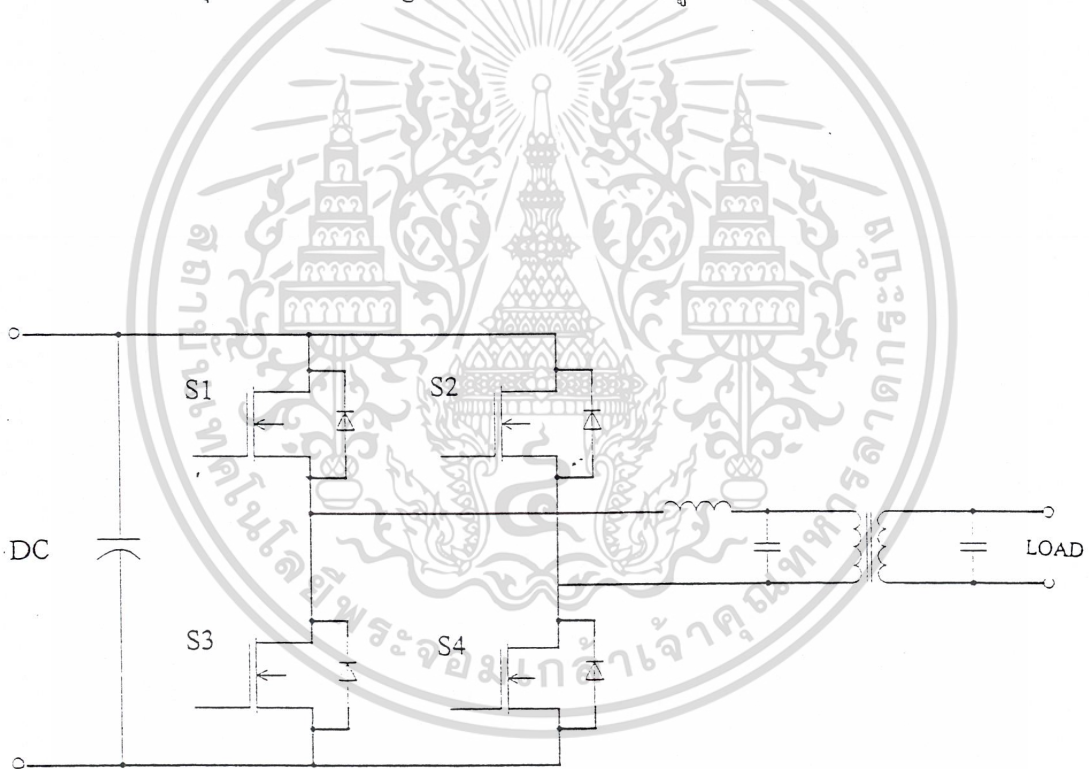
$$= 6.66 \text{ A}$$

ใช้ Diode 8 A ในการเป็น Blocking Diode

### 6.3 อินเวอร์เตอร์

#### 6.3.1 วงจรกำลัง

ในโครงงานนี้ใช้อินเวอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟกระแสสลับโดยใช้อุปกรณ์ Switching ที่เป็น Mosfet แสดงดังรูป



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรจะใช้สัญญาณควบคุม Mosfet ทั้ง 4 ตัวเป็นแบบ Bipolar Switching จะทำให้ Mosfet นำกระแสพร้อมกันเป็นคู่ โดย Mosfet ที่อยู่กึ่งเดียวกันจะไม่นำกระแสพร้อมกันจากรูปที่ 5.1 Mosfet ตัวที่ 1 กับ 4 จะทำงานพร้อมกันและเมื่อ Mosfet ตัวที่ 1 กับ 4 หยุดนำกระแสแล้ว Mosfet ตัวที่ 2 กับ 3 จะทำงานแทนที่และทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของ Diode ที่ทำหน้าที่เป็น Commutating Diode ให้กับวงจร โดย

1. ป้องกันการเกิดแรงดัน Spikes ในขณะที่ Mosfet เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากความเหนี่ยวนำแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำโดยพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำนี้จะถูกถ่ายเทไปยังภาคอินพุตด้วย Commutating Diode
2. เป็นการลดค่าแรงดันที่ตกคร่อม Mosfet ขณะหยุดนำกระแสที่มีผลมาจากตัวเหนี่ยวนำกลับขั้วเพื่อป้องกัน Mosfet

### 6.3.2 การออกแบบตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุตจะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่มาจาก PV Array ให้เรียบมากขึ้นและช่วยให้ค่ากระแสมีค่าเพียงพอตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการ โดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยคุณสมบัติของ C ในการ Charge และ Discharge

จึงค่าของ C จะหาได้ดังต่อไปนี้

$$C_{\text{filter}} = I \times \Delta t / \Delta V_r$$

$$I = 5 \text{ A}$$

$$f = 14 \text{ kHz}$$

$$\Delta t = 1/f = 1/14\text{k} = 7.14286 \times 10^{-5} \text{ sec (เก็บประจุทุกคาบเวลา)}$$

ค่า  $\Delta V_r$  ที่ยอมรับได้คือ  $\Delta V_r = 1 \text{ V}$

∴ จะได้

$$C_{\text{filter}} = 5 \times 7.14286 \times 10^{-5} / 1$$

$$= 3.57 \times 10^{-4} \text{ F}$$

$$= 357 \mu\text{F}$$

ซึ่งจะใช้  $C_{\text{filter}} = 1000 \mu\text{F } 100 \text{ V}$  ในโครงงานนี้

### 6.3.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจร Low Pass Filter ที่ Output

เมื่อ

$$\frac{v_o}{z_c} = \frac{v_o - v_{in}}{z_L} \quad , z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad , z_L = j\omega L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้  $v_o = \frac{v_o - v_{in}}{SL}$  ที่ออกการที่เข้านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_0 - v_0 s^2 Lc = v_{in}$$

$$v_0 s^2 Lc = v_0 - v_{in}$$

$$\frac{v_0}{v_{in}} = \frac{1}{s^2 Lc}$$

$$= \frac{1}{Lc}$$

$$= \frac{1}{Lc - s^2}$$

$$= \frac{1}{Lc}$$

$$= \frac{1}{s^2 - \frac{1}{Lc}}$$

จัดรูปทั่วไปของ Transfer Function

$$\frac{v_0}{v_{in}} = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\omega\delta s + \omega^2}$$

จะได้ว่า

$$\omega^2 = \frac{1}{Lc}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$$

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำมาใช้ในการหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

กำหนดให้ความถี่ Cut off (f) = 1200 kHz

∴ จาก

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}}$$

$$1.2 \times 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times 22 \times 10^{-6}}}$$

จะได้ค่า L = 0.8 mH

เลือกใช้ C ขนาด 22  $\mu$ F

L ขนาด mH ในการออกแบบ L ความถี่สูง จะใช้ Program ในการออกแบบหม้อแปลงและ  
ตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ Computer จะได้ L = 0.8 mH

ใช้แกน Ferrite E42

Conductor SWG20

รอบในการพัน 64 รอบ

ขนาด Gap 1.357 mm

#### 6.4 วงจรควบคุม

ในส่วนของการออกแบบวงจรควบคุมจะกล่าวโดยละเอียดในบทที่ 8 ต่อไป

#### 6.5 หม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้เพิ่มแรงดันที่ออกมาจาก Inverter ซึ่งจะมีค่า rms  
ประมาณ 12 Volts เพื่อนำไปให้โหลด ดังนั้นจึงเลือกใช้หม้อแปลง 12/220 Volts 50 Hz โดยพิกัด  
ของหม้อแปลงจะเลือกใช้ 300 VA โดยคำนวณมาจาก

$$\text{พิกัดสูงสุดของ PV Array } 64\text{W } 2\text{Module } P = 64 \times 2 = 128 \text{ W}$$

$$S = 128 / 0.8 = 160 \text{ VA}$$

ดังนั้นจึงเลือกหม้อแปลง 12/220 V 50 Hz Rate 200 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.6 แบตเตอรี่

การคำนวณหาขนาดของแบตเตอรี่มีขั้นตอนดังนี้

จำนวนโหลตที่ใช้ทั้งหมดในช่วงเวลาที่มีแสงและไม่มีแสง โดยเฉพาะช่วงที่ไม่มีแสงค่ากำลังที่ได้จะต้องหารด้วยประสิทธิภาพการชาร์จของแบตเตอรี่ด้วย เพราะช่วงที่มีแสงแผงโซลาร์เซลล์จะช่วยจ่าย

กำลังทั้งหมด = (กำลังโหลต × ชั่วโมงที่มีแสง) + (กำลังโหลต × ชั่วโมงที่ไม่มีแสง) / η

โดย η คือประสิทธิภาพในการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

ต้องการจ่าย โหลตให้ได้ 100 Watts ภายใน 1 ชั่วโมง

$$\begin{aligned} \therefore \text{กำลังทั้งหมด} &= 100 \times 1 + 100 \times 1 / 0.8 \\ &= 225 \text{ W.hr} \end{aligned}$$

ระดับแรงดันที่ Regulate = 24 Volts

จะได้ขนาด Battery =  $225 / 24 = 9.375 \text{ A.hr}$

ซึ่งจะได้ขนาดแบตเตอรี่ 9.375 A.hr ซึ่งเป็นค่าที่แบตเตอรี่คายประจุ 20% ดังนั้นค่า A.hr จริงของแบตเตอรี่คือค่า A.hr ที่ได้หารด้วย 20 %

∴ ขนาดแบตเตอรี่ที่ใช้คือ =  $9.375 / .2 = 46.875 \text{ A.hr}$

∴ แบตเตอรี่ที่นำมาใช้กับระบบคือ ตะกั่ว-กรด (Lead-acid) ขนาด 50 A.hr 12 Volt 2 Unit นำมาอนุกรมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### การวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม MATLAB

โปรแกรม Simulink เป็นส่วนหนึ่งของโปรแกรม Matlab ซึ่งจะสามารถใช้ในการวิเคราะห์และจำลองการทำงานของวงจรต่างๆ โดยจะจำลองการทำงานของวงจรต่างๆโดยใช้ Block Diagram ซึ่งในแต่ละ Block จะถูกแทนด้วย Function ต่างๆ สำหรับการประมวลผลจะดูได้จาก Scope ซึ่งจะนำมา Plot ใน Matlab โดยจะใช้คำสั่ง Plot (x,y) ซึ่งในวงจร Simulink จะต้องกำหนดค่า x และ y อย่างชัดเจน ซึ่งค่า x และ y จะถูกใช้ใน Work Space ถ้าแกน x เป็นค่าเวลาจะต้องมี Clock เป็นตัวป้อน ซึ่งการที่จะใช้โปรแกรม Simulink มาใช้ใน Matlab จะมีข้อดีคือ Function หนึ่งใน Block Diagram ของ Simulink ถ้านำมาเขียนใน Matlab จะใช้สมการหลายบรรทัด

#### การจำลองแบบการสร้างวงจร Inverter

ในการวิเคราะห์วงจร Inverter จะใช้ Matlab และ Simulink ควบคู่กันไปด้วย ซึ่งการวิเคราะห์วงจร Inverter นี้จะใช้วงจร Inverter แบบ PWM Inverter ชนิด Bipolar ซึ่งมีสัญญาณในการ Trick Mosfet จะเป็นสัญญาณ PWM ในลักษณะตรงกันข้ามกันและจะมี Dead Time อยู่

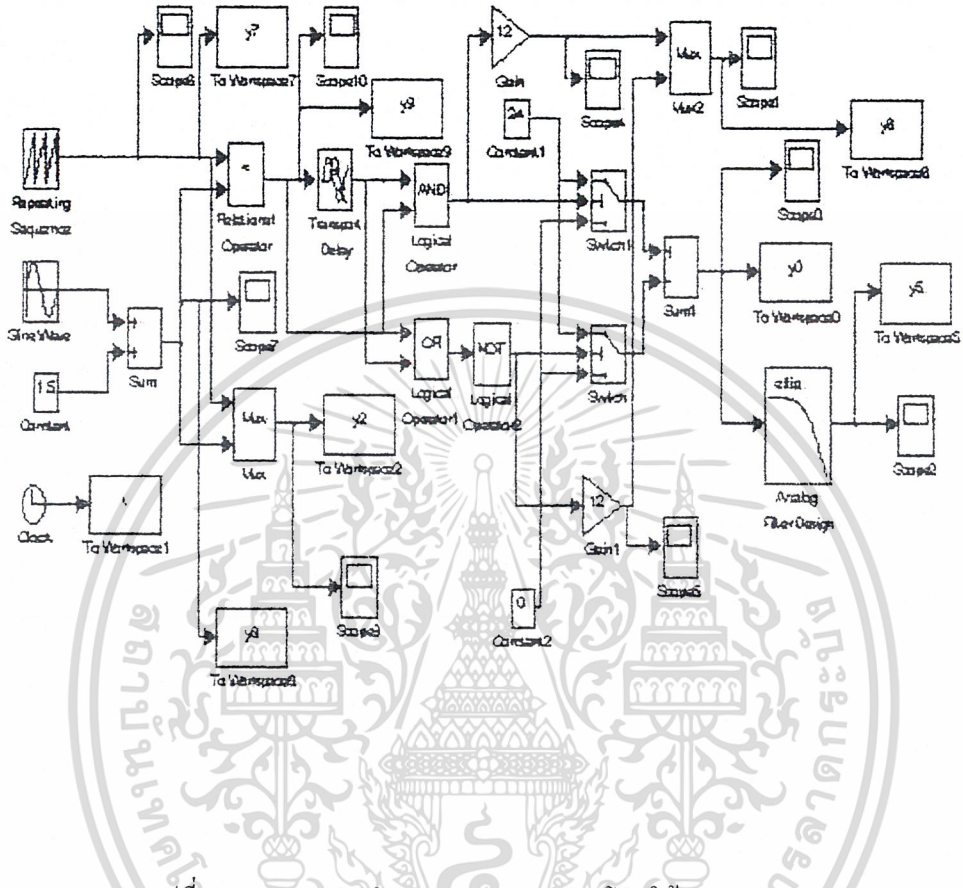
2.5  $\mu\text{sec}$  ซึ่งการจำลองการทำงานของวงจร Inverter จะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้

- ส่วนที่สร้างสัญญาณ PWM ไป Trick Mosfet
- ส่วนที่เป็นอุปกรณ์ Switching คือ Mosfet
- ส่วนที่เป็นสัญญาณไฟกระแสดตรงที่เป็น Input ของ Inverter
- ส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ Low Pass Filter
- ส่วนที่สร้างสัญญาณ Dead Time
- ส่วน Display ที่แสดงผลการประมวลผลได้แก่ Workspace, Scope และ Clock

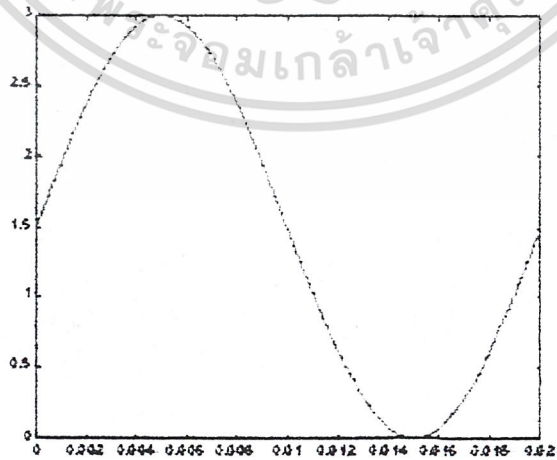
จากวงจร Inverter สัญญาณ PWM ที่ไป Trick Mosfet จะได้จากการนำสัญญาณ Sine Wave มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ Sawtooth ซึ่งผลที่ได้จากการเปรียบเทียบจะได้สัญญาณที่เป็น Pluse ซึ่งจะผ่านวงจรสร้าง Dead Time 2.5  $\mu\text{sec}$  ซึ่งจะได้สัญญาณ PWM จากนั้นจะไป Trick Mosfet จะได้สัญญาณ Output ที่มีลักษณะเป็น Pluse บวกและลบ ค่า Amplitude จะขึ้นอยู่กับศักดาไฟกระแสดตรงที่ป้อนเข้า Inverter ซึ่ง Output ที่ได้ยังคงขึ้นอยู่กับค่า  $m_u$  และ  $m_f$  ที่ได้ใช้ จากนั้นจะไปผ่านวงจร Low Pass Filter ซึ่ง Wave Form ที่ได้ออกมาแล้วยังคงขึ้นอยู่กับค่า  $m_u$  และ  $m_f$  ที่เลือก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

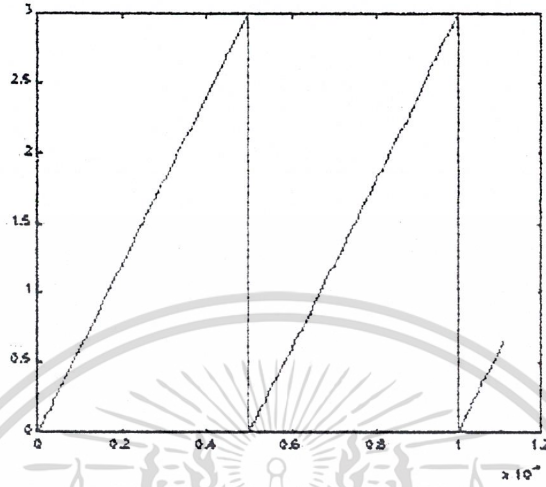
ซึ่งจะแสดงวงจร Inverter ได้ดังรูป



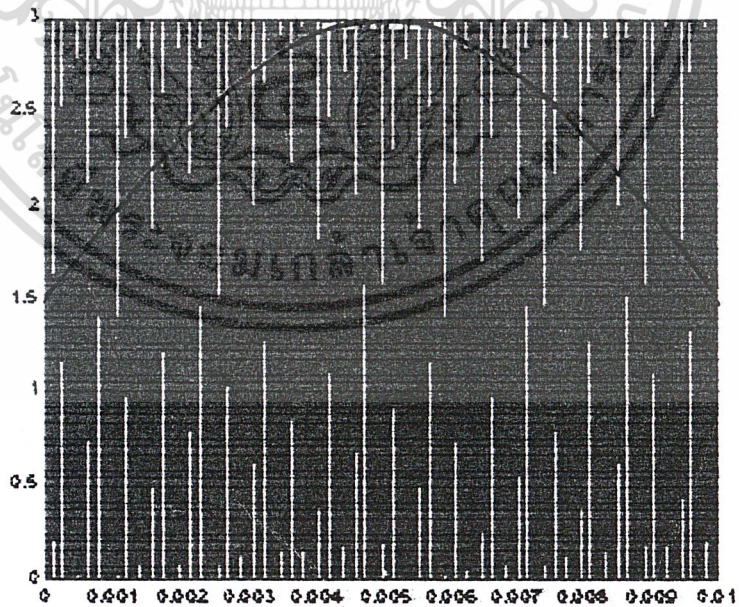
รูปที่ 7.1 แสดงการจำลองวงจร Inverter โดยใช้ Program Simulink



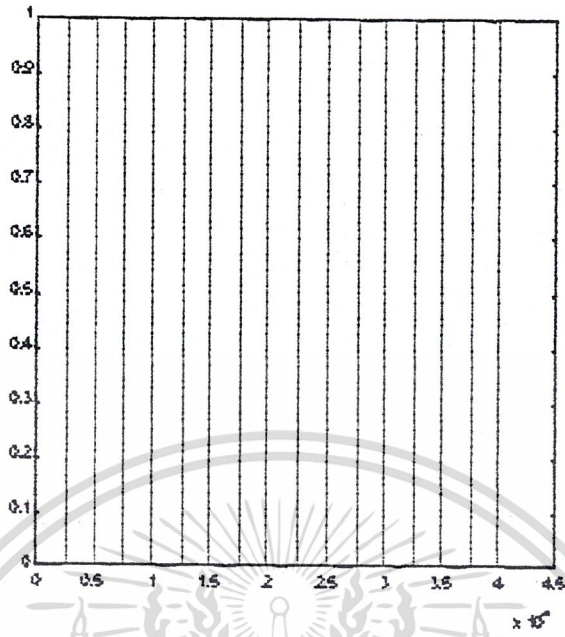
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 7.2 แสดง สัญญาณอ้างอิง Sine ที่ความถี่ 50 Hz 3 Volts  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



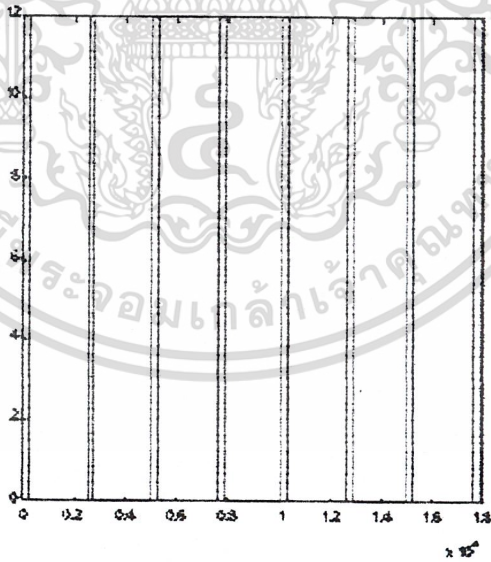
รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณ Sawtooth ที่ทำหน้าที่เป็นสัญญาณ Carrier 20 kHz 3 Volts



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากไม่มีเหตุที่สนับสนุนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

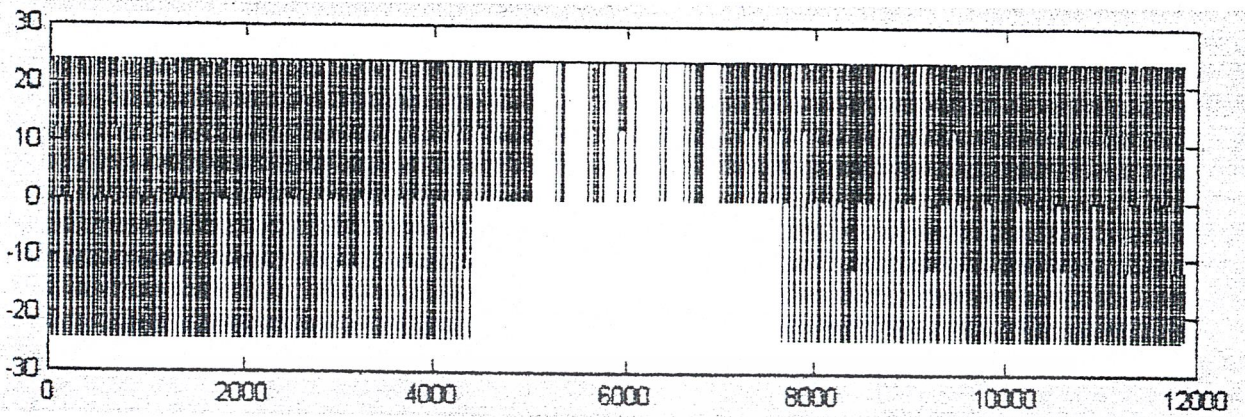


รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จากการ Compare

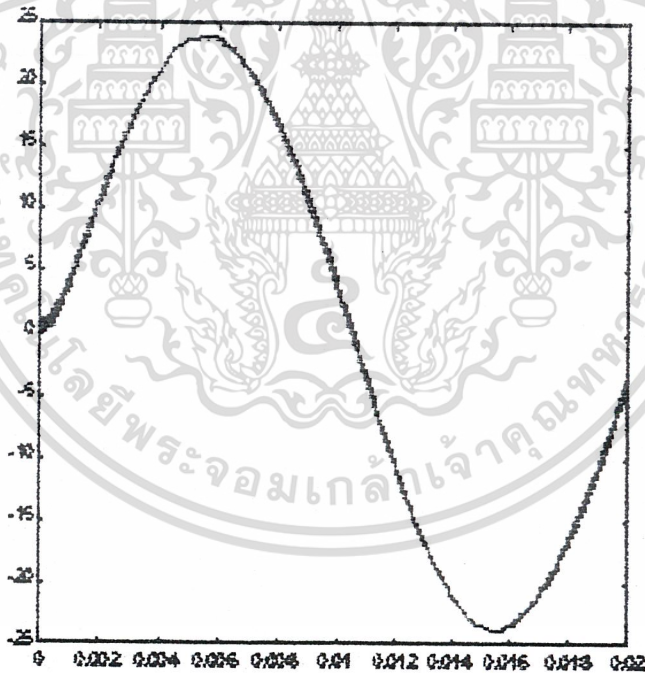


รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณ PWM  $\bar{Q}$ ,  $Q$  มี Dead Time เท่ากับ  $2.5 \mu\text{sec}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

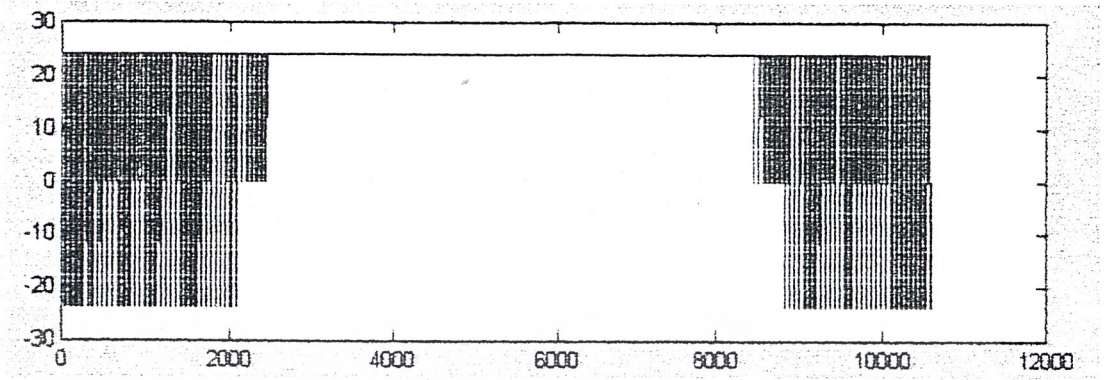


รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า  $m_s=1$ ,  $m_r=400$

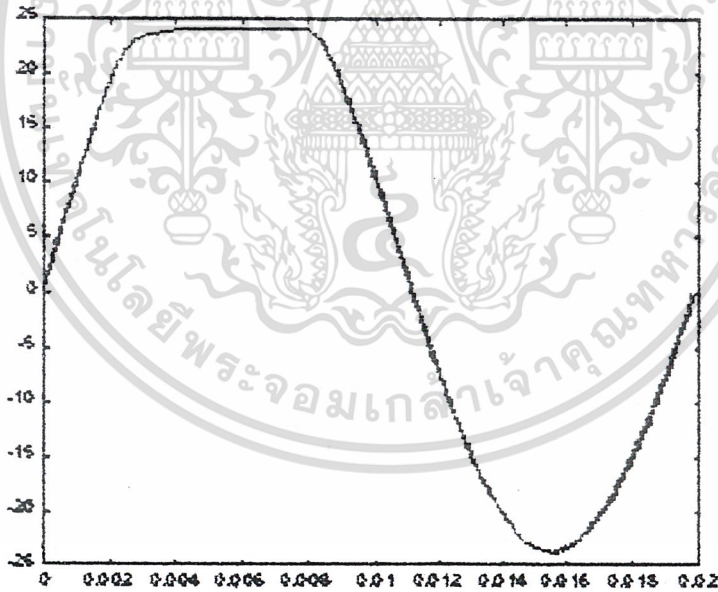


รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_s=1$ ,  $m_r=400$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

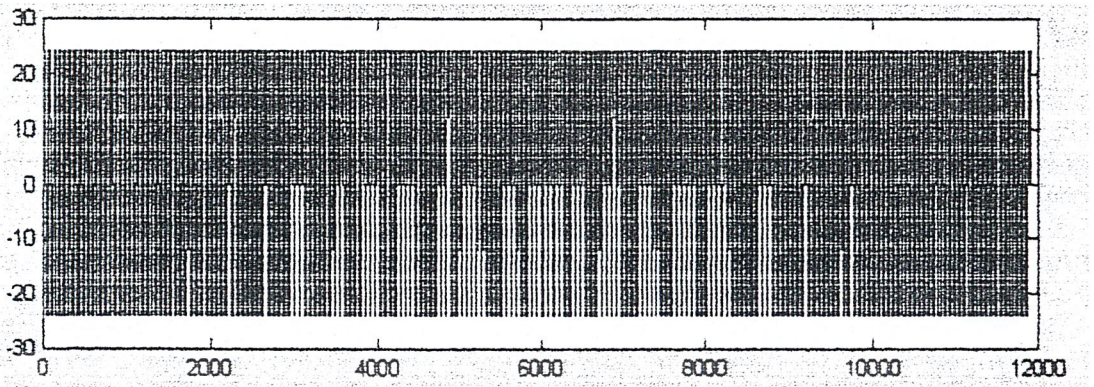


รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจากMosfet ซึ่งมีค่า  $m_u=1.25$ ,  $m_f=400$

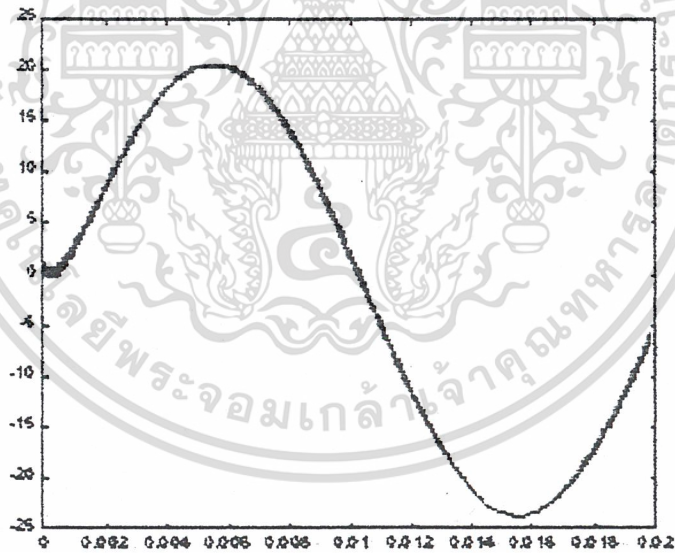


รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจากLow Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_u=1.25$ ,  $m_f=400$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

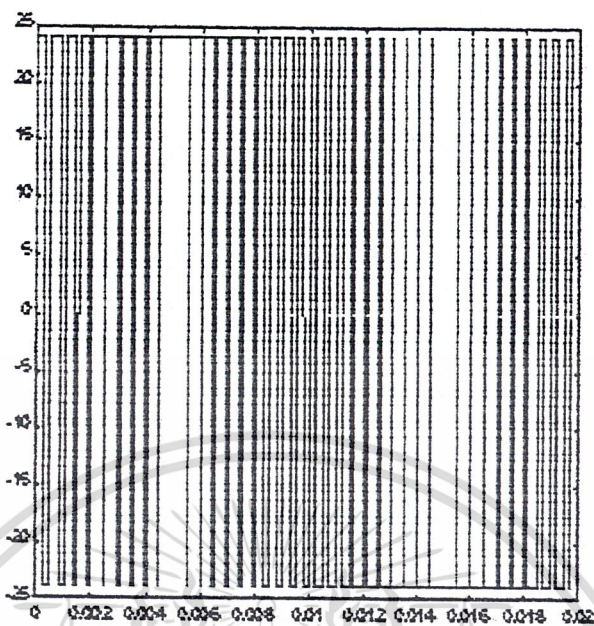


รูปที่ 7.11 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า  $m_u=0.8$ ,  $m_r=400$

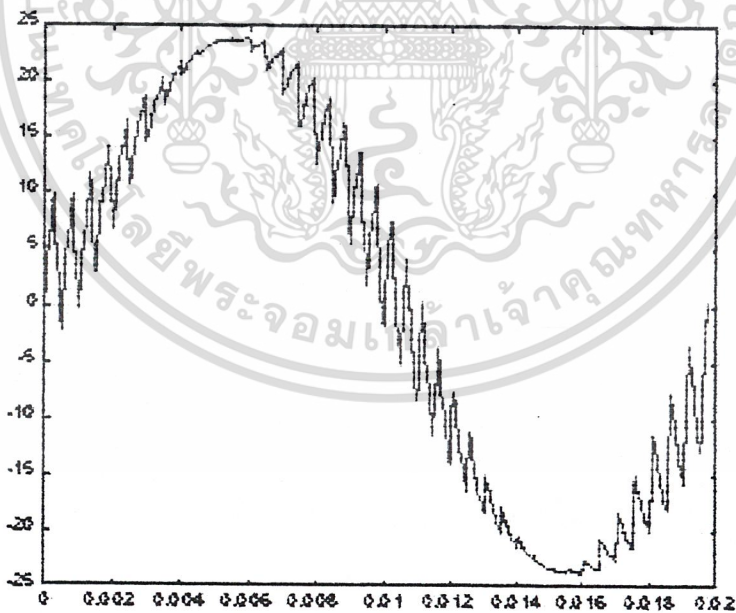


รูปที่ 7.12 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_u=0.8$ ,  $m_r=400$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

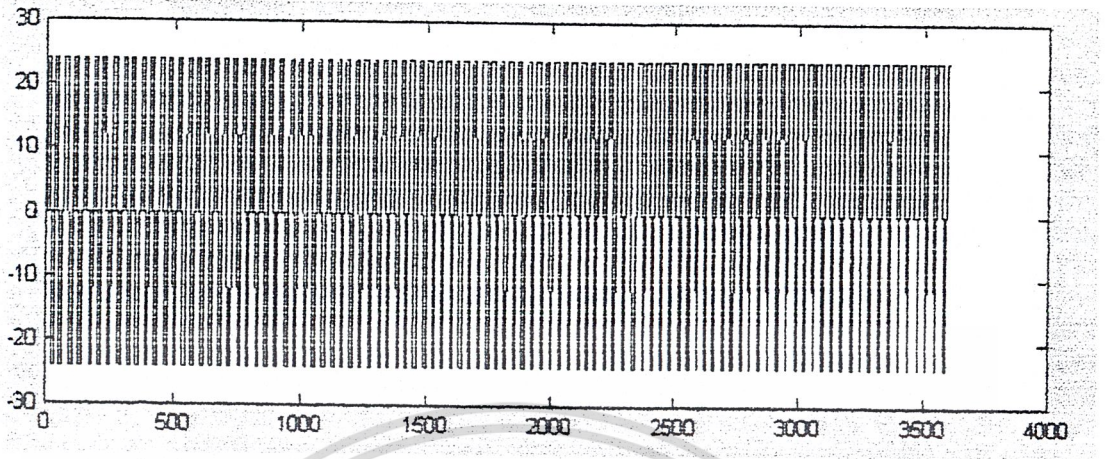


รูปที่ 7.13 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า  $m_s=1$ ,  $m_r=40$

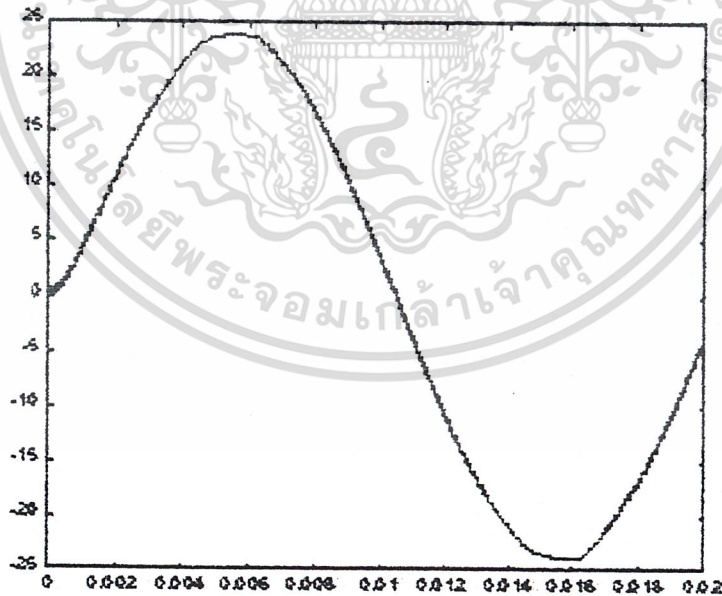


รูปที่ 7.14 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_s=1$ ,  $m_r=40$

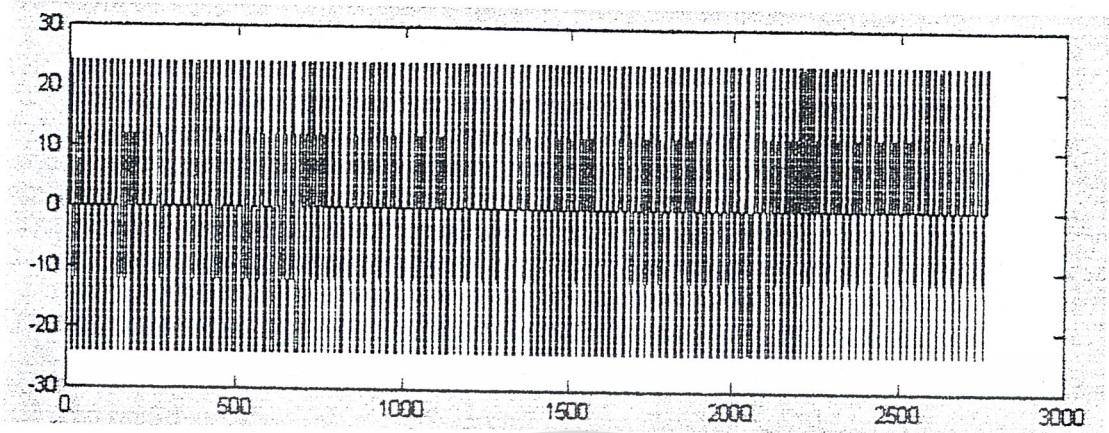
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



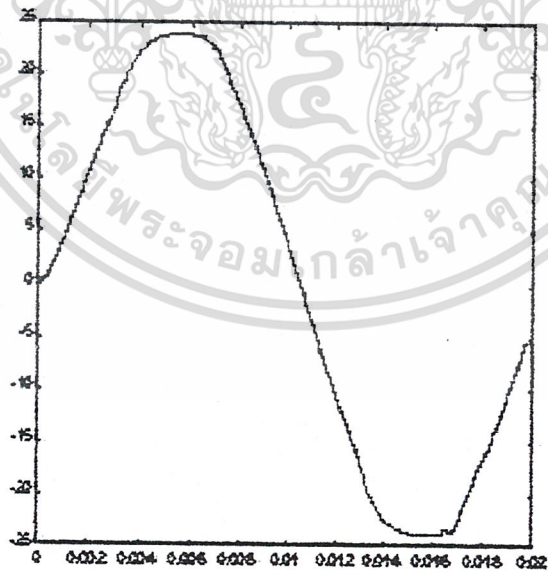
รูปที่ 7.15 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า  $m_n=1$ ,  $m_p=800$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 7.16 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_n=1$ ,  $m_p=800$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกทางใด มิได้ผิดแต่อย่างใดและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.17 แสดงสัญญาณ Output ที่ออกจาก Mosfet ซึ่งมีค่า  $m_u=1$ ,  $m_r=2000$



รูปที่ 7.18 แสดงสัญญาณ Output ที่ ออกจาก Low Pass Filter ซึ่งมีค่า  $m_u=1$ ,  $m_r=2000$

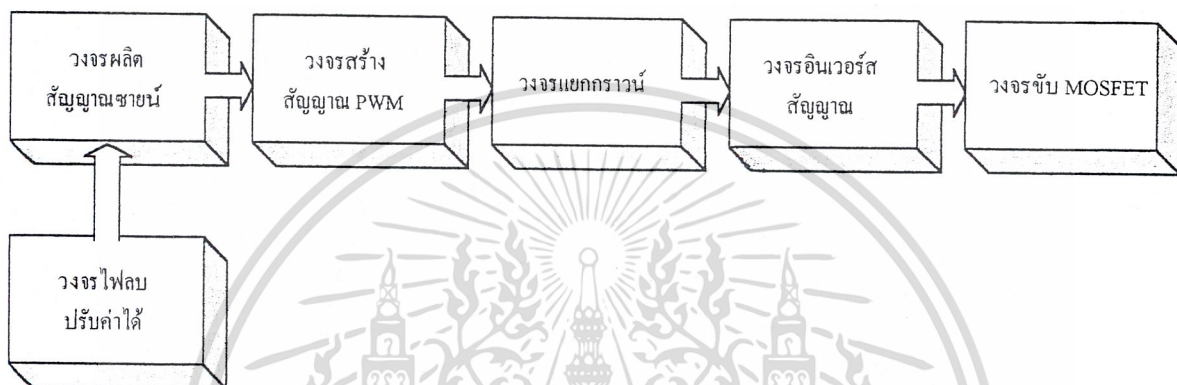
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

โครงสร้างของวงจรควบคุม

8.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม

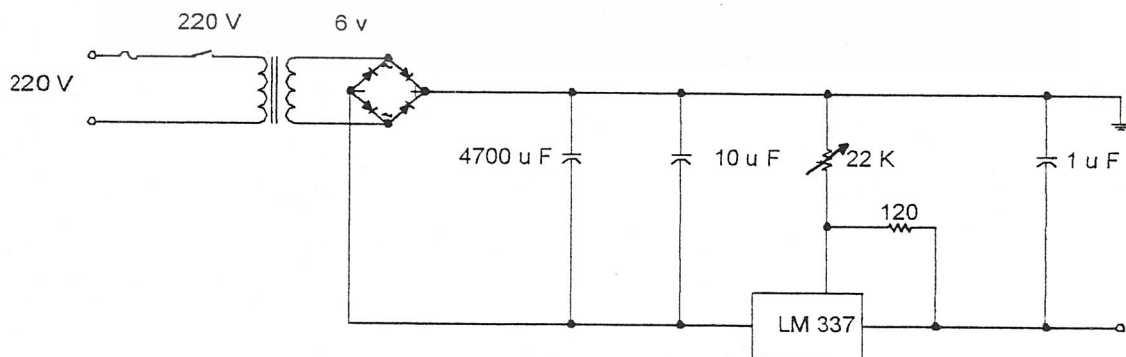
ในโครงงานนี้ควบคุม MOSFET ทั้ง 4 ตัวโดยใช้วิธีมอดคูเลทตามความกว้างพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal Pulse Width Modulate) โดยการควบคุม MOSFET ทั้ง 4 ตัวที่ลักษณะเป็นแบบ Bipolar คือ MOSFET จะทำงานพร้อมกันเป็นคู่ๆสลับกัน โดยที่ถึงเดียวกันจะไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ โดยจะมีโครงสร้างของวงจรดังรูป



รูปที่ 8.1 แสดง บล็อก ไดอะแกรมของ โครงสร้าง วงจร ควบคุม

8.2 วงจรเรกกูเลเตอร์ไฟลอปที่ปรับค่าได้

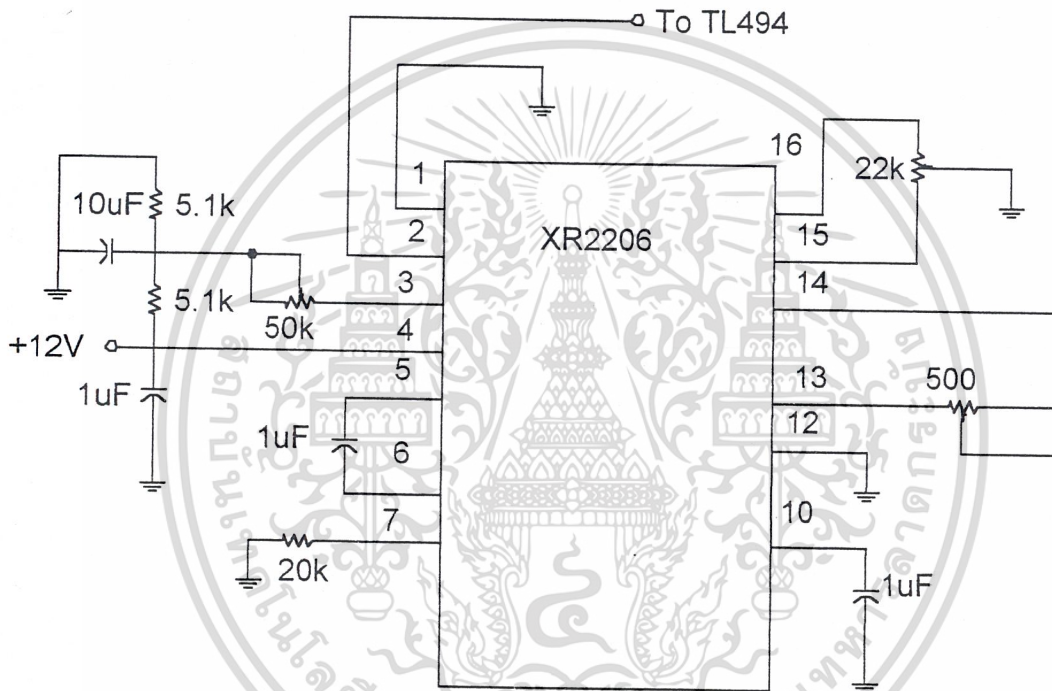
โดยวงจรนี้จะค่ออนุกรมเข้ากับวงจรสร้าง สัญญาณไซน์ (XR2206)เพื่อที่เราสามารถยก ระดับสัญญาณไซน์ให้ขึ้นลง ได้ซึ่งวงจรที่ต่อจะเป็นดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 8.2 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ ไฟลอปปรับค่าได้  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.3 วงจรสร้าง สัญญาณไซน์

ใช้ IC XR2206 เป็นตัวกำเนิด สัญญาณ ไซน์ 50Hz ที่สามารถปรับแอมพลิจูดและความถี่ได้ ซึ่ง สัญญาณ ไซน์ที่ออกจาก IC XR2206 นี้จะเป็น สัญญาณ ไซน์ที่ขึ้นอยู่กับไฟตรงบวกประมาณ 7 โวลต์ดังนั้นเพื่อที่เราสามารถลดระดับ สัญญาณ ไซน์ลงมา และสามารถเปลี่ยนระดับสัญญาณ ไซน์ได้เราจึงต้องวงจรเรกกูเลเตอร์ ไฟลอปที่สามารถปรับแรงดัน ได้ออนุกรมเข้ากับวงจรนี้ วงจร XR2206 มีการต่อวงจรอุปกรณ์ต่างๆดังรูป

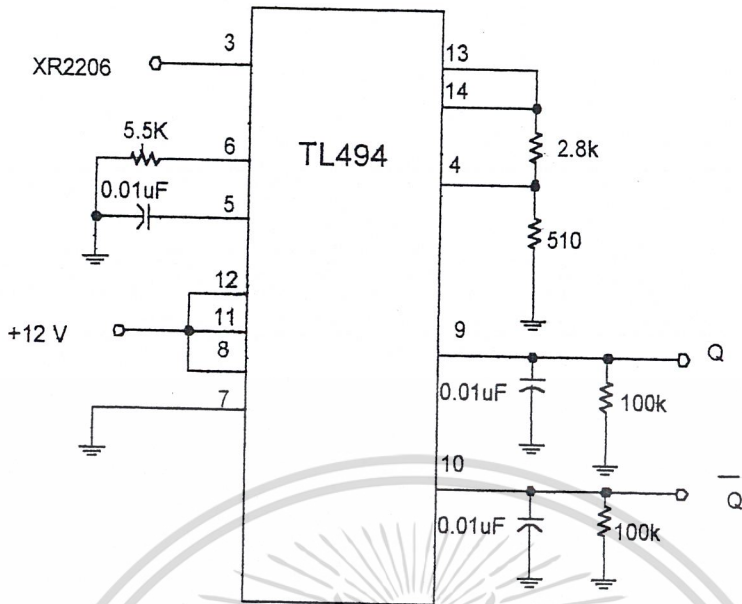


รูปที่ 8.3 แสดง การต่อวงจรอุปกรณ์ต่างๆเข้ากับ XR2206 เพื่อให้ได้สัญญาณ ไซน์

### 8.4 วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย(sawtooth)และมีตัวเปรียบเทียบเพื่อสร้างสัญญาณ PWM

ในส่วนนี้จะใช้ IC TL494 ซึ่งภายในตัว IC TL494 นี้จะมีตัวกำเนิด สัญญาณฟันเลื่อยที่สามารถปรับความถี่ได้แต่ แอมพลิจูดคงที่ และ ภายในยังมีตัวเปรียบเทียบ ที่ใช้ในการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณฟันเลื่อยกับสัญญาณอินพุทอื่นๆ ในที่นี้คือ สัญญาณ ไซน์ที่ออกจาก IC XR2206 ซึ่งเราสามารถปรับระดับ สัญญาณ ไซน์ให้ยกกระดับขึ้นเท่ากับสัญญาณฟันเลื่อยได้เมื่อเปรียบเทียบกันโดยเราจะเอาสัญญาณ ไซน์จาก XR2206 ไปเข้าที่ขา 13 ของ TL494 และเราจะต่อให้เอาที่พุทขา 9,10มีลักษณะเหมือนกัน ลักษณะการต่อวงจร TL494 เป็นดังรูป

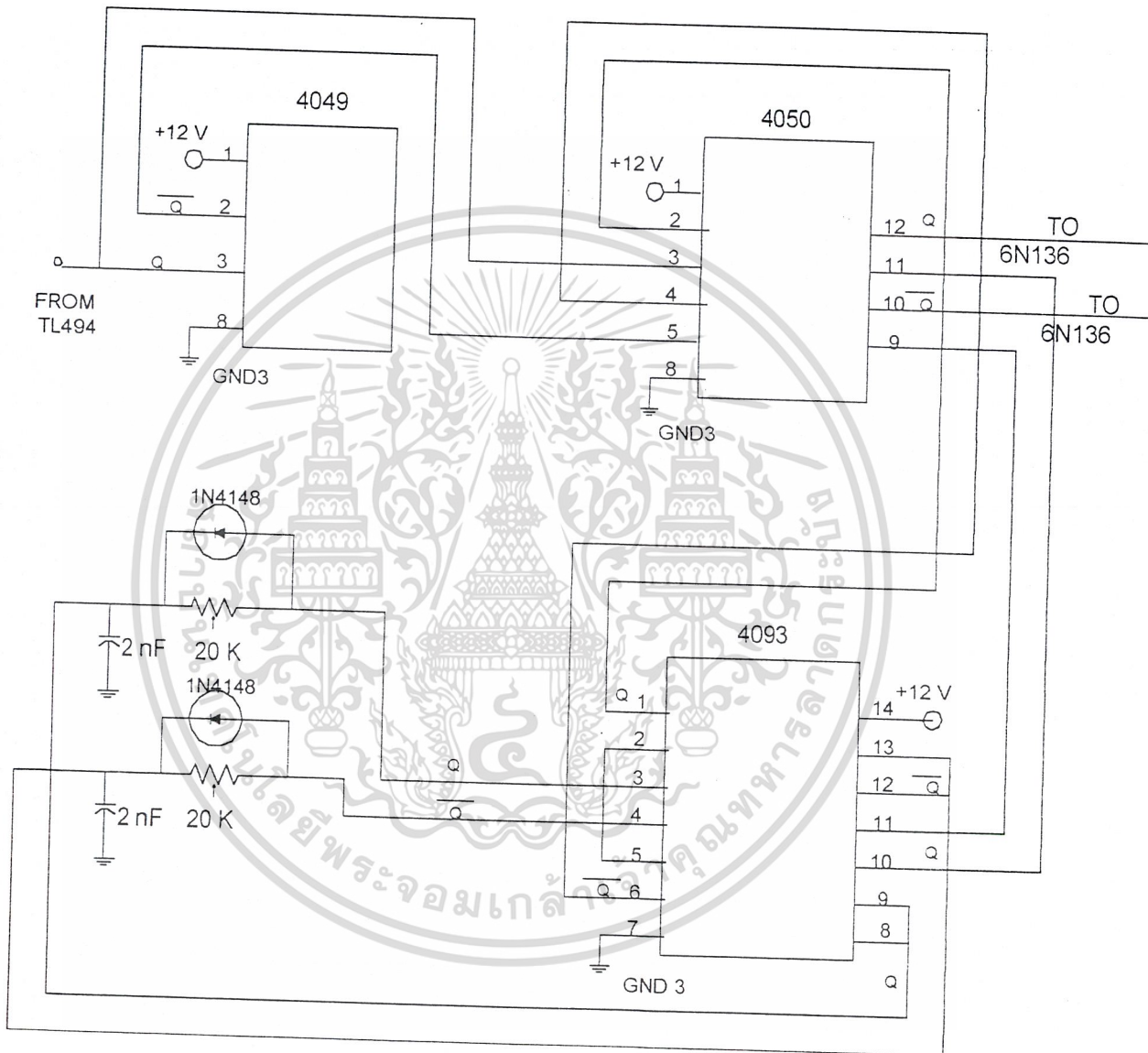
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.4 แสดงการต่อวงจร TL494 เมื่อเป็นตัวมอดคูเลทสัญญาณ สัญญาณที่ได้จาก TL494 จะเป็น SPWM ที่เกิดจากสัญญาณฟันเลื่อยที่ เปรียบเทียบกับ สัญญาณไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 8.5 แสดงวงจรเดทไทยม์

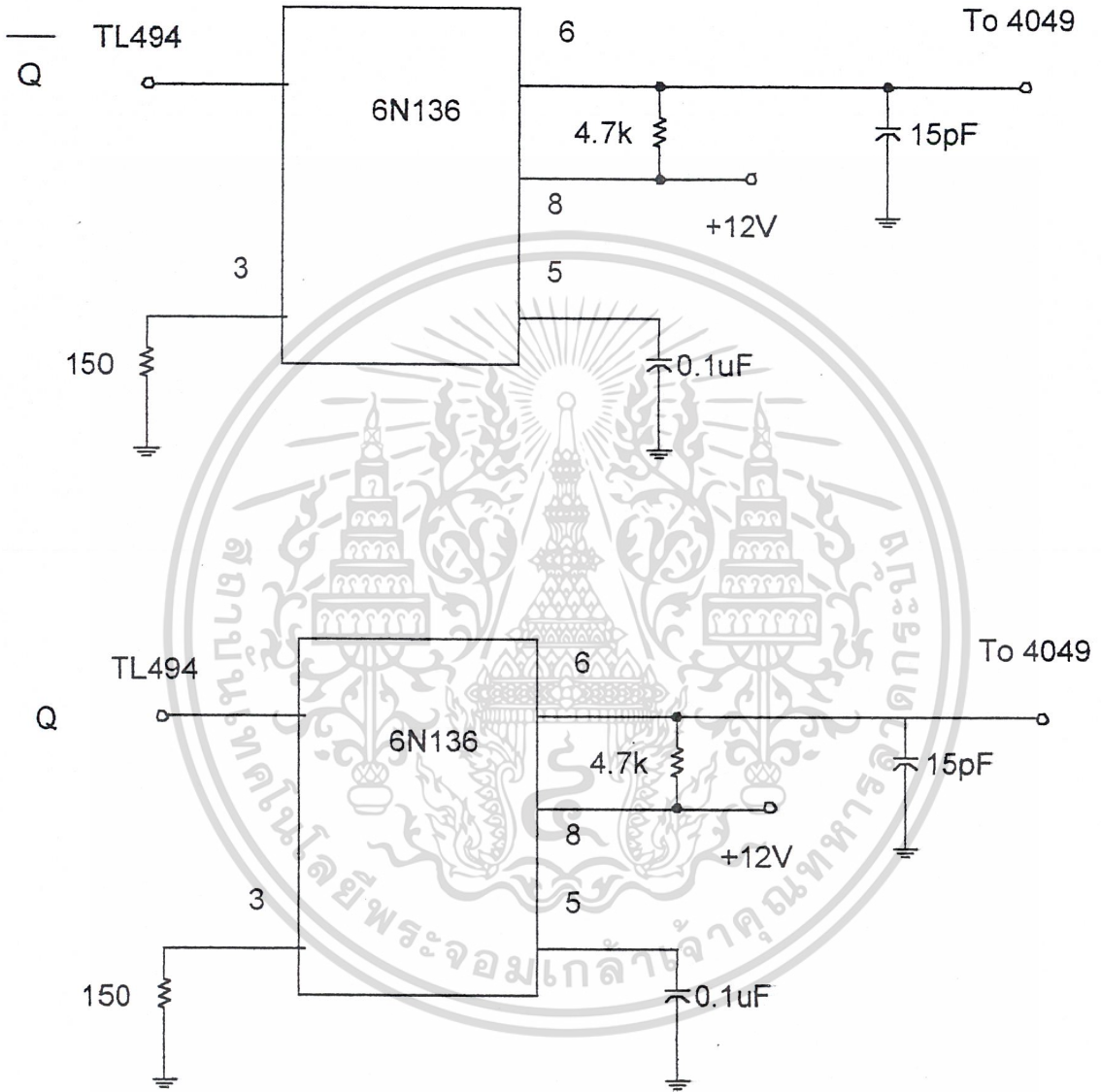


รูปที่ 8.5 แสดงวงจรเดทไทยม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.6 วงจรที่ใช้ในการแยกกราวด์สัญญาณ

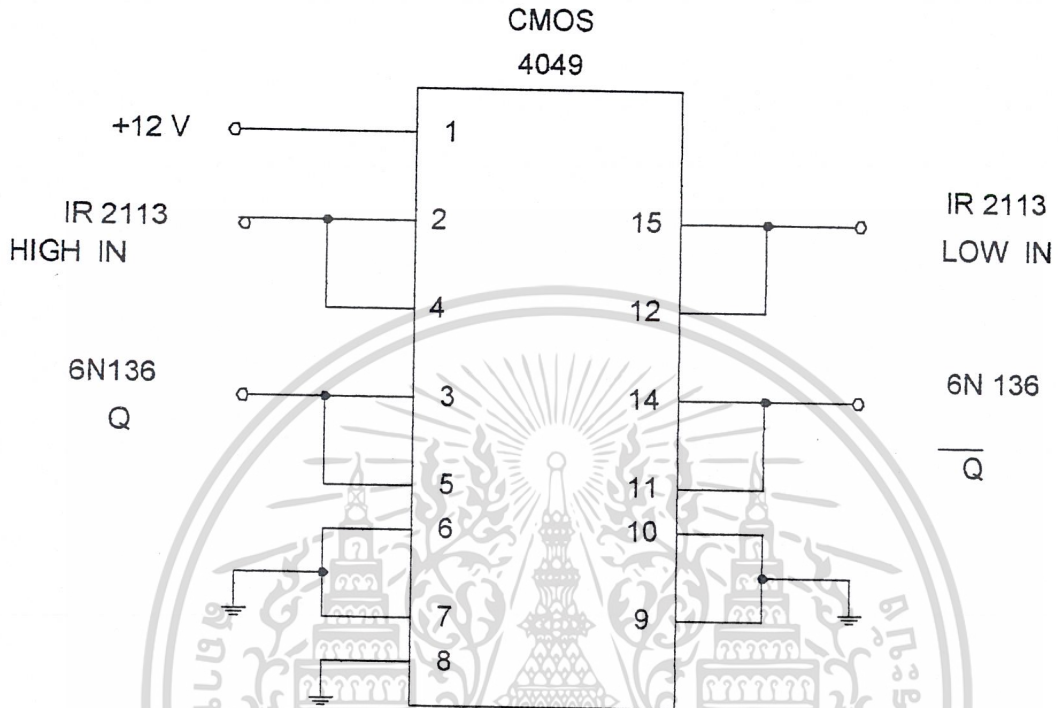
ในที่นี้จะใช้วงจรแยกกราวด์โดยใช้ IC 6N136 ซึ่งสัญญาณที่ออกจาก IC 6N136 จะมีลักษณะกลับหัวจึง ต้องใช้ CMOS4049ซึ่งเป็นตัวอินเวอร์เตอร์ในตัวมันเพื่อกลับสัญญาณเป็นดังเดิม



รูปที่ 8.6 แสดง วงจรแยกกราวด์โดยใช้ IC 6N136

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 8.7 วงจรกลับสัญญาณโดยใช้ CMOS4049

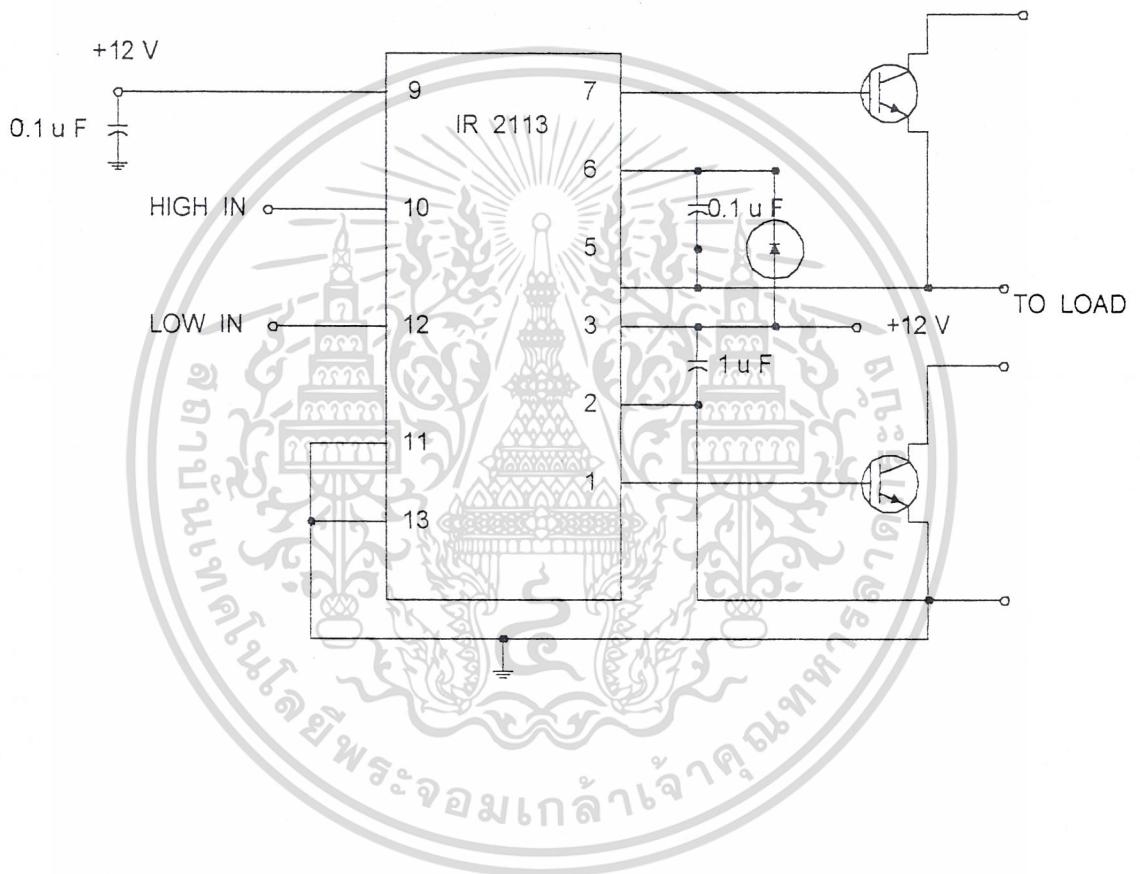


รูปที่ 8.7 แสดงวงจรกลับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.8 วงจรขับเกท MOSFET โดยใช้ไอซี IR2113

สัญญาณที่ออกมาจาก CMOS4049 และเข้าสู่วงจรขับ IGBT ซึ่งในที่นี้จะใช้ IR2113 ซึ่งมี 2 อินพุตและ 2 เอาท์พุท โดยใช้ IR2113 สองตัวลักษณะของวงจรจะเป็นดังรูป



รูปที่ 8.8 แสดงวงจรขับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 9

### ผลการทดลอง

#### 9.1 แผงโซลาร์เซลล์

แผงโซลาร์เซลล์ที่ใช้เป็นของ UNI-SOLAR ผลิตในประเทศเม็กซิโก โดยมีข้อมูลดังนี้  
โซลาร์เซลล์ที่สภาวะมาตรฐาน  $1000\text{w/m}^2$ , AM 1.5, อุณหภูมิ  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$

กำลังไฟฟ้าสูงสุด(Maximum Power)	64W
ศักดาไฟฟ้าที่ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด	15.6 V
ศักดาไฟฟ้าที่ Regulate	24 V
กระแสไฟฟ้าที่ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด	4.1 A
กระแสลัดวงจร	5.1 A
ศักดาไฟฟ้าเมื่อเปิดวงจร	21.3 V
ศักดาไฟฟ้าสูงสุดของระบบ	600 V
ขนาดของฟิวส์ที่นำมาต่อ	15 A
พิกัดต่ำสุดของบล็อกกิ่ง ไดโอด และ	
บายพาส ไดโอด	8 A
ขนาดของสายไฟ	18 – 10 AWG
น้ำหนัก	9.3 Kgs

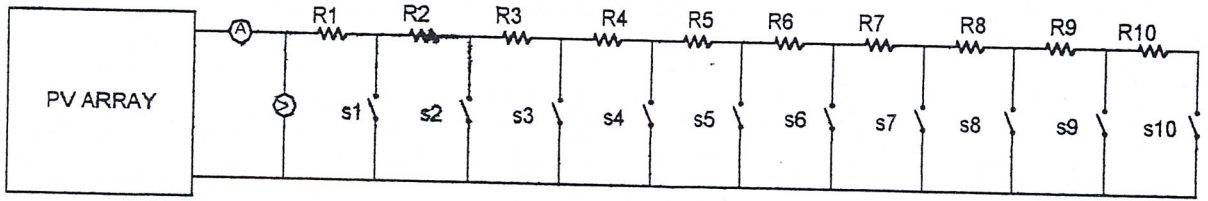
ในการทดลองเราใช้โซลาร์เซลล์ชนิดนี้จำนวน 3 โมดูลย์มาต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าขึ้น ประมาณ 3 เท่า

#### 9.2 การทดสอบหา IV CURVE ของแผงโซลาร์เซลล์

เราสามารถตรวจสอบคุณลักษณะของโซลาร์เซลล์ได้โดยดูจาก IV CURVE ซึ่งหาได้โดยการนำแผงโซลาร์เซลล์ไปต่อกับโหลดซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆแล้วบันทึก กระแสไฟฟ้าและศักดาของโซลาร์เซลล์ไว้ในทุกๆช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดแล้วนำมาวาดกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดที่นำมาใช้ในการทดสอบแสดงดังรูป



รูปที่ 9.1 แสดงโหลดที่ใช้ทดสอบหา IV CURVE ของโซลาร์เซลล์

โดยกำหนดค่าของความต้านทานแต่ละตัวดังต่อไปนี้

$$R1 = 2 \Omega \quad 60 \text{ W}$$

$$R2 = 2 \Omega \quad 60 \text{ W}$$

$$R3 = 2.5 \Omega \quad 60 \text{ W}$$

$$R4 = 2.5 \Omega \quad 60 \text{ W}$$

$$R5 = 2.5 \Omega \quad 60 \text{ W}$$

$$R6 = 3.75 \Omega \quad 40 \text{ W}$$

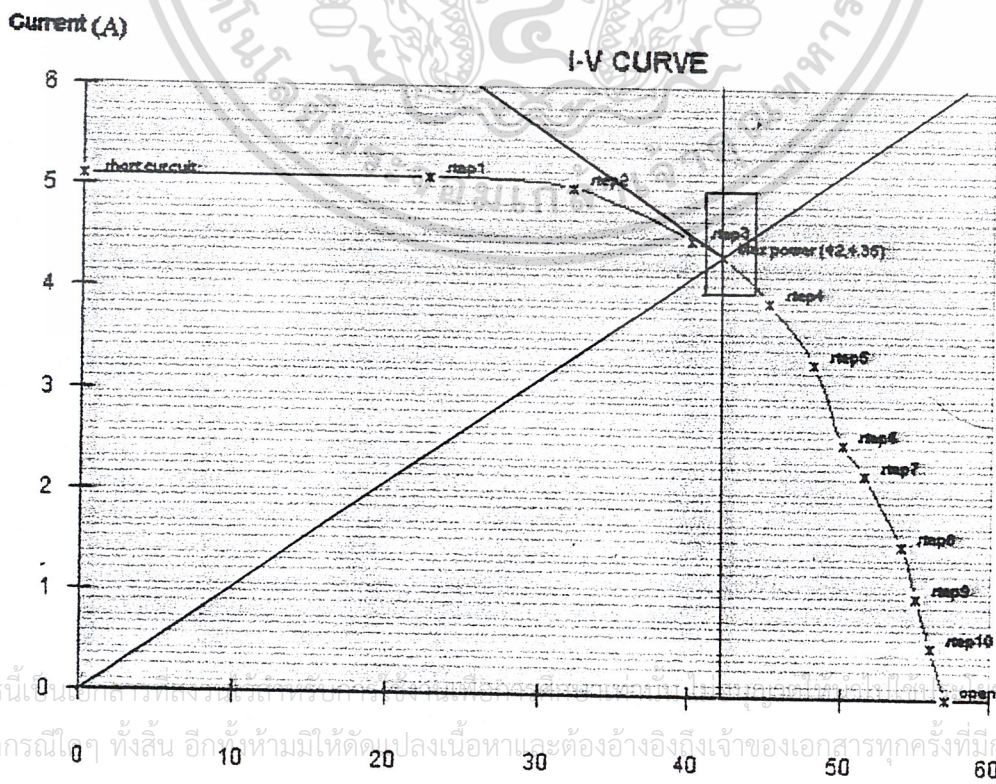
$$R7 = 5 \Omega \quad 40 \text{ W}$$

$$R8 = 15.667 \Omega \quad 40 \text{ W}$$

$$R9 = 22.67 \Omega \quad 30 \text{ W}$$

$$R10 = 50 \Omega \quad 20 \text{ W}$$

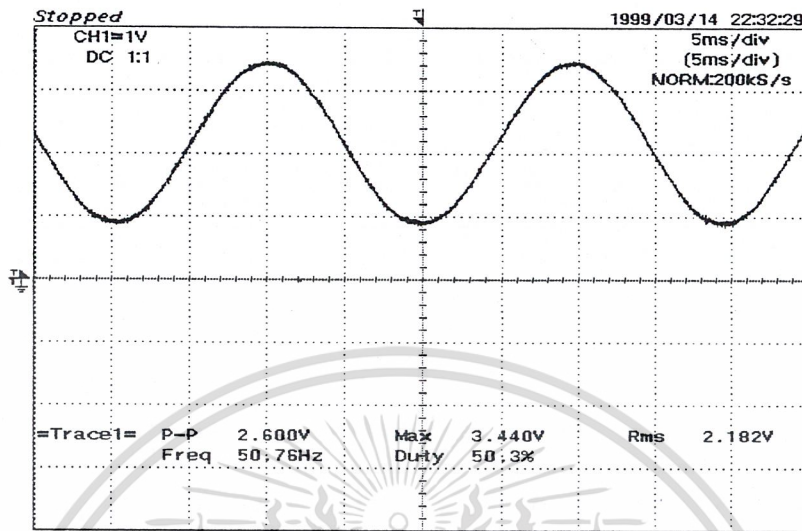
จากนั้นนำผลที่ได้มาแสดงเป็นกราฟรูปที่ 9.2 แสดง IV CURVE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

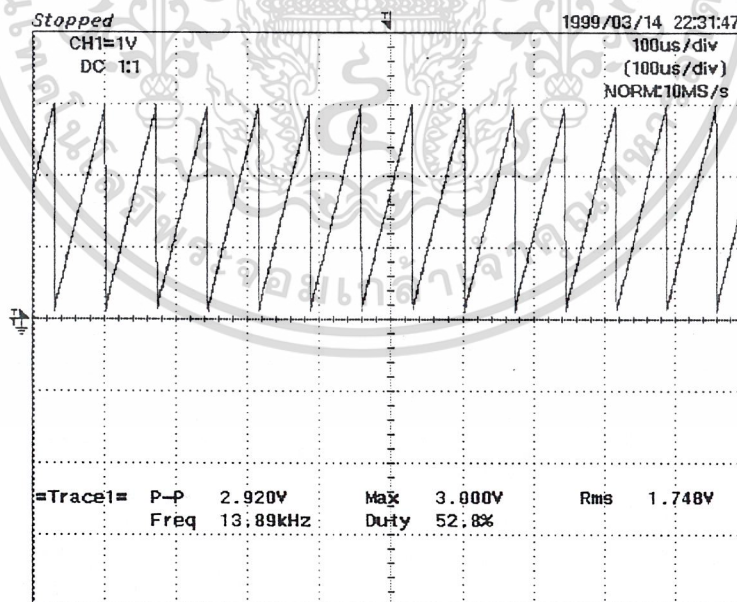
### 9.3 วงจร Control

#### 1. สัญญาณ Reference ที่ได้จาก IC XR2206



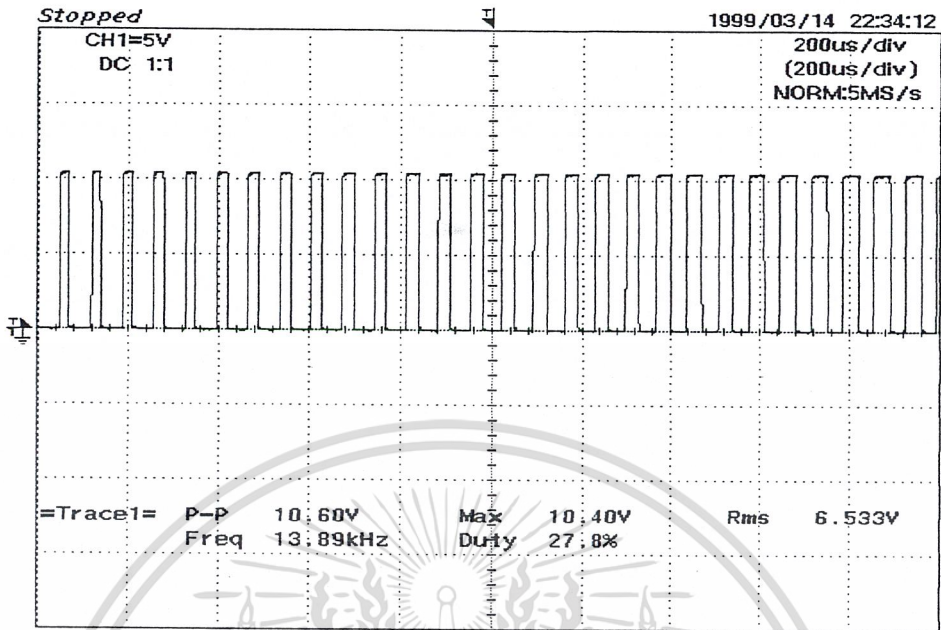
รูปที่ 9.3 แสดงสัญญาณ Sine ที่ได้จาก IC XR2206(1V/DIV,5ms/DIV)

#### 2. สัญญาณ Sawtooth ที่ได้จาก IC TL494



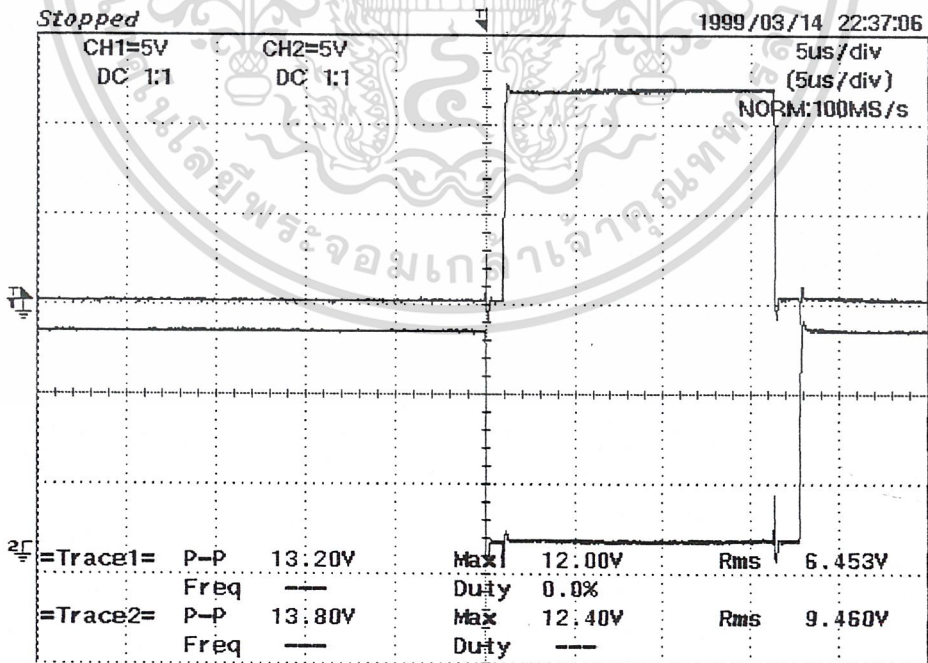
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 9.4 แสดงสัญญาณ Sawtooth ที่ได้จาก IC TL494(1V/DIV,50μs/DIV)  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3. สัญญาณ PWM ที่ได้จาก IC TL494



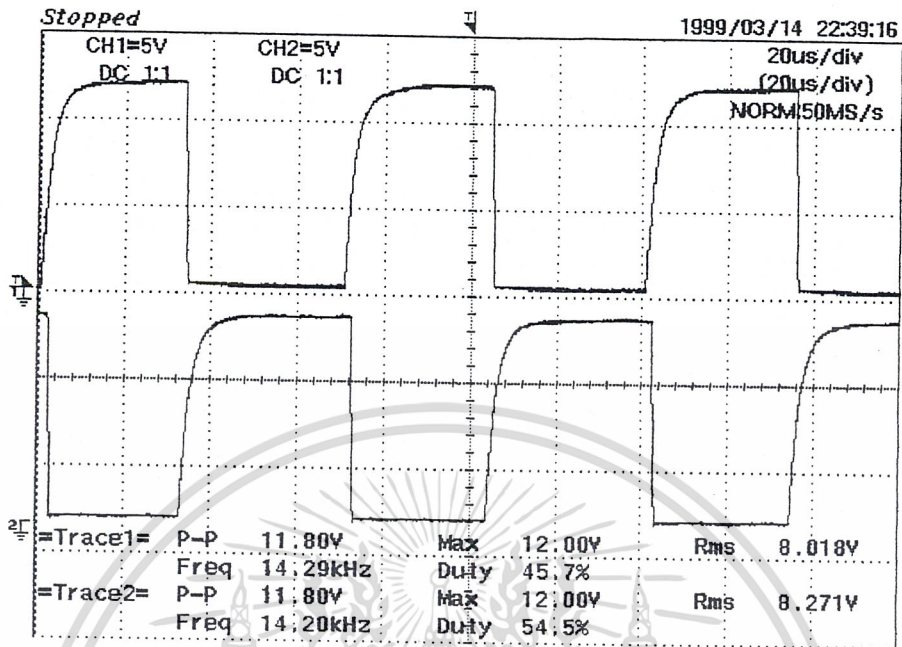
รูปที่ 9.5 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จาก IC TL494(5V/DIV,200μs/DIV)

## 4. สัญญาณที่ออกจากวงจรสร้าง Dead Time



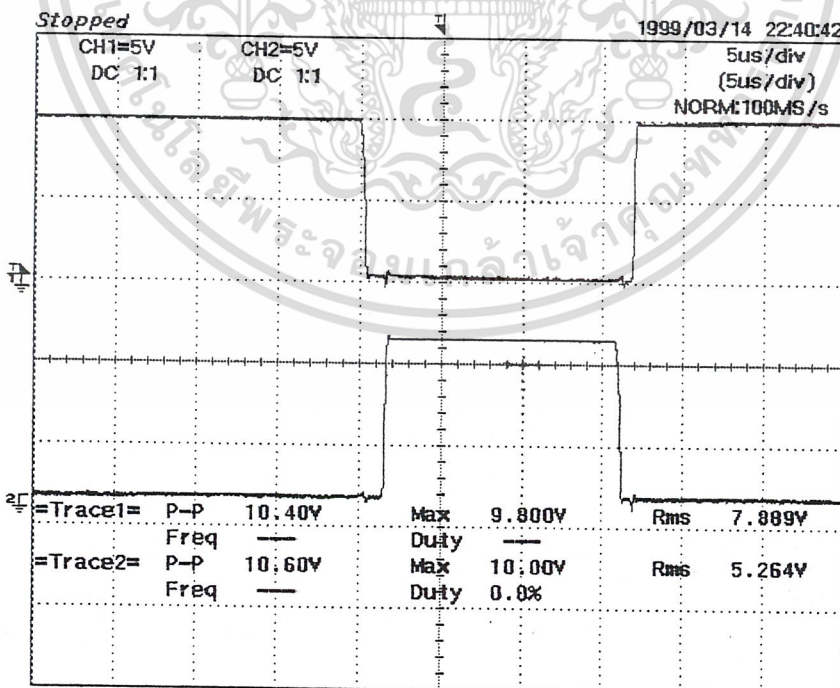
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และอาจมีการเปลี่ยนแปลงโดยไม่另行通知ไปยังผู้ประกอบการค้า  
รูปที่ 9.6 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จาก วงจรการสร้าง Dead Time(5V/DIV,5μs/DIV)  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สัญญาณที่ออกจากวงจรแยกกราวด์ 6N136



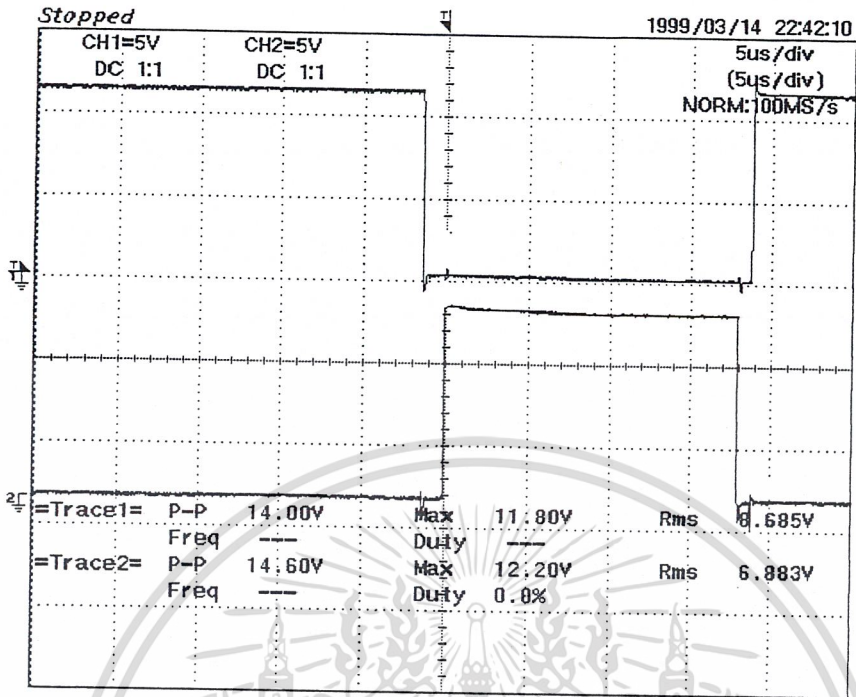
รูปที่ 9.7 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้ออกจากวงจรแยกกราวด์(5V/DIV,20μs/DIV)

6. สัญญาณที่ออกจากวงจรอินเวอร์ตสัญญาณ



รูปที่ 9.8 แสดงสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรอินเวอร์ตสัญญาณ (5V/DIV,5μs/DIV)

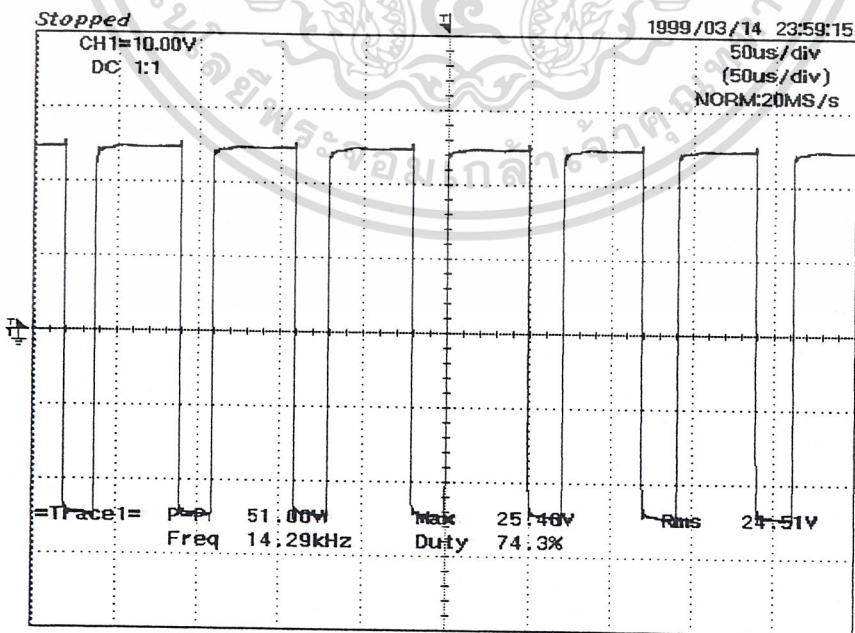
## 7. สัญญาณที่ออกจากวงจรขับเกท IR2113



รูปที่ 9.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรขับเกท IR2113 (5V/DIV, 50µs/DIV)

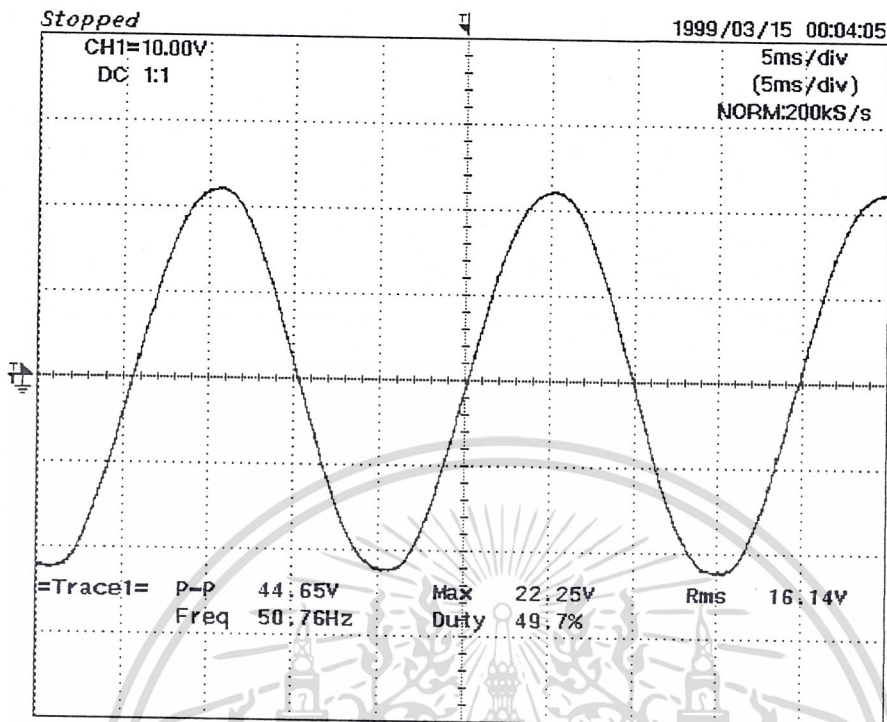
## 9.4 วงจรกำลัง

## 1. สัญญาณที่ออกจากวงจรกำลังที่ยังไม่ผ่านวงจรกรองความถี่



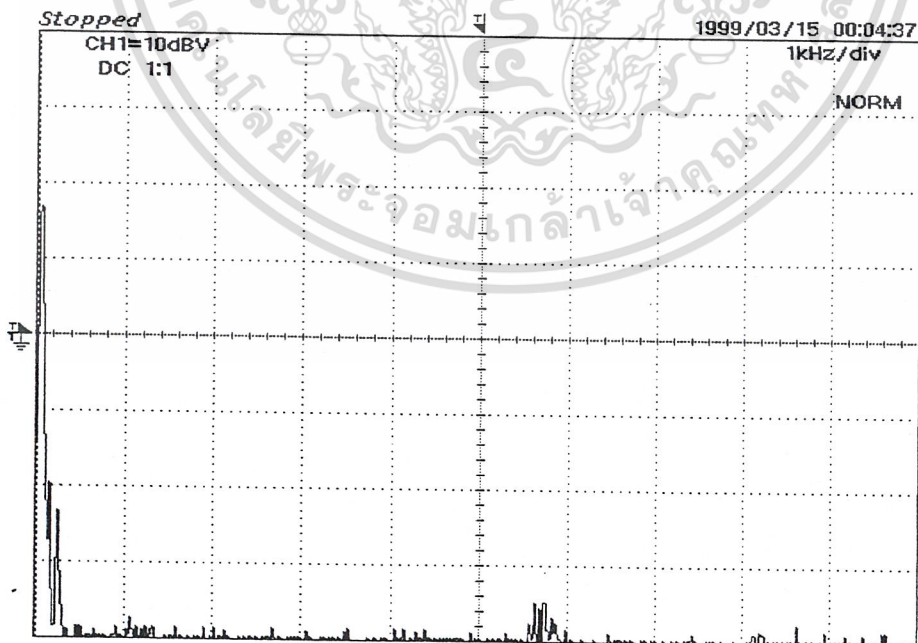
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สรุปที่ 9.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรกำลัง (10 V/DIV, 50µs/DIV) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สัญญาณที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่



รูปที่ 9.11 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ (10V/DIV, 5ms/DIV)

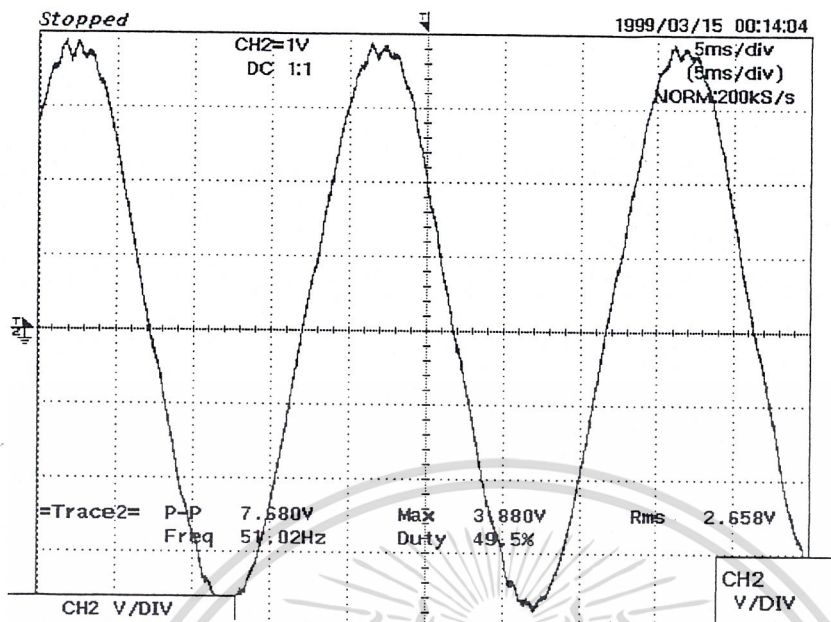
3. สัญญาณแสดงฮาร์โมนิกที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว



รูปที่ 9.12 แสดงฮาร์โมนิกที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว

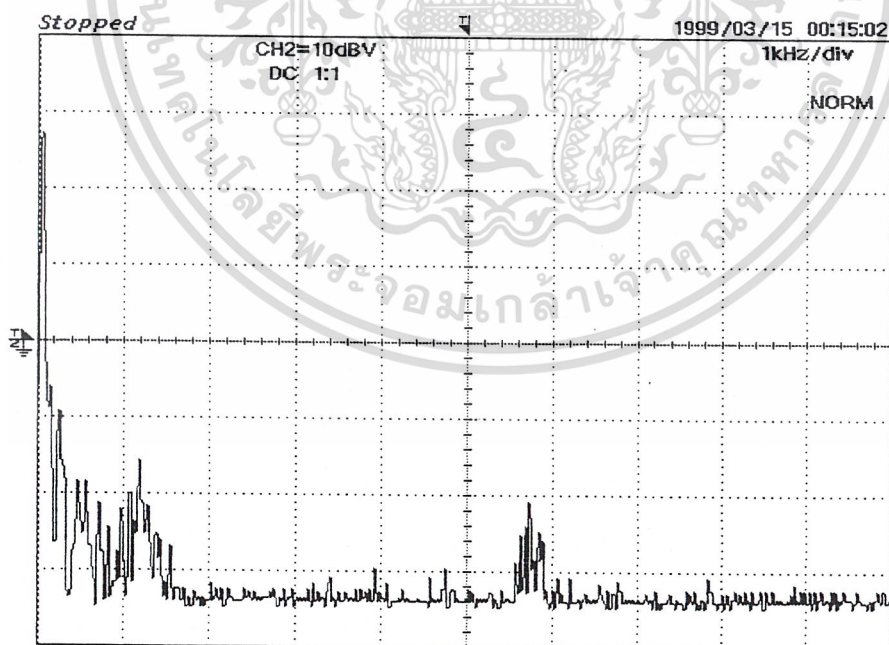
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สัญญาณที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลง 12V/220V



รูปที่ 9.13 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลง 12V/220V (Prob\*100 1V/DIV, 5ms/DIV)

5. สัญญาณแสดงฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 9.14 แสดงฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากวงจรกำลังเมื่อผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 9.5 ผลการทดสอบระบบรวม

การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบเมื่อป้อนแรงดัน 24 Volts

อุปกรณ์ในระบบ	ขนาดโหลด				
	0 W	25 W	40 W	60 W	100 W
Output จาก battery					
แรงดัน (V)	23.5	23.5	23.5	23.5	23.5
กระแส (A)		1.8	3	4.1	4.8
กำลังไฟฟ้า (W)		42	70.5	96	112.8
Output จาก Inverter และ วงจรกรองความถี่					
แรงดัน (Vrms)	14.2	13.1	12.1	11.3	10.6
กระแส (A)		3.6	5.3	6.8	8.2
กำลังไฟฟ้าปรากฏ (VA)		47.16	64.13	76.84	86.92
Voltage regulation(%)		7.7	14.7	20.4	25
Output จาก Transformer					
แรงดัน (Vrms)	260	235	210	187	168
กำลังไฟฟ้า (W)		32	45	57	65
Voltage regulation(%)		9.6	19	28	35
Efficiency(%) of Inverter and Transformer		76.2	63.83	60	53.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่หวังผลใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 10

## สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

## 10.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ระบบไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์นี้ได้ใช้แผง Solar Cells จำนวน 2 Modules

นำมาต่ออนุกรมกัน โดยมี Battery สำรอง มีขนาดกำลัง 100 VA , 220 Volts , 50 Hz ,Single Phase

## แผง Solar Cells

พลังงานที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์นั้นไม่คงที่ ซึ่งแปรเปลี่ยนตามสถานะต่างๆ เช่น ความเข้มแสง อุณหภูมิ มุมที่กระทำต่อแสงอาทิตย์ และ โหลด ทำให้พลังงานที่ได้รับลดลง ซึ่งเราต้องคำนึงถึงปัจจัยต่างๆเหล่านี้ด้วย

## วงจร Regulator

เป็นส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันให้ค่อนข้างคงที่เพื่อนำไปจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งถ้าแรงดันคงที่ก็จะทำให้แรงดันที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์คงที่ด้วย

## ส่วนที่สร้างสัญญาณ

1. ถ้าสัญญาณซายน์ที่ได้จาก XR2206 นั้นจะไม่เท่ากับ 50 Hz พอดี ก็จะทำให้ เอาท์พุทจากวงจรไม่เท่ากับ 50Hz ด้วย
2. ความถี่ของสัญญาณ SPWM นั้นมีการเปลี่ยนแปลงบ้างเล็กน้อย ซึ่งอาจเกิดจากความถี่ของสัญญาณพื้นฐานมีการเปลี่ยนแปลง

## ส่วนวงจรกำลัง

1. สัญญาณที่ได้จากวงจรกำลังจะมีการบิดเบี้ยวบ้างแต่เมื่อนำไปผ่านวงจรรองความถี่แล้ว ทำให้สัญญาณดีขึ้นมาก
2. ค่าตัวเหนี่ยวนำมีผลต่อวงจรเมื่อจ่ายโหลด โดยทำให้มีระดับแรงดันเอาท์พุทลดลง เนื่องจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงควรลดค่าความเหนี่ยวนำลง
3. หม้อแปลงไฟฟ้ามีผลทำให้รูปคลื่นสัญญาณบิดเบี้ยวไปบ้าง และมีค่าความเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลงเอง ทำให้มีผลต่อแรงดันขณะจ่ายโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน ที่ช่วยเป็นที่ปรึกษาสำหรับ โครงการนี้

ขอขอบคุณ ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ช่วยดูแล และให้คำปรึกษา

ขอขอบคุณ อ.พิชิต อ.อนุวัฒน์ อ.คุสิต ที่เลือกโครงการนี้เป็น โครงการยอดเยี่ยมประจำกลุ่ม  
สอง

ขอขอบคุณ อ.สุรินทร์ และ พี่โทมัส ที่คอยช่วยเหลืออยู่ตลอดเวลา ทั้งในด้านคำแนะนำ  
และให้ยืมอุปกรณ์

ขอขอบคุณ อ.ประภากร สำหรับห้องทดลอง และอุปกรณ์อันทันสมัย

ขอขอบคุณ อ.พลพดุง นุชเล็ก นุชใหญ่ สำหรับคำแนะนำเรื่อง Regulator

ขอขอบคุณ ป้อ รุท ที่ให้ยืมห้องโปรเจค

ขอขอบคุณ ปอ สำหรับพาหนะเดินทาง

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ให้ยืมอุปกรณ์ ให้ฝากซื้อของและเป็นกำลังใจมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. Simon Roberts, "Solar electricity" , Prentice Hall , 1991
2. Lasnier Fracne, "Photovoltaic engineering hand book", Bristol , Adam Hilger, 1990
3. James B. Dabney, Thomas L. Harman, "Mastering Simulink2" , Prentice Hall ,1998
4. Tomas Markvart, "Solar electricity" , England , John Wiley & Son , 1996
5. Ned Mohan, "Power electronics" , USA , Addison Wesley, 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# UNI-SOLAR®

## UNI-POWER® SOLAR MODULES

### Owner's Manual & Installation Guide

#### CAUTIONS

UNI-POWER® solar modules produce DC electricity when exposed to light. The voltage from one individual module is not considered hazardous, however if modules are connected in series to increase voltage or in parallel to increase current the shock hazard increases. When installing or working around photovoltaic modules, batteries and related electrical equipment observe industry standards and practices as well as manufacturer's safety recommendations.

#### WARNINGS

- Cover the UNI-POWER modules with an opaque material before making your wiring connections. This will prevent the modules from producing electricity while making the connections and reduce the risk of electric shock or sparks.
- Use insulated tools and wear rubber gloves when handling modules.
- Observe safe electrical practices at all times. Make connections in well-ventilated areas free from flammable gas vapors and open flames.
- Observe proper polarity when connecting UNI-POWER modules into an electrical circuit. Reverse connection will damage the module and may result in fire.
- Do not use any UNI-POWER module without blocking diode protection to prevent reverse currents from flowing into the module either from a battery or from another module in the circuit.
- Do not attempt to concentrate

sunlight on the modules for increased output. Doing so may cause damage and will void the warranty.

- Do not walk on the modules and avoid dropping any sharp objects on the face.
- Contact appropriate authorities before installing UNI-POWER modules to determine if permits and inspections are required for your particular area.
- Ground module frame and all metal structures for all systems at any voltage. Follow the requirements of the National Electric Code or other applicable code for your location.
- Module installation should be performed only by qualified persons. If you are not familiar with electrical power equipment contact a trained electrician to assist you with your installation.

#### DISCLAIMER OF LIABILITY

The information contained in this manual is based on United Solar's knowledge and experience, but such information and suggestions do not constitute a warranty expressed or implied. Because the methods of installation, use and maintenance of UNI-POWER solar modules are beyond the control of United Solar, United Solar assumes no responsibility and expressly disclaims liability for any loss, damage or expense associated with the use, installation or operation of the product. Any liability of United Solar is strictly limited to the Limited Warranty attached hereto. United Solar reserves the right to make changes to product specifications or to the instruction manual without notice.

#### INSTALLATION

##### Mounting

Mounting holes on the aluminum frame of the UNI-POWER modules are provided that fit 1/4 inch diameter fasteners. (See Figure 1.) Mount the modules using at least 4 fasteners with lockwashers. Using the 4 middle mounting holes provides the greatest strength. Clearance between the UNI-POWER module and a mounting surface can be the minimum necessary to prevent wire chafing.

##### Orientation

Pick a location with a maximum exposure to sunlight. Avoid shadows, especially during the middle of the day. Orient the module so that the surface will receive the maximum sun exposure over the year for your particular site. Typically this is achieved by tilting the module toward the equator at an angle equal to the latitude of the site plus 10 degrees. To increase summer performance use a shallower tilt angle, to increase winter performance use a steeper tilt angle.

##### Wiring

There is a wiring junction box located on the rear of each module. (See Figure 2.) To access the junction box, loosen the 4 captive screws and lift off the cover. The junction box is equipped with 4 knock-outs which will accept either electrical conduit (1/2" trade size) or strain-reliefs. It is not recommended to run wires through the knock-outs without the use of either strain-reliefs or conduit. You may use any combination of knock-outs which is most convenient for

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

your installation. Use a tool such as a screwdriver to remove the knock-out. Install either a strain-relief or a conduit fitting. Follow the diagram in Figure 2 to make your wiring connections. For connecting multiple modules in series or parallel, refer to Figure 3. Reposition the cover on the junction box and tighten the 4 screws.

### Blocking Diodes

Proper use of a suitable blocking diode prevents reverse current flow into a module from a battery, another parallel-connected module or from another charging source.

For 12 volt systems it is necessary to use a blocking diode in series with each module. One of the supplied jumpers may be used to install a blocking diode in the module junction box if desired, refer to Figure 3.

For higher voltage systems you may use a single blocking diode of appropriate rating in each series-connected string of modules. Use an external termination box to mount the diode

## UNI-POWER Solar Modules Specifications

	US-32	US-64
Rated Power (Watts)	32	64
Operating Voltage (Volts)	15.6	15.6
Operating Current (Amps)	2.05	4.1
Open Circuit Voltage (Volts)	21.3	21.3
Open Circuit Voltage (Volts) at -10° C and 1250 W/m <sup>2</sup>	24.5	24.5
Short Circuit Current (Amps)	2.55	5.1
Short Circuit Current (Amps)* at 75° C and 1250 W/m <sup>2</sup>	3.3	6.6
Series fuse rating (Amps)	4	8
Minimum blocking diode or bypass diode rating (Amps)	4	8
Weight (lbs./kgs.)	10.8/4.9	20.5/9.3

Table 1. Electrical specifications ( $\pm 5\%$ ) are based on measurements performed at Standard Test Conditions of 1000 W/m<sup>2</sup> irradiance, Air Mass 1.5, and Cell Temperature of 25° C after long-term stabilization. Performance may vary up to 10% from rated power due to low temperature operation, spectral and related effects.

\* Refer to section 690-8 of the National Electric Code for an additional multiplying factor of 125% which may be applicable.

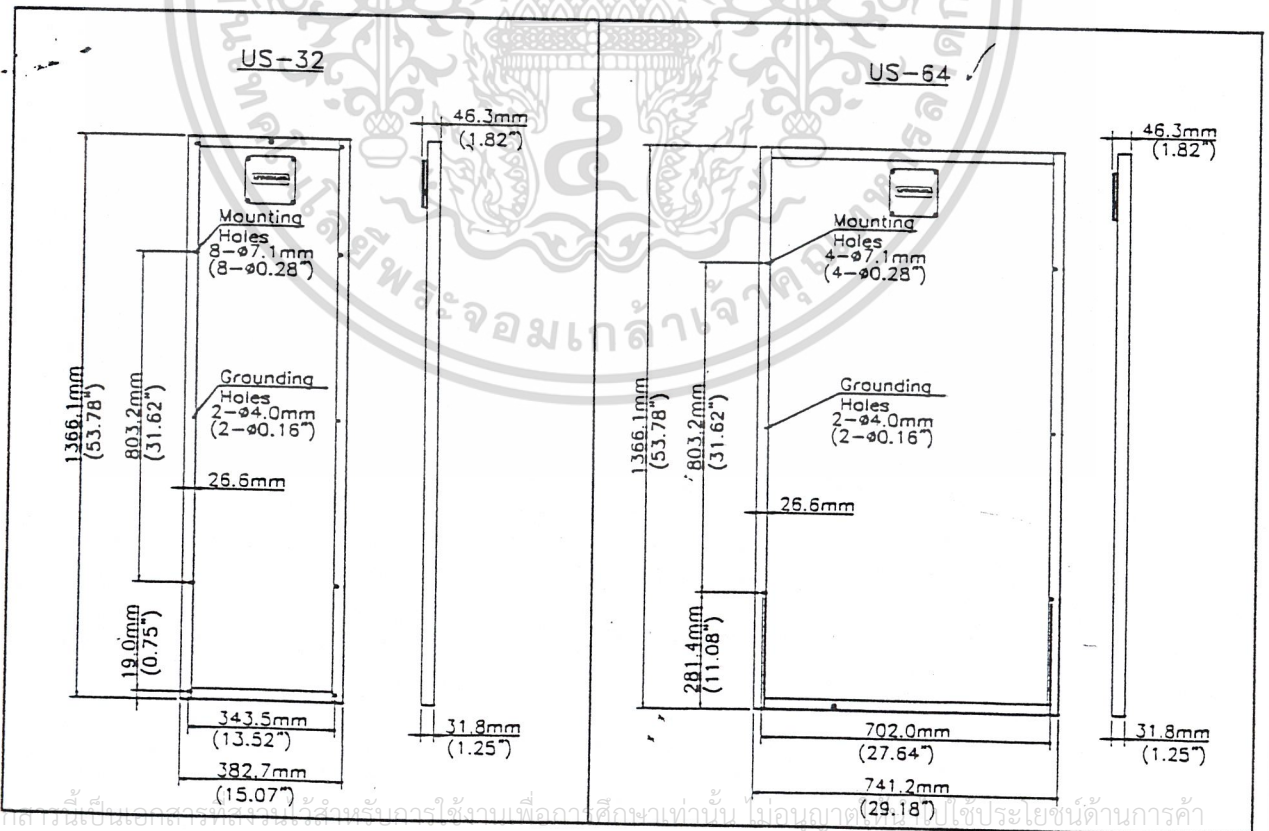


Figure 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการนำไปใช้  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and any heat sink. Contact United Solar Systems for assistance.

### Bypass Diodes

Every *UNI-POWER* module includes a bypass diode across each cell, which results in reduced power loss under partial shadow conditions. When 2 or more modules are connected in series, a bypass diode can be installed in the module junction box using the supplied jumpers, providing further shadow tolerance. (See Figure 3.) Contact United Solar Systems for assistance.

### Charge Regulation

The use of a charge regulator is recommended in battery systems to prevent the solar module from overcharging the battery. Follow the manufacturer's instruction for installation of the regulator.

### High Voltage Systems

*UNI-POWER* solar modules are suitable for use in high voltage systems up to 600 volts. Contact United Solar Systems for specific design advice and assistance. Do not

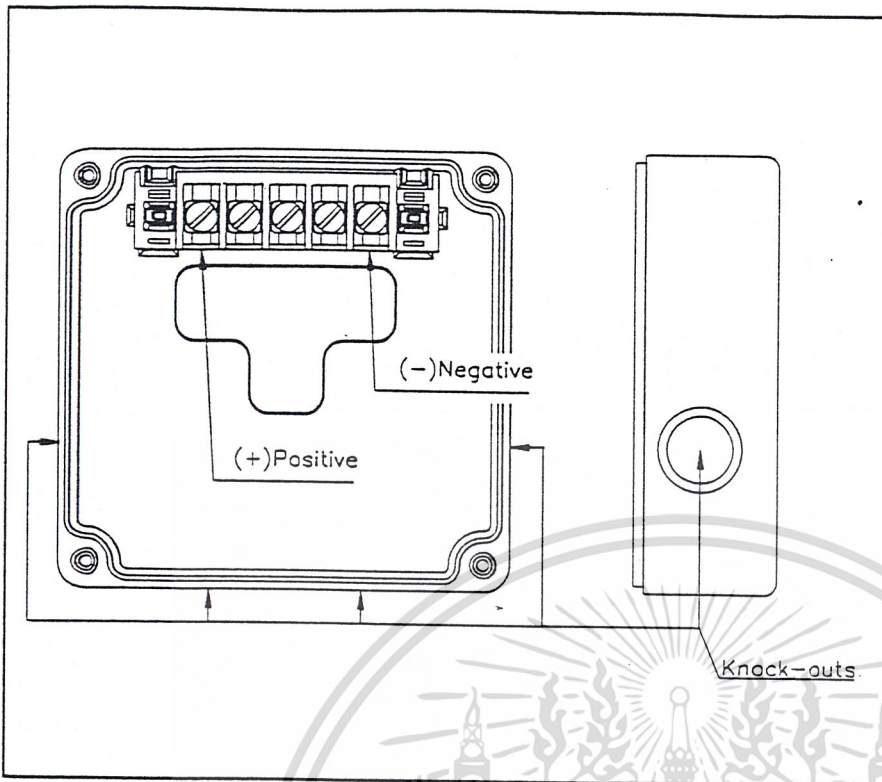


Figure 2

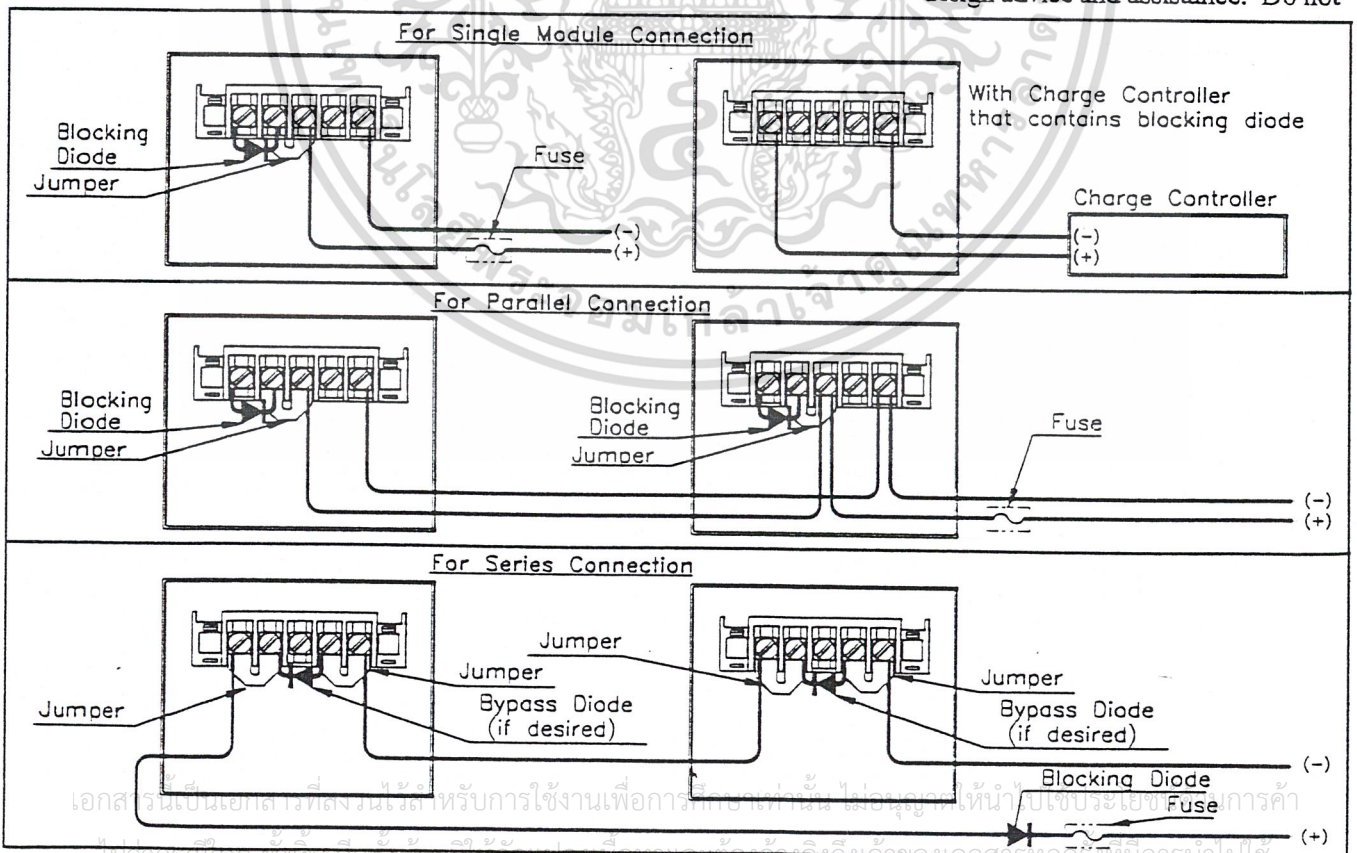


Figure 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 หน่วยงานใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ให้มีเหตุเปลี่ยนแปลงและต้องขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

use *UNI-POWER* modules in systems having an open circuit voltage greater than 600 volts DC.

### Wire Selection

Use insulated, stranded copper wire rated at least 90° C for module-to-module wiring. Allowable wire size is 10-18 AWG. Wire insulation and size should be chosen for maximum temperature and environment. Refer to the National Electric Code section 690-8 or other recognized standard.

### Grounding

The frame of each module should be connected to earth ground. A self-threading grounding screw and cup washer are provided with each module that can be used to attach a ground wire to the frame using the grounding holes shown in Figure 1. Module mounting fasteners can be used for grounding purposes, in which case a star lock washer must be used to ensure a good electrical connection to the module frame. Consult the National Electric Code or other recognized standard for grounding requirements.

### Maintenance

Check the wiring connections periodically for tightness and corrosion. Clean the front surface of the modules as needed with mild soap and water. Do not use abrasive cleaners or solvents. Be careful when washing the modules, as the combination of water and electricity may present a shock hazard. Wear rubber gloves and disconnect the array from the batteries. Short circuit the output of the modules or wash at night.

## Warranty

### Limited Warranty Ten-Year

United Solar Systems Corp. warrants the solar module against lost

power output as follows: For a period of ten (10) years from the date of sale to the original purchaser, modules returned by the original purchaser to an authorized United Solar Systems Distributor or Service Facility which upon inspection are determined to exhibit a power output of less than 90 % of the Minimum Rated Power specified at the time of sale due to defects in materials or workmanship will be repaired or replaced, or, at the option of United Solar Systems Corp., it will replace such lost power by providing to buyer additional modules to restore total wattage of all defective modules in the user's installation or system to 90% of the Rated Power output.

### What is not covered by the Warranty

This warranty does not apply to any module which in the judgment of United Solar Systems Corp. has been subject to misuse, neglect or accident or which has been damaged through abuse, alteration, improper installation or application, or negligence in use, storage, transportation or handling, or repaired by anyone other than United Solar Systems Corp. The warranty does not cover any transportation costs for return of module or for reshipment of any repaired or replaced module, or cost associated with installation, removal or reinstallation of modules.

### Warranty Limitations

United Solar Systems Corp. shall have no responsibility for damage to persons or property or other loss or injury resulting from defect in the module or from improper use or installation. Under no circumstances will United Solar Systems Corp. be liable for any incidental or consequential damage. Any warranties implied by law, including those of merchantability and fitness for a particular purpose are hereby expressly disclaimed. The maximum liability of United Solar Systems

Corp. is limited to the purchase price of the system. Such liability shall be limited in duration to twelve (12) months from the date of original purchase. This warranty is in lieu of all other warranties, expressed or implied. The purchaser's exclusive remedy shall be only as stated herein. Some states do not allow limitations on how long an implied warranty lasts or the exclusion or limitation of incidental or consequential damages, so the above limitations or exclusions may not apply to you.

### Obtaining Warranty Performance

Fill out and return the Warranty Registration Card, if supplied with the module, within thirty (30) days after purchase. Failure to return the card will not affect your rights under the warranty so long as you can establish the date on which you purchased the module. If you feel you have a claim under this warranty, first contact the dealer who sold you the module or any Authorized United Solar Systems Distributor. Check local telephone listings for location. The dealer or distributor will give advice on handling the claim. If further assistance is required, write United Solar Systems Corp. for instructions. The return of any module will not be accepted by the factory unless prior written authorization has been given by United Solar Systems Corp.

This warranty gives you specific legal rights, and you may also have other rights which vary from state to state.

United Solar Systems Corp.

Sales/Customer Service Office  
5278 Eastgate Mall  
San Diego, CA 92121  
(800) 397-2083  
(619) 625-2080  
fax (619) 625-2083

Corporate Office  
1100 West Maple Road  
Troy, MI 48084  
(800) 843-3892  
(810)-362-4170  
fax (810) 362-4442

# Monolithic Function Generator

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage having a very small effect on distortion.

## FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion — 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability — 20 ppm/°C, Typical
- Wide Sweep Range — 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity — 0.01%V, Typical
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range — 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle — 1% to 99%

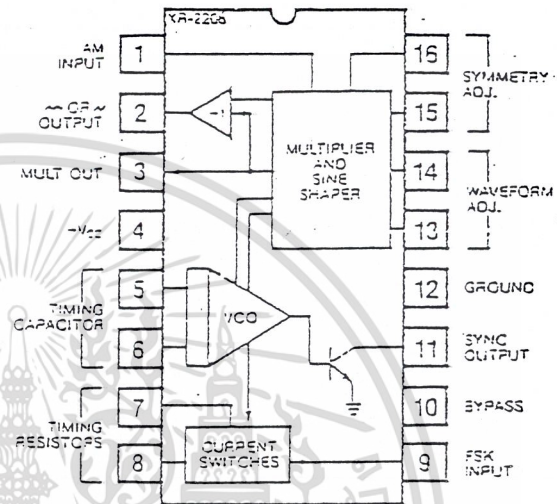
## APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

## SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

# XR-2206

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1,  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ$ ,  $C = 0.01 \mu F$ ,  $R_1 = 100 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 k\Omega$ ,  $R_3 = 25 k\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Single Supply Voltage	10		25	10		25	V	
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10 k\Omega$
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$ , $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$ , $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	3000:1		2000:1			$f_H = f_L$	$f_L @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$ , $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		3			3		%	$f_L = 100 Hz$ , $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	See Figure 4.
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $k\Omega$	See Note 1, Figure 2.
Sine Wave Amplitude	40	60	90	60			mV/ $k\Omega$	Figure 1, $S_1$ Open
Max. Output Swing		6			6		V <sub>o-p</sub>	Figure 1, $S_1$ Closed
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	
Sine Wave Amplitude Stability		$\pm 500$			$\pm 800$		ppm/ $^\circ C$	For 1000:1 Sweep See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	$R_1 = 30 k\Omega$ See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$k\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V <sub>o-p</sub>	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.5	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	$\mu A$	$V_{11} = 35V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_1$ , on Pin 2. See Figure 2

Note 2: For maximum amplitude stability,  $R_2$  should be a positive temperature coefficient resistor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้ XR-49

# XR-2206

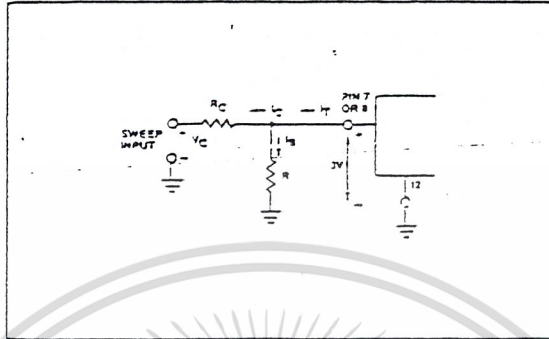


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

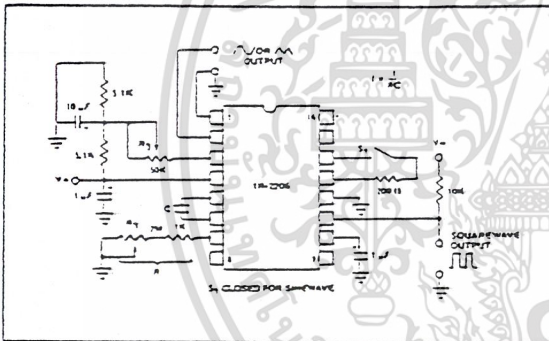


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of  $R_2$ .)

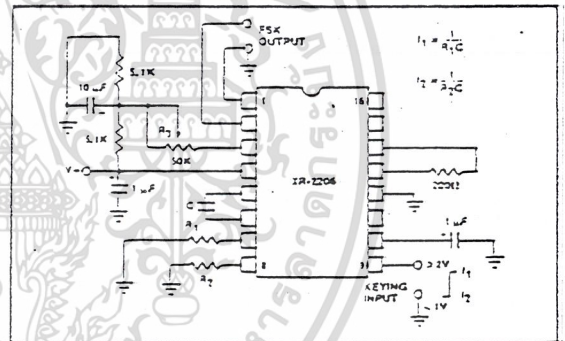


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

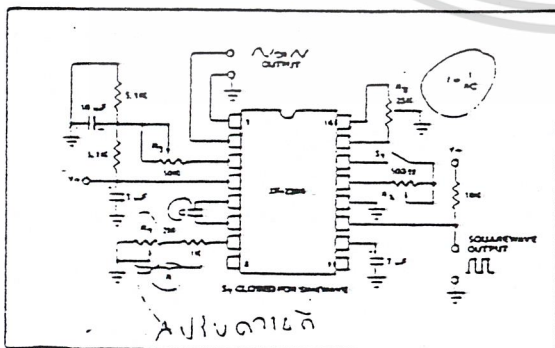


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. ( $R_2$  Determines Output Swing — See Figure 2.)

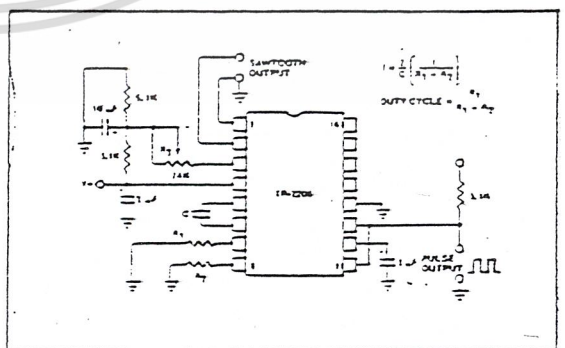


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage  $\geq 2V$ , only  $R_1$  is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is  $\leq 1V$ , only  $R_2$  is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels,  $f_1$  and  $f_2$ , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to  $V^-$ .

### Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $\approx V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Sine Wave Generation

#### Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer,  $R_1$  at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than  $V^+/2$ , and the typical distortion (THD) is  $< 2.5\%$ . If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with  $V^-$ . For split-supply operation,  $R_3$  can be directly connected to ground.

#### With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to  $\approx 0.5\%$  by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint, and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

### Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

### FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

### Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of  $1k\Omega$  to  $2M\Omega$ .

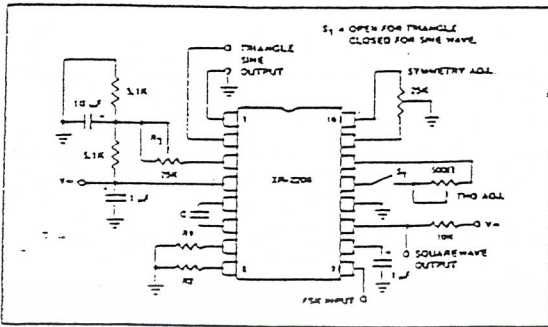


Figure 1: Basic Test Circuit.

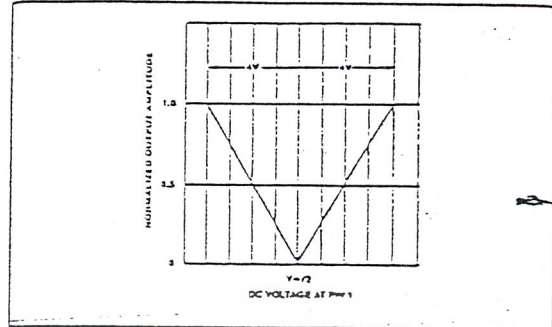


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

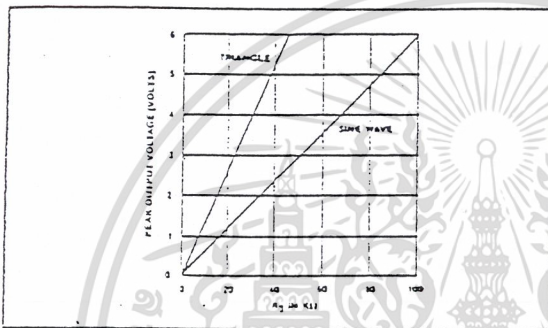


Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor,  $R_3$ , at Pin 3.

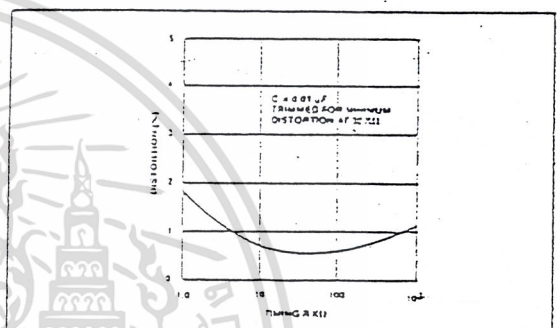


Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

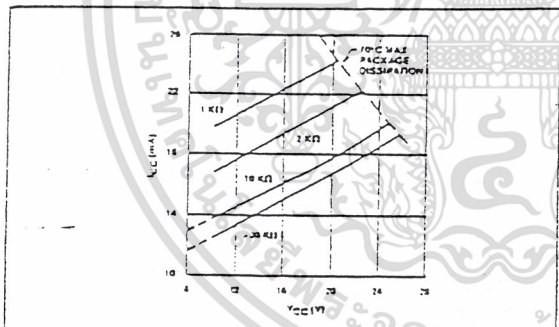


Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing,  $R$ .

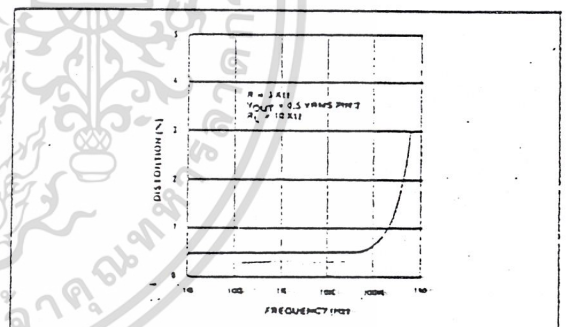


Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

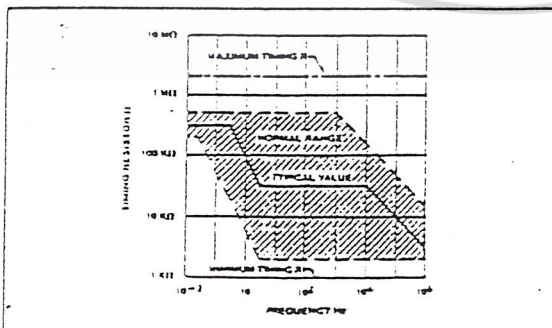


Figure 4:  $R$  versus Oscillation Frequency.

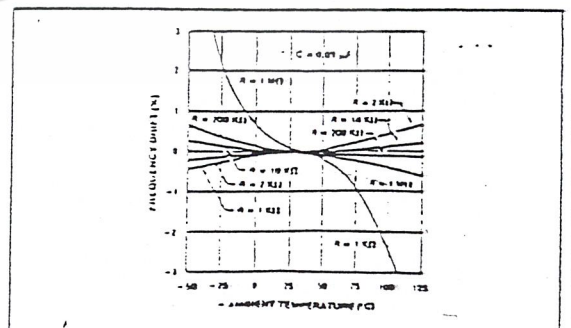


Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# KR-2206

## PRINCIPLES OF OPERATION

### Description of Controls

#### Frequency of Operation:

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor, C, across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R, connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C. The recommended values of R, for a given frequency range, are shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for  $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$ . Recommended values of C are from 1000 pF to 100  $\mu\text{F}$ .

#### Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{300 I_T (\text{mA})}{C (\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at  $-3\text{V}$  with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$  over a wide range of current values, from  $1 \mu\text{A}$  to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{R_C} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K, is given as:

$$K = \delta f / \delta V_C = - \frac{0.32}{R_C C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safe operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq 3 \text{ mA}$ .

#### Output Amplitude:

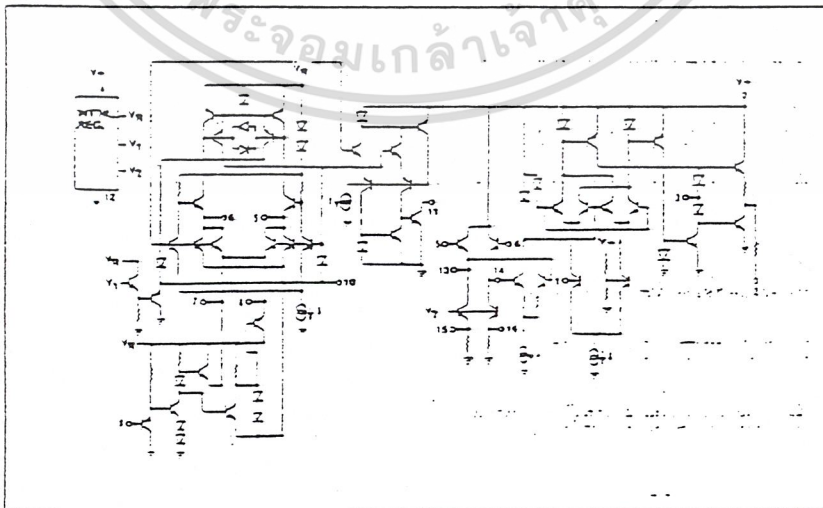
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor,  $R_3$ , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per  $\text{k}\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per  $\text{k}\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$  would produce approximately  $\pm 3\text{V}$  sinusoidal output amplitude.

#### Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100  $\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within  $\pm 4$  volts of  $V_T/2$  as shown in Figure 5. As this bias level approaches  $V_T/2$ , the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

**CAUTION:** AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of  $V_T$ .

## EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

TL494  
TL495

### Specifications and Applications Information

#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Slewing Control (TL495 Only)

#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-05



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-02

TL495

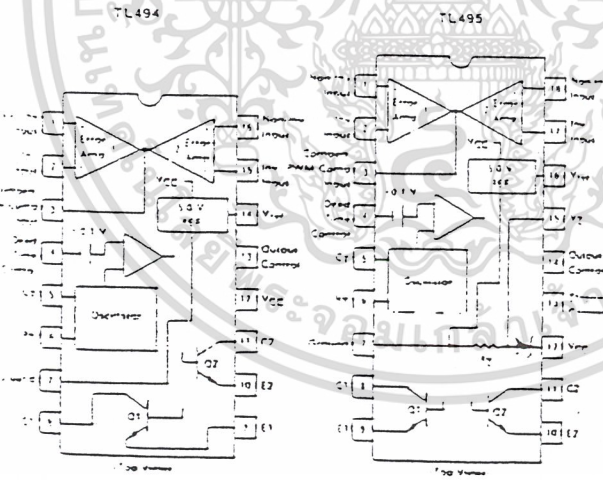


N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 726-01

#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

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

The TL494C and TL495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494IN and TL495IN are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494MJ is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

MOTOROLA LINEAR INTERFACE DEVICES

4-319

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

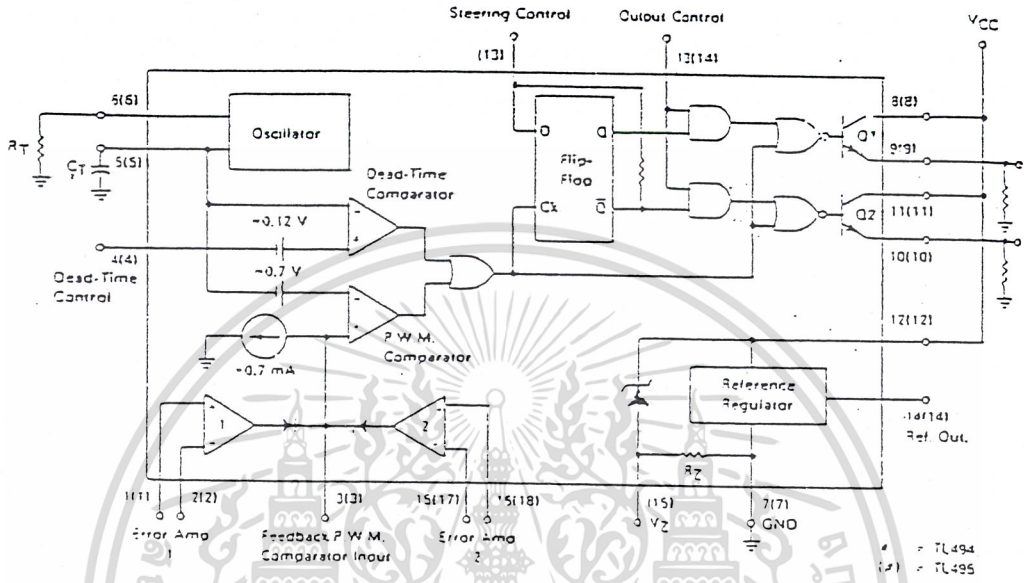
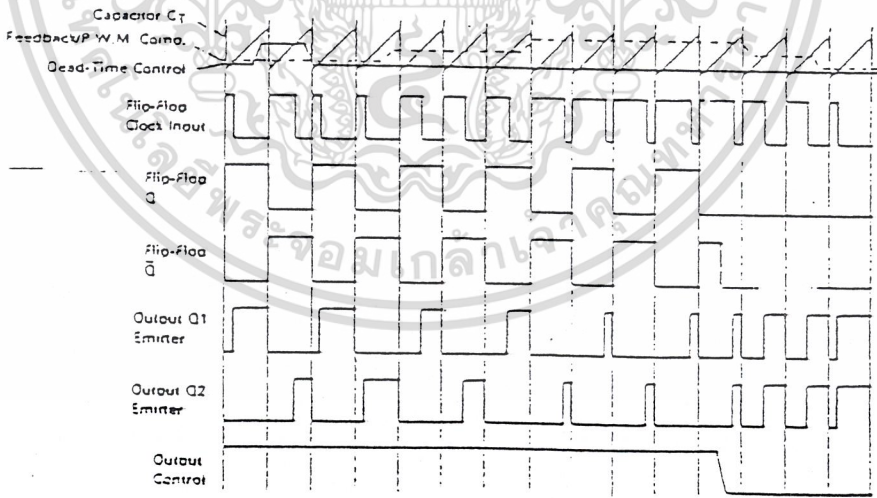


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494, TL495

## Description

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

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

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

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 95% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

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

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

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

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

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where  $V_{CC}$  is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

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

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494(TL495)	TL494C, TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>CO</sub> , V <sub>CO2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>CO</sub> , I <sub>CO2</sub>	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	V <sub>CC</sub> - 0.3	V <sub>CC</sub> - 0.3	V <sub>CC</sub> - 0.3	V
Power Dissipation (in T <sub>A</sub> = 45°C)	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	100	30	°C/W
Power Derating Factor	1/R <sub>θJA</sub>	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494-TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>CO</sub> , V <sub>CO2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>CO</sub> , I <sub>CO2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I <sub>FB</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>REF</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.3	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, f<sub>osc</sub> = 10 kHz unless otherwise noted.)  
For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min/max values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>REFERENCE SECTION</b>								
Reference Voltage (I <sub>Q</sub> = 10 mA)	V <sub>REF</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change vs Temperature (ΔT <sub>A</sub> = Min to Max)	ΔV <sub>REF</sub> /ΔT	—	0.2	0.6	—	1.7	2.6	%
Input Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	ΔV <sub>LINE</sub>	—	2.0	15	—	2.0	15	mV
Output Regulation (I <sub>Q</sub> = 10 mA to 10 mA)	ΔV <sub>LOAD</sub>	—	1.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>REF</sub> = 0 V, T <sub>A</sub> = 25°C)	I <sub>SC</sub>	0	15	50	—	15	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>OUTPUT SECTION</b>								
Collector OH-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{COH}$	—	2.0	100	—	2.0	100	mA
Emitter OH-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{EOH}$	—	—	-150	—	—	-100	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{CC} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	mA
High State ( $V_{CC} = V_{reg}$ )	$I_{OC}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>								
Input Offset Voltage ( $V_O$ (pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	—	2.0	—	—	1.0	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	—	5.0	—	—	100	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	—	0.1	—	—	1.0	nA
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ )	$V_{ICM}$	-0.3	—	—	$V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Load Voltage Gain ( $V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_I = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	—	85	—	—	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$f_{ucl}$	—	—	150	—	—	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	—	70	—	—	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$CMRR$	65	—	70	—	—	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$PSRR$	—	—	100	—	—	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (pin 3) = 0.7 V)	$I_{OL}$	0.3	—	3.7	—	—	—	A
Output Source Current ( $V_O$ (pin 3) = 3.5 V)	$I_{OS}$	-3.3	—	-4.0	—	—	—	A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $f_{osc} = 10\text{ kHz}$  unless otherwise noted.)<sup>1</sup>

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{in}(\text{Pin } 3) = 0.7\text{ V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$ )	$I_{IB}(\text{DT})$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 10\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	—	2.8	3.3	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 10\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 10\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{A\text{low}}\text{ to }T_{A\text{high}}$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	$\pm 1.0$	$\pm 2.0$	%
<b>TL495</b>					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>STEERING CONTROL</b>					
Input Current Low ( $V_{I(\text{Pin } 13)} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{STL}$	—	-25	-200	$\mu\text{A}$
Input Current High ( $V_{I(\text{Pin } 13)} = 2.4\text{ V}$ ) ( $V_{I(\text{Pin } 13)} = V_{ref}$ )	$I_{STH}$	—	25	200	$\mu\text{A}$
<b>ZENER CHARACTERISTICS</b>					
Zener Breakdown Voltage ( $I_Z = 2.0\text{ mA}$ )	$V_Z$	—	19	—	V
Sink Current ( $V_{I(\text{Pin } 15)} = 1.0\text{ V}$ )	$I_{KZ}$	—	0.3	—	mA
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ) ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$I_{CC}$	—	5.5	10	mA
Average Supply Current ( $V_{I(\text{Pin } 4)} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12.) ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )	—	—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as defined by the formula:  $\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}}$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

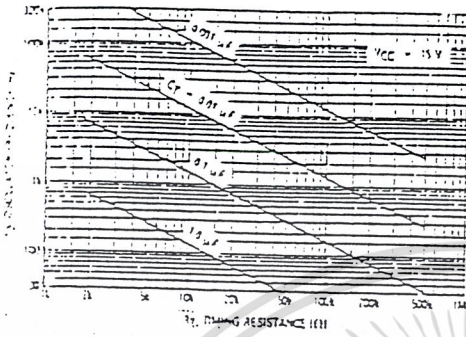


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

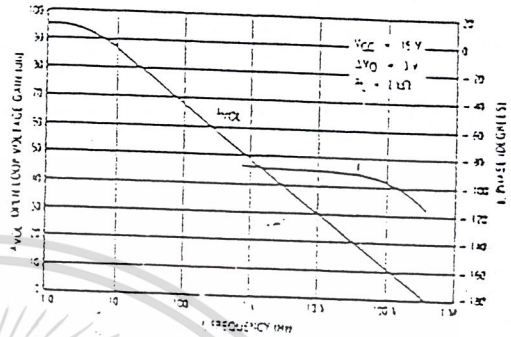


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY



FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD TIME CONTROL VOLTAGE

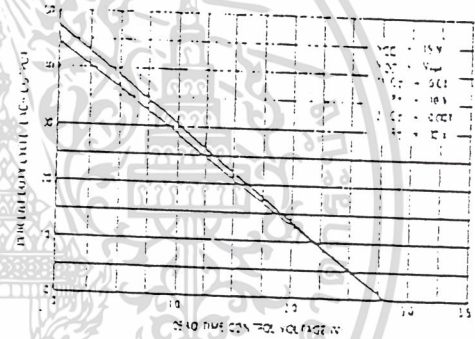


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

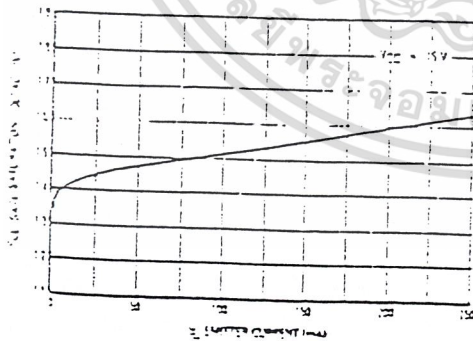
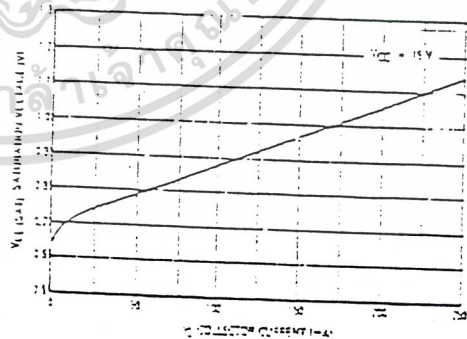


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

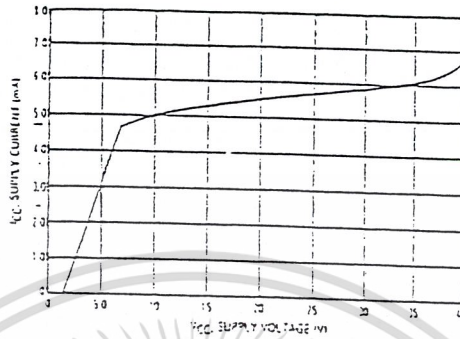


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

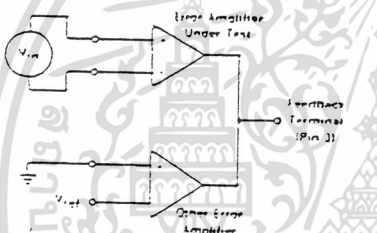


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

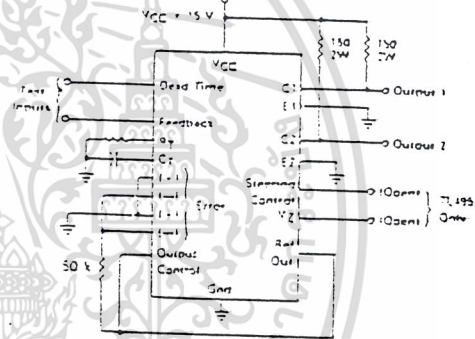


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

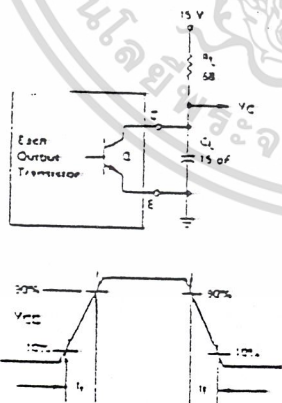
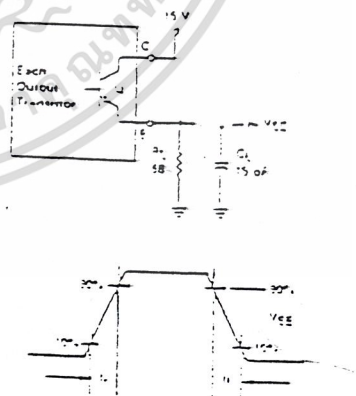


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

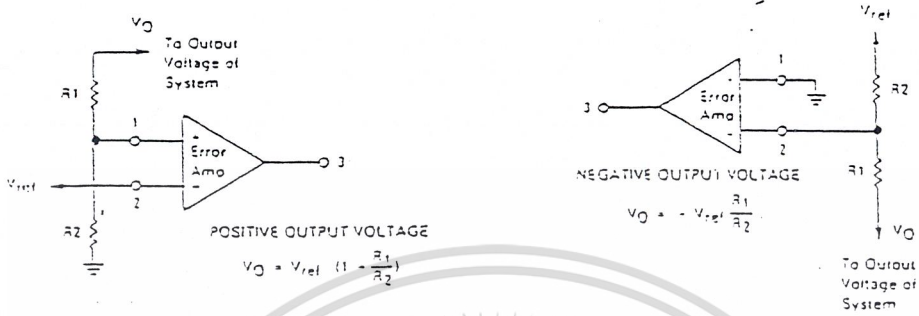


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

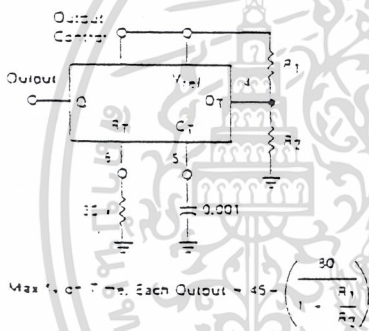


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

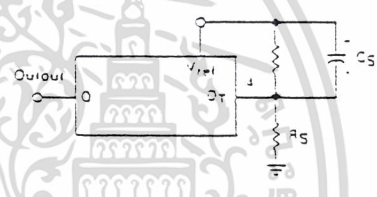
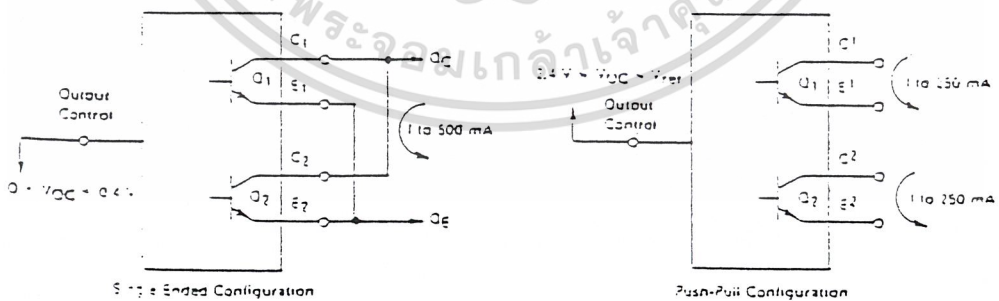


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

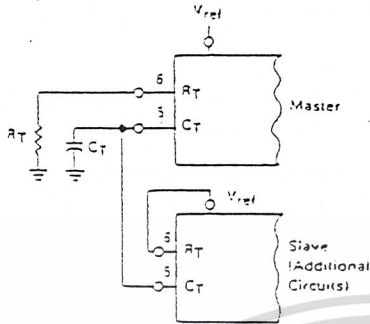


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

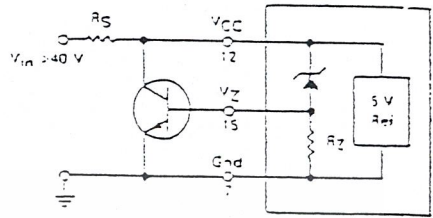
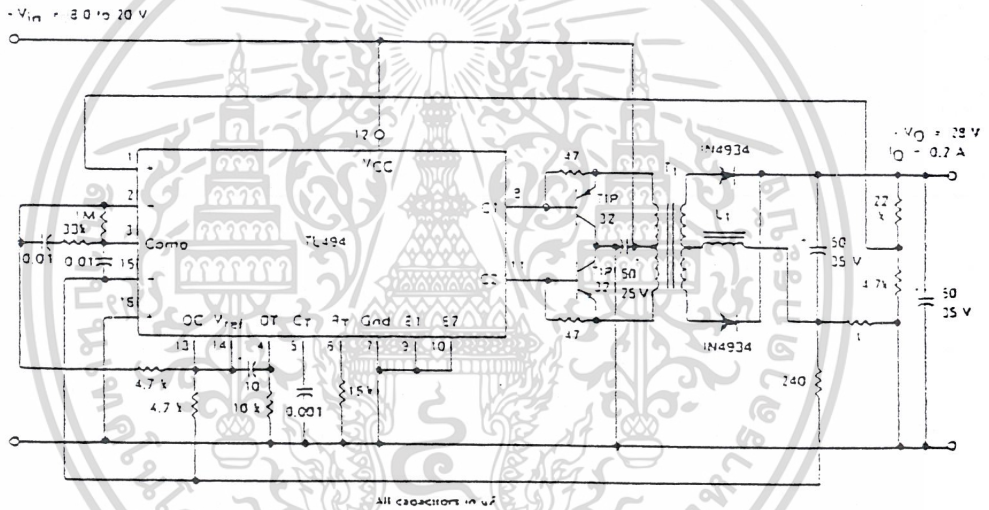


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



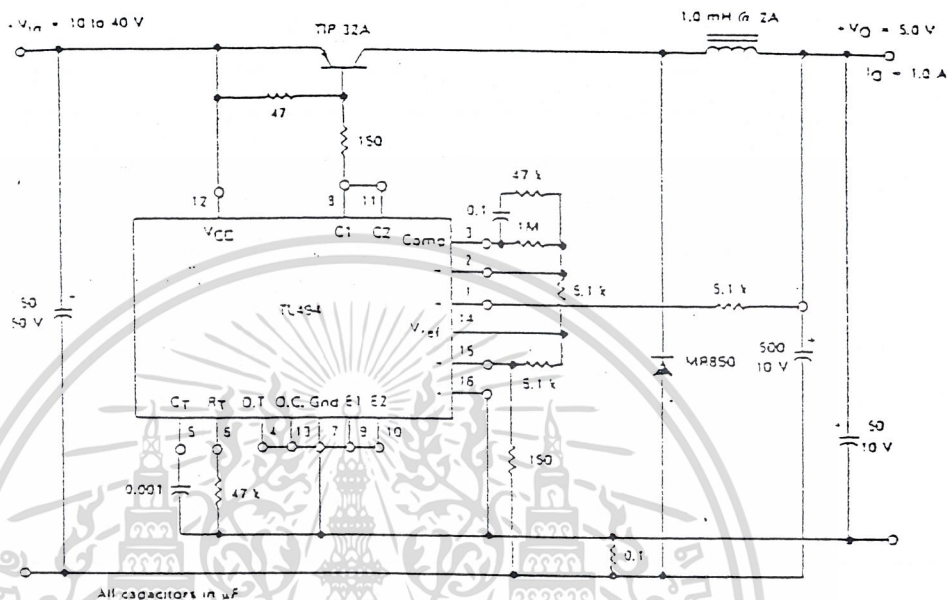
L1 — 2.5 mH @ 0.1 A  
 T1 — Primary: 120T C.T. #28 AWG  
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C3

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 3.0$ to $10$ V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.5$ V, $I_O = 0.2$ to $200$ mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.5$ V, $I_O = 100$ mA	40 mV P.P. P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.5$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.5$ V, $I_O = 100$ mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 2 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 40 \text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 23 \text{ V}, I_0 = 1.0 \text{ mA to } 1.0 \text{ A}$	3.0 mV 0.05%
Output Ripple	$V_{in} = 23 \text{ V}, I_0 = 1.0 \text{ A}$	55 mV P.P. P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 23 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	1.5 amps
Efficiency	$V_{in} = 23 \text{ V}, I_0 = 1.0 \text{ A}$	71%

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

4-329

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# APPLICATION NOTES

PUBLISHED BY INTERNATIONAL RECTIFIER, 233 KANSAS STREET, EL SEGUNDO, CA 90245. (213) 772-2000

AN-978A

## HV Floating MOS-Gate Driver IC

(HEXFET is a trademark of International Rectifier)

by Steve Clemente and Ajit Dubhashi

### Introduction

The gate drive requirements for a power MOSFET or IGBT utilized as a high side switch (drain connected to the high voltage rail, as shown in Figure 1) driven in full enhancement, i.e., lowest voltage drop across its terminals, can be summarized as follows:

1. Gate voltage must be 10-15V higher than the drain voltage. Being a high side switch, such gate voltage would have to be higher than the rail voltage, which is frequently the highest voltage available in the system.
2. The gate voltage must be controllable from the logic, which is normally referenced to ground. Thus, the control signals have to be level-shifted to the source of the high side power device, which, in most applications, swings between the two rails.
3. The power absorbed by the gate drive circuitry should not significantly affect the overall efficiency.

With these constraints in mind, several techniques are presently used to perform this function, as shown in principle in Table I. Each basic circuit can be implemented in a wide variety of configurations.

International Rectifier's IR2110 Gate Driver integrates most of the functions required to drive one high side and one low side power MOSFET or IGBT in a compact, high

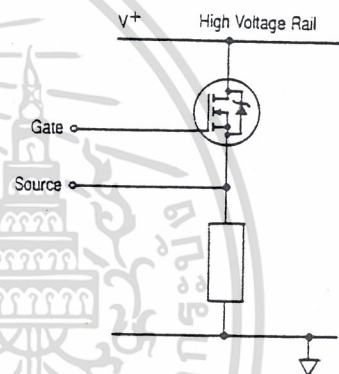


Figure 1. Power MOSFET in high side configuration

performance package. With the addition of few components, the IR2110 provides very fast switching speeds (see Table II) and low power dissipation, and can operate on the bootstrap principle or with a floating power supply. Used in the bootstrap mode, the IR2110 driver can operate in most applications from frequencies in the tens of Hz up to hundreds of kHz.

### 1. The Block Diagram of the IR2110

As shown in Figure 2, the IR2110 comprises a drive circuit for a ground referenced power transistor, another for a high side one, level translators and input logic circuitry.

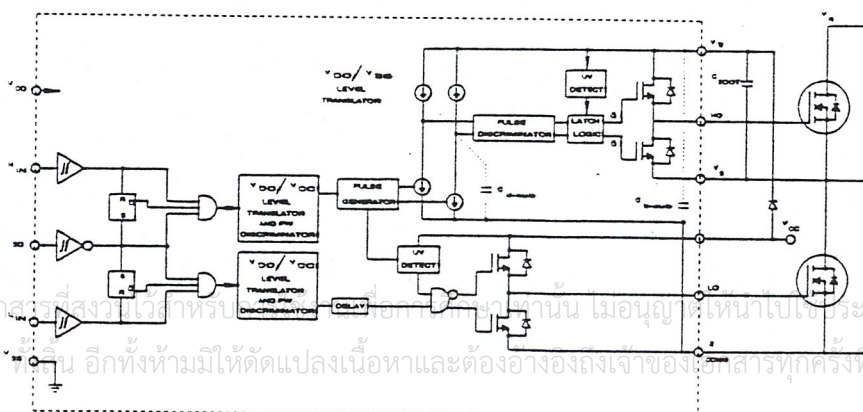


Figure 2. Block diagram of the IR2110

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ International Rectifier. การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก International Rectifier ถือว่าผิดกฎหมาย. กรุณาติดต่อ International Rectifier สำหรับข้อมูลเพิ่มเติม. ไม่ว่ากรรมใดๆ ที่เกิน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I

METHOD	BASIC CIRCUIT	KEY FEATURES
FLOATING GATE DRIVE SUPPLY		<p>Full gate control for indefinite periods of time. Cost impact of isolated supply is significant (one required for each high side MOSFET). Level shifting a ground referenced signal can be tricky: Level shifter must sustain full voltage, switch fast with minimal propagation delays and low power consumption. Opto isolators tend to be relatively expensive, limited in bandwidth and noise sensitive.</p>
PULSE TRANSFORMER		<p>Simple and cost effective but limited in many respects. Operation over wide duty cycles requires complex techniques. Transformer size increases significantly as frequency decreases. Significant parasitics create less than ideal operation with fast switching waveforms.</p>
CHARGE PUMP		<p>Can be used to generate an "over-rail" voltage controlled by a level shifter or to "pump" the gate when MOSFET is turned on. In the first case the problems of a level shifter have to be tackled. In the second case turn on times tend to be too long for switching applications. In either case, gate can be kept on for an indefinite period of time. Inefficiencies in the voltage multiplication circuit may require more than two stages of pumping.</p>
BOOTSTRAP		<p>Simple and inexpensive with some of the limitations of the pulse transformer: duty cycle and on-time are both constrained by the need to refresh the bootstrap capacitor. If the capacitor is charged from a high voltage rail, power dissipation can be significant. Requires level shifter, with its associated difficulties.</p>
CARRIER DRIVE		<p>Gives full gate control for an indefinite period of time but is somewhat limited in switching performance. This can be improved with added complexity</p>

Table II	Die Size	Rise Time	Fall Time
<p>Typical switching times for different HEXFET die sizes</p> <p>(<math>V_{CC} = 15V</math>, test circuit as in Figure 9a, without gate network)</p>	HEX-2	25ns	17ns
	HEX-3	38ns	23ns
	HEX-4	53ns	34ns
	HEX-5	78ns	54ns
	HEX-6	116ns	74ns

INTERNATIONAL RECTIFIER 

HIGH VOLTAGE  
MOS GATE DRIVER

IR2113

General Description

The IR2113 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spikes. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 600 volts.

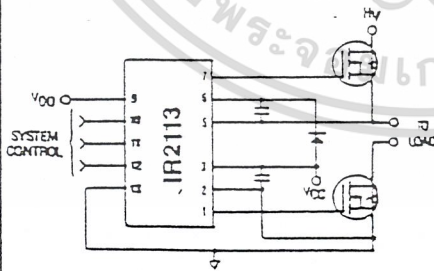
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

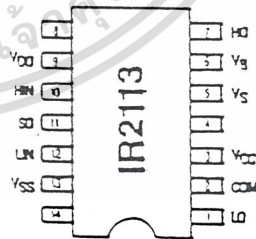
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
  - Operating offset range from -5V to +600V
  - dv/dt immunity, rated at  $\pm 50V/ns$
  - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
  - Operating supply range from 5 to 20V
  - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
  - Peak current capability at 2A minimum
  - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
  - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
  - Maximum rated matching differential of  $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand > 2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IR2113

### Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained 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.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	
$V_B$	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	$V_S + 20$	V	
$V_S$	High Side Floating Supply Offset Voltage	$-V_{SS} - 0.5$	500		
$V_{HO}$	High Side Output Voltage	$V_S - 0.5$	$V_B + 0.5$		
$V_{CC}$	Low Side Fixed Supply Voltage	-1.5	20		
$V_{LO}$	Low Side Output Voltage	-0.5	$V_{CC} - 0.5$		
$V_{DD}$	Logic Supply Voltage	-1.5	$V_{SS} - 20$		
$V_{SS}$	Logic Supply Offset Voltage	$V_{CC} - 20$	$V_{CC} + 0.5$		
$V_{IN}$	Logic Input Voltage (MIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.5$	$V_{DD} + 0.5$		
$dV_S/dt$	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50		V/ns
$P_D$	Package Power Dissipation @ $T_A < 25^\circ\text{C}$ (Fig. 12)	—	15		W
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	$^\circ\text{C/W}$	
$T_J$	Junction Temperature	-55	150	$^\circ\text{C}$	
$T_S$	Storage Temperature	-55	150		
$T_L$	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

### Recommended Operating Conditions

The Inout/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 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 Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
$V_B$	High Side Floating Supply Absolute Voltage	$V_S - 10$	$V_S + 20$	V
$V_S$	High Side Floating Supply Offset Voltage	-5	500	
$V_{HO}$	High Side Output Voltage	$V_S$	$V_B$	
$V_{CC}$	Low Side Fixed Supply Voltage	0	20	
$V_{LO}$	Low Side Output Voltage	0	$V_{CC}$	
$V_{DD}$	Logic Supply Voltage	$V_{SS} - 5$	$V_{SS} + 20$	
$V_{SS}$	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
$V_{IN}$	Logic Input Voltage (MIN, LIN & SD)	$V_{SS}$	$V_{DD}$	

### Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	$T_J = 25^\circ\text{C}$		$T_J = -55$ to $150^\circ\text{C}$		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Min	Max			
$t_{on}$	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	250	$V_S = 0V$ $V_S = 600V$ $V_S = 600V$	Fig. 12
$t_{off}$	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220		
$t_{sd}$	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		
$t_r$	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	Fig. 13
$t_f$	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		
$Mt_{on}$	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	$Mt_{on} - Lt_{on}$	Fig. 14
$Mt_{off}$	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		
$OHt_{on}$	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	18	25	35	—	—	$OHt_{on} - LHt_{on}$	Fig. 15
$OLt_{on}$	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	18	25	35	—	—		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

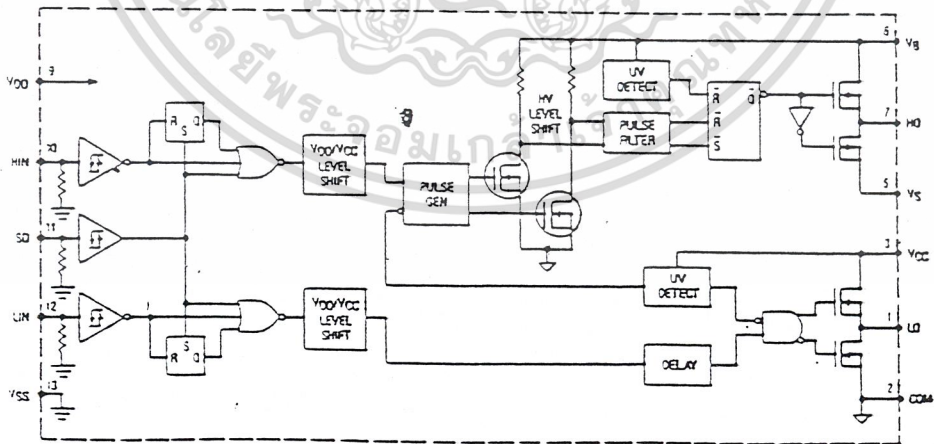
Static Electrical Characteristics

V<sub>BIAS</sub> (V<sub>CC</sub>, V<sub>GS</sub>, V<sub>DD</sub>) = 15V unless otherwise specified.

The V<sub>IN</sub>, V<sub>IH</sub> and I<sub>IN</sub> parameters are referenced to V<sub>SS</sub> and are applicable to all three logic input Pins: HIN, LIN and SD. The V<sub>O</sub> and I<sub>O</sub> parameters are referenced to COM or V<sub>S</sub> and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	T <sub>J</sub> = 25°C			T <sub>J</sub> = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
V <sub>IH</sub>	Logic "1" Input Voltage	1.1	—	—	1.1	—	V	V <sub>DD</sub> = 5V	Fig. 4
		5.4	—	—	5.8	—		V <sub>DD</sub> = 10V	
		9.5	—	—	10	—		V <sub>DD</sub> = 15V	
		12.5	—	—	13.0	—		V <sub>DD</sub> = 20V	
V <sub>IL</sub>	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	V <sub>DD</sub> = 5V	Fig. 4
		—	—	3.8	—	3.6		V <sub>DD</sub> = 10V	
		—	—	5	—	5.7		V <sub>DD</sub> = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		V <sub>DD</sub> = 20V	
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage, V <sub>BIAS</sub> =V <sub>O</sub>	—	0.7	1.2	—	1.5	V	V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> , I <sub>O</sub> = 0A	Fig. 10
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage, V <sub>O</sub>	—	—	0.1	—	0.1	V	V <sub>IN</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>O</sub> = 0A	Fig. 10
I <sub>LX</sub>	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	mA	V <sub>g</sub> = V <sub>S</sub> = 800V	Fig. 5
I <sub>QSS</sub>	Quiescent V <sub>GS</sub> Supply Current	—	125	230	—	500	mA	V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	Fig. 6
I <sub>QCC</sub>	Quiescent V <sub>CC</sub> Supply Current	—	180	340	—	600	mA	V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	Fig. 7
I <sub>QDD</sub>	Quiescent V <sub>DD</sub> Supply Current	—	5	30	—	60	mA	V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	Fig. 8
I <sub>IN+</sub>	Logic "1" Input Bias Current	—	—	15	—	30	mA	V <sub>IN</sub> = 15V	Fig. 9
I <sub>IN-</sub>	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10	mA	V <sub>IN</sub> = 0V	Fig. 9
V <sub>GSUV+</sub>	V <sub>GS</sub> Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
V <sub>GSUV-</sub>	V <sub>GS</sub> Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—	V		
V <sub>CCUV+</sub>	V <sub>CC</sub> Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.5	8.6	9.6	—	—	V		
V <sub>CCUV-</sub>	V <sub>CC</sub> Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—	V		
I <sub>O+</sub>	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	V <sub>OUT</sub> = 0V, V <sub>IN</sub> = 15V, PW < 10 μs	
I <sub>O-</sub>	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	V <sub>OUT</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V, PW < 10 μs	

Functional Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

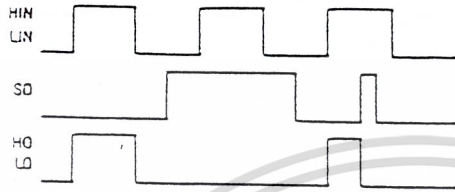


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

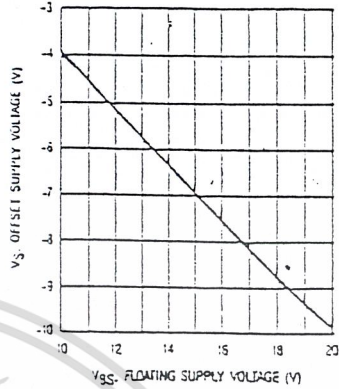


Fig. 2 — Maximum  $V_{GS}$  Negative Offset vs.  $V_{GS}$  Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

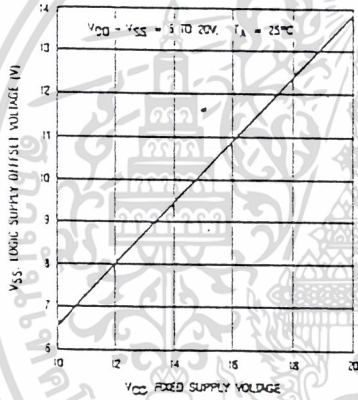


Fig. 3 — Maximum  $V_{SS}$  Positive Offset Voltage vs.  $V_{CC}$  Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

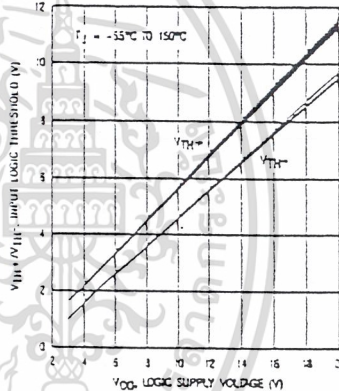


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs.  $V_{DD}$  Supply Voltage

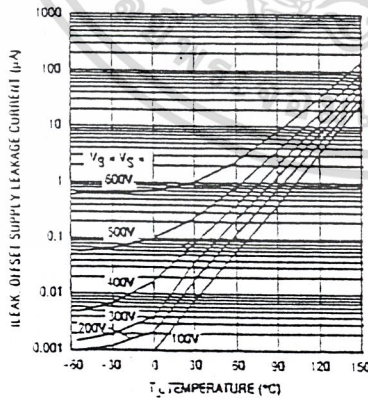


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

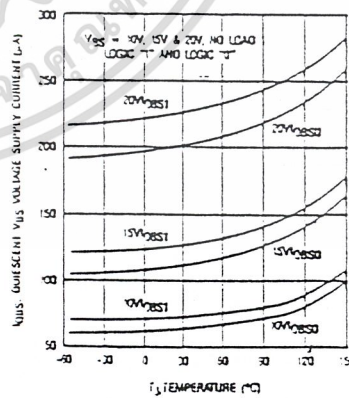


Fig. 6 — Quiescent  $V_{GS}$  Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics

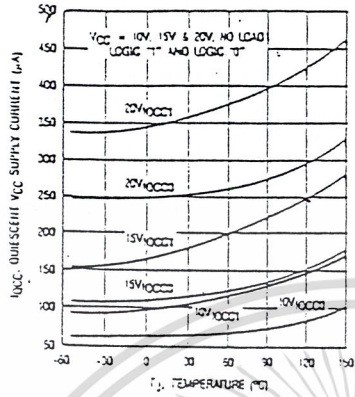


Fig. 7 — Quiescent  $V_{CC}$  Supply Current vs. Temperature

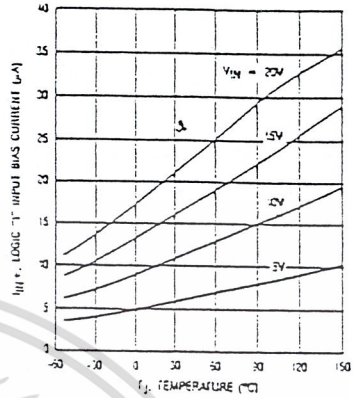


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

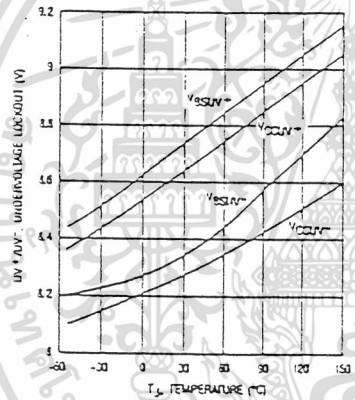


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

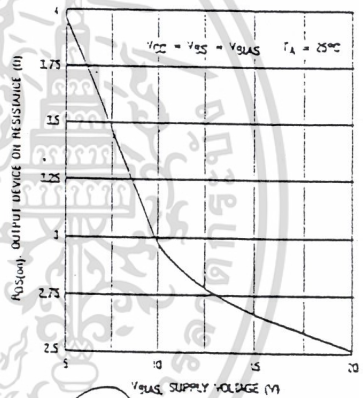


Fig. 10 — Output Device On Resistance vs. Supply Voltage

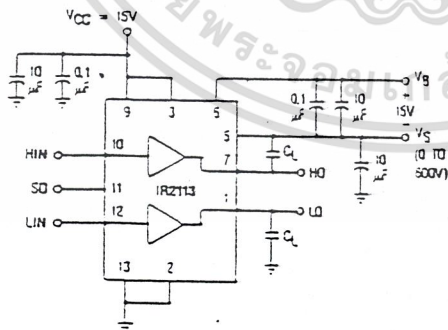


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

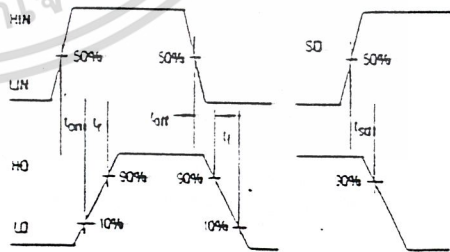


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R2113

Typical Performance Characteristics

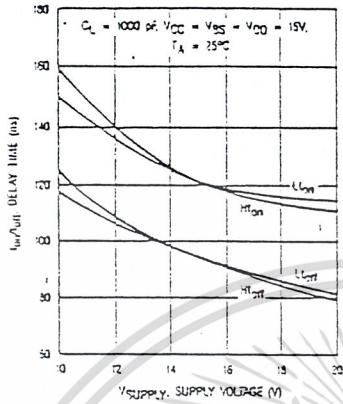


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

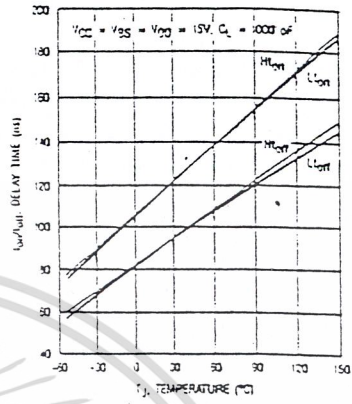


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

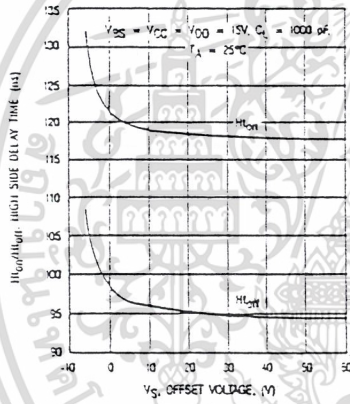


Fig. 12c — High Side Delay Time vs.  $V_S$  Offset Voltage

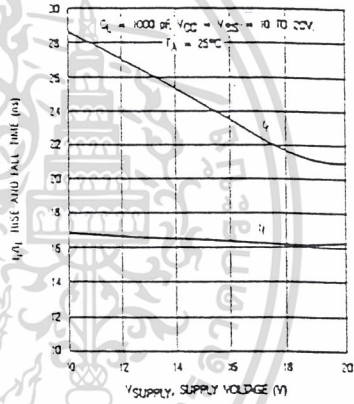


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

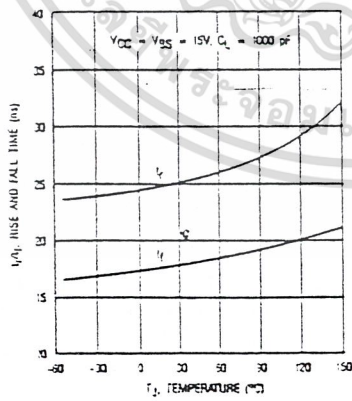


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

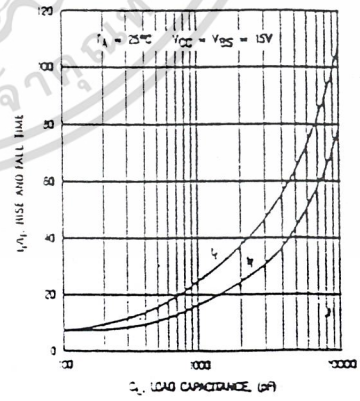


Fig. 13c — Rise Time/Fall vs. Load Capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

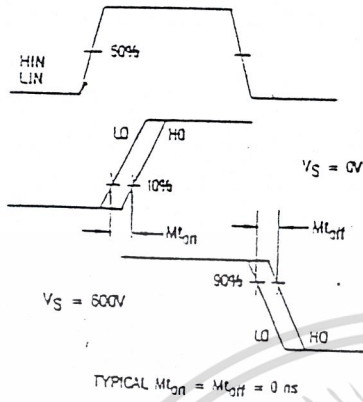


Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions

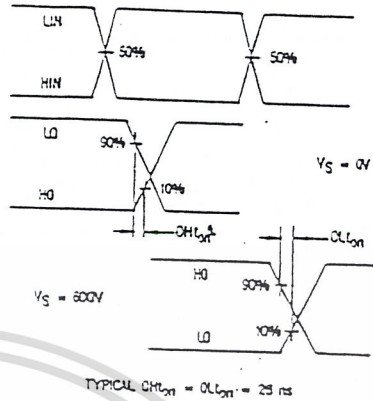


Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

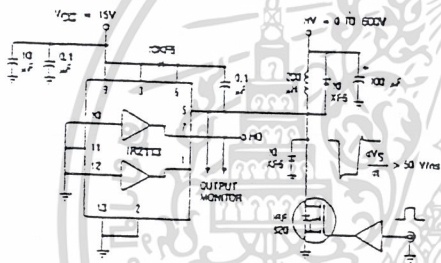


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

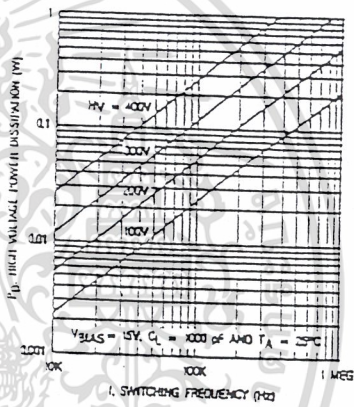


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

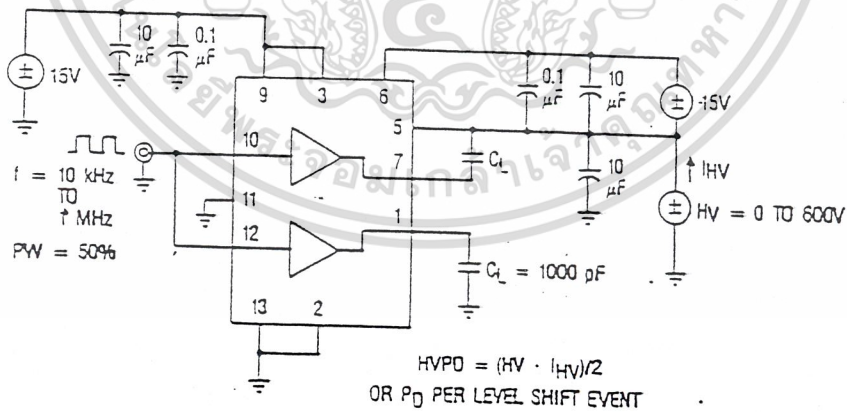


Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

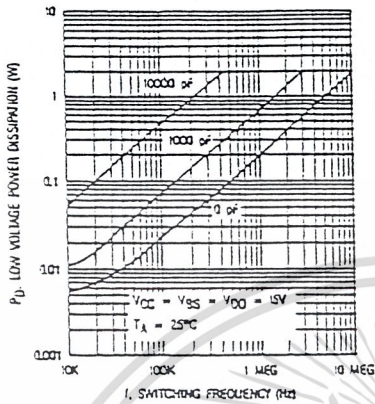


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

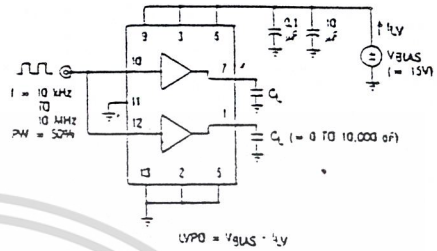


Fig. 18b — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

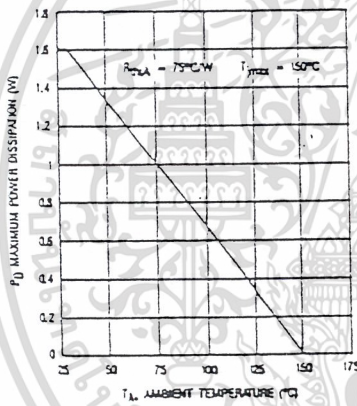


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

HEXFET SIZE	TYPICAL $t_f$	TYPICAL $t_r$
2	25 ns	17 ns
3	33 ns	23 ns
4	53 ns	34 ns
5	78 ns	54 ns
6	116 ns	74 ns

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs. Switching Time ( $V_{BIAS} = 15V$ )

HEXFET TYPE	HV = 100V	200V	300V	400V
820	2000	1200	700	350
830	1600	1100	640	330
840	1100	820	540	300
P450	640	540	400	250
P460	490	460	340	230

$T_A = 25^\circ\text{C}$  AND  
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency,  $f_{max}$  (kHz)  
( $f_{max}$  = switching frequency at which  $T_J = T_{Jmax}$  and is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher  $T_A$ ,  $f_{max}$  should be derated accordingly.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Functional Description

The IR2113 is a monolithic high voltage, high speed two channel power MOSFET or IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signals into corresponding "in-phase" low impedance outputs. The low side channel output (LO) is referenced to a fixed rail (V<sub>CC</sub>) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (V<sub>SS</sub>) with offset capability up to 600V.

The logic circuit provides the control pulses for the two output channels corresponding to the logic inputs as indicated by the Input/Output Timing Diagram in Fig. 1. The HO and LO outputs are in phase with the HIN and LIN logic inputs. The two outputs will turn off when the SD input switches high and the outputs will remain off even after the SD input returns to low until the next rising edge of the respective inputs. In the case when V<sub>CC</sub> is below the undervoltage trip point the UV detect circuit will send a shutdown signal to disable both channels. Also a separate UV detect block is used to disable the high side channel when V<sub>SS</sub> is below its own undervoltage trip point. The logic inputs use Schmitt trigger circuits with a hysteresis band of 0.1 • V<sub>DD</sub> to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The logic circuit is referenced to its own logic supply to allow the use of a lower supply voltage than the output operating supply voltage. A high noise immunity V<sub>DD</sub>/V<sub>CC</sub> level-shifting circuit is used to translate logic signal to the output drivers. With a ±5V rated offset capability between the logic ground (V<sub>SS</sub>) and power ground (COM), the logic circuit is unaffected by the noise coupling generated by the switching action of the output drivers.

Propagation delay for the two channels are matched using the low side delay circuit to simplify the timing requirements of the control pulses. The turn-on delay is matched at 120ns for the low side channel (L<sub>on</sub>) and the high side channel (H<sub>on</sub>) with V<sub>SS</sub> at 0V since the high side turn-on command is usually executed when V<sub>SS</sub> is at or near 0V. The turn-off delay is matched at 94ns for the low side channel (L<sub>off</sub>) and the high side channel (H<sub>off</sub>) with V<sub>SS</sub> at 600V since the high side turn-off command is usually executed after the high side power MOSFET is "on" and V<sub>SS</sub> is at or near the high voltage rail.

Both channels use identical low cross-conduction totem pole output connected transistors. The output driver consists of two N-channel MOSFETs with peak current capability above 2A and on resistance of less than 3 ohms (Fig. 10). One output MOSFET is connected as a source follower and the other in common source configuration. Because of the totem pole arrangement the rise time is slower than the fall time driving capacitive load. For a typical 3300pF load the rise and fall times are 50ns and 33ns respectively.

For the high side channel, narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of HIN are generated by the pulse generator. The respective pulses are used to drive separate high voltage DMOS level translators that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced HIN signal is thus accomplished by transposing the signal references to the floating rail. Because each high voltage DMOS level

translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses with each set or reset event, power dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V<sub>SS</sub> node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit such that the high side channel is essentially immune to any magnitude of dv/dt value. Also the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V<sub>SS</sub> node swings more than 5V below the COM pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

### Application Guidelines

(Also see Application Note AN-578A, DT92-1, DT92-2, DT92-3, DT92-4, DT92-5 for details)

The IR2113 is typically used to drive two high voltage N-channel power MOSFETs or IGBTs configured in half-bridge, dual-forward or other topologies. The fixed rail referenced output is used to drive a low side connected power MOSFET. The floating output channel is used to drive a power MOSFET in the high side configuration that requires an over-rail gate drive. Refer to the section on Typical Applications for the various circuit topologies where the IR2113 is applicable.

Typically, the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To minimize power dissipation a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold, otherwise protective shutdown will occur. A 0.1 μF capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between V<sub>CC</sub> and COM and between V<sub>DD</sub> and V<sub>SS</sub> are required to supply the transient current needed for switching the capacitive loads. These capacitors, together with the reservoir capacitor across V<sub>B</sub> and V<sub>SS</sub>, must be connected close to the device. A 0.1 μF ceramic disk capacitor in parallel with a 1 μF tantalum capacitor is recommended for V<sub>CC</sub> bypass. A 0.1 μF ceramic disk capacitor is usually adequate for the logic supply.

The outputs of the IR2113 are designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOSFETs with relatively high gate charge requirement. The typical switching speed for various standard power MOSFET sizes is shown in Fig. 20. To minimize inductance in the gate drive loop, each MOSFET should have its own dedicated connection going to Pin 2 and 5 of the IR2113 for the return of the gate drive signal. For smaller power MOSFETs a series gate resistor for each output is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt.

The total power dissipation of the IR2113 is a function of HV bus voltage, V<sub>CC</sub> and V<sub>DD</sub> voltages, switching frequency, duty cycle, delivered gate drives charge, and operating junction temperature. The total dissipation can be divided into two categories: High voltage and low voltage switching.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IR2113

The high voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(HV) = \underbrace{HV \cdot I_{LK} \cdot d}_{\text{static}} + \underbrace{(V_{B_{on}} + V_{B_{off}}) \cdot Q_p \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

with HV the high voltage bus voltage,  $I_{LK}$  the leakage current of  $V_B$  to ground,  $d$  the duty cycle of the high side switch,  $Q_p$  the pulsed charge of high voltage level shifter,  $V_{B_{on}}$  the average voltage of  $V_B$  during the turn-on pulse,  $V_{B_{off}}$  the average voltage of  $V_B$  during the turn-off pulse and  $f$  the switching frequency of the high side channel. The level shifting losses are usually much larger than the leakage losses such that the static term can be neglected for most applications. Fig. 17 shows the total high voltage dissipation as a function of switching frequency at various fixed  $V_S$  voltage level. Note that the graph only shows the high voltage power dissipation per set or reset event at the particular fixed

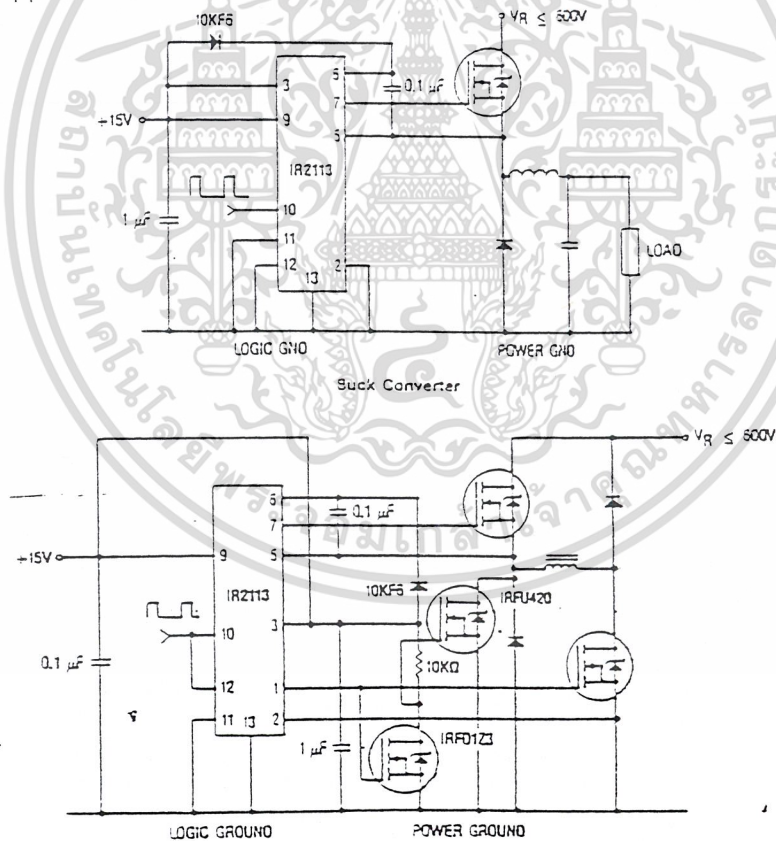
$V_S$  level. Keep in mind that in actual application  $V_S$  swinging during the level shifting event.

The low voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(LV) = \underbrace{V_{bias} \cdot I_{Q_{tot}}}_{\text{static}} + \underbrace{2 \cdot V_{bias} \cdot Q_g \cdot f + V_{bias} \cdot Q_{cmos}}_{\text{dynamic}}$$

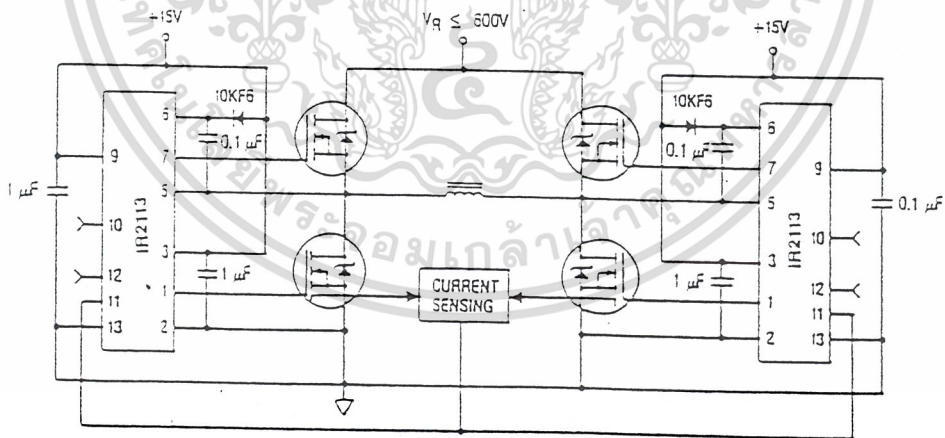
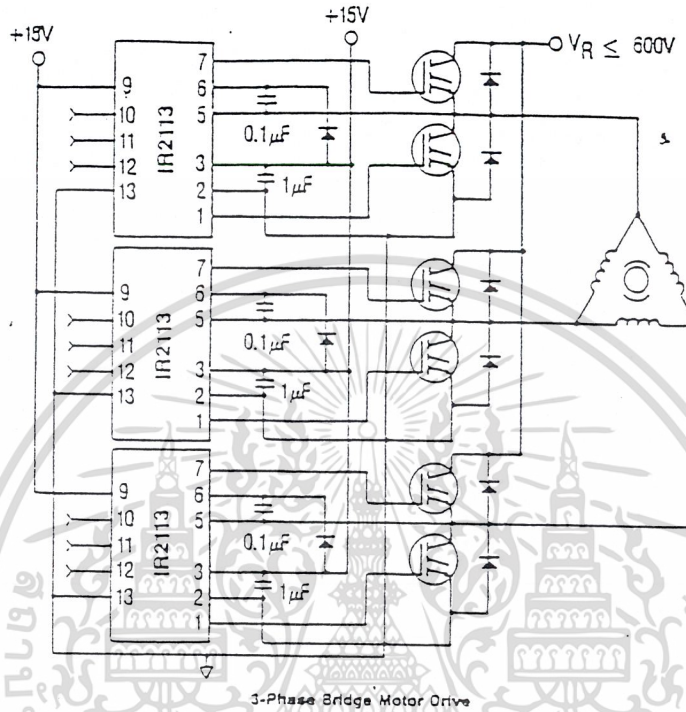
with  $V_{bias}$  the low voltage bias voltage assuming  $V_G = V_{CC} = V_{GS}$ ,  $I_{Q_{tot}}$  the total quiescent current,  $C$  the delivered gate charge per driven MOSFET,  $f$  the switching frequency and  $Q_{cmos}$  the switching losses associated with the internal CMOS circuitry. The quiescent losses are usually much smaller than the dynamic losses such that the static term can be neglected. Fig. 18 shows the total low voltage power dissipation as a function of switching frequency at various load conditions. The switching losses associated with internal circuitry ( $Q_{cmos}$ ) are shown in the graph for the case of "0 pf" loading condition.

## Typical Applications



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications Continued



Typical implementation of an H-bridge with cycle-by-cycle current mode control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## เอกสารอ้างอิง

1. Lasnier France, " *Photovoltaic engineering hand book* ", Bristol:Adam Hilger, 1990
2. Robert Simen, " *Solar electricity* " ,New York, Prentica Hall , 1991
3. Adrian Biran, " *Matlab for Engineers* " , MA, USA ,Addison Wesley ,1995
4. Ned Mohan, " *Power electronics* " , USA, Will & Sons,1995
5. Tomas Markvart, " *Solar electricity* " , England , John Wiley & son ,1996
6. " *SIMULINK* " , the math works,1994
7. มงคล ทองสงคราม, " *อิเล็กทรอนิกส์กำลัง* " , กรุงเทพฯ, พรสวิศวกรรมพิมพ์ , 2532



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้