



1. นาย บรรณวิทย์ มณีเนตร รหัสประจำตัว 301115
2. นาย อัยเรศ เจือสุวรรณ รหัสประจำตัว 301358

อ.สิงห์ทอง นิลนเศรชฐานนท์

การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงต่างระดับ

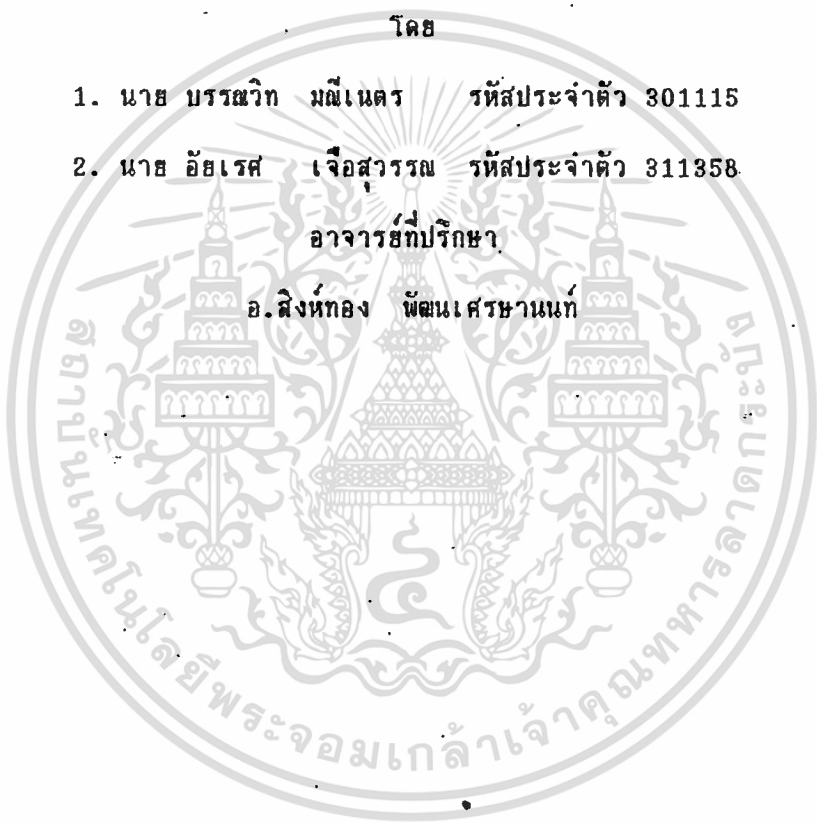
DC TO DC CONVERTERS

โดย

1. นาย บรรณวิท มณีเนตร รหัสประจำตัว 301115
2. นาย อัยเรศ เจือสุวรรณ รหัสประจำตัว 311358

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีการวิศวกรรมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2533

เลขหมู่ T 33079 น 4
เลขทะเบียน 027912
วัน, เดือน, ปี พ.ศ. ๒๕๓4

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

เรื่อง การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงต่างระดับ

i

ผู้จัดทำ

1. นาย ขรรณวิท ฐะเนตร รหัสประจำตัว 301115
2. นาย อัยเรศ เรือสุวรรณ รหัสประจำตัว 301358

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

ABSTRACT

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการสร้าง	2
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	35
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	44
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์	46
หนังสืออ้างอิง		
กิตติกรรมประกาศ		
ภาคผนวก		

## การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงต่างระดับ

นาย บรรณวิทย์ มณีเนตร

นาย อัยเรศ เจือสุวรรณ

อ.สิงห์ทอง นิตนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

### บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เริ่มที่จะพัฒนาการเปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้ใน  
งานที่ต้องการ โดยเริ่มจากแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านวงจร  
เรียงกระแสและทำการแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่สูง โดยใช้มอสเฟตกำลังสวิชชิง  
เพื่อให้ได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ความถี่สูงซึ่งด้านเทคนิคขึ้นอยู่กับวงจรเรียงกระแส  
เพื่อทำเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกทีหนึ่ง

# DC TO DC CONVERTERS

AIYARAT JOURSUWON

BUNNAVIT MANEENETR

SINGTONG PATTANASATTANON ADVISOR

ACADEMIC YEAR 1990

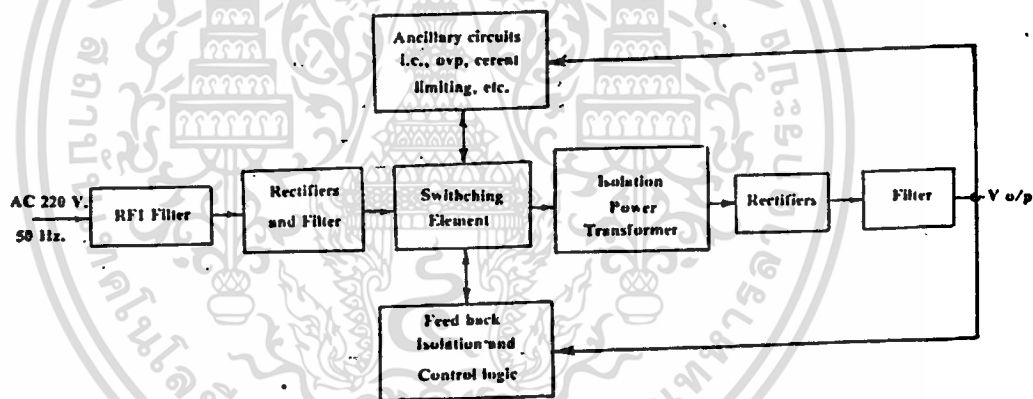
## ABSTRACT

THIS THESIS IS ABOUT HOW TO CONVERT ENERY FOR USE IN ELECTRONICS POWER SUPPLY. AT FIRST, AC VOLTAGE WILL BE CHANGED BY RECTIFIER CIRCUITS TO DC VOLTAGE, BEING CHANGED AGAIN BY SIWTCHING DEVICES, POWER MOSFETS, TO HIGH FREQUENCY SQUARE WAVE RUNNING INTO HIGH FREQUENCY TRANFORMER, CONNECTING SECONDARY WITH RECTIFIER CIRCUIT TO DC VOLTAGE AGAIN.

บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันความก้าวหน้าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว ทำให้เกิดความต้องการพลังงานในรูปแบบต่างๆมากมาย และพลังงานในรูปแบบของกระแสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีประสิทธิภาพสูง มีการสูญเสียพลังงานน้อย และมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับขนาดของกระแสที่จ่ายได้ ก็ได้รับความนิยมนำขึ้น เป็นผลให้ คีซี ทุ คีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTERS) เริ่มแพร่หลายและเป็นที่ยอมรับในงานหลายด้านที่ต้องการไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถจ่ายกระแสได้มาก

หลักการของ คีซี ทุ คีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTERS) สามารถอธิบายได้โดยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.1.1



รูปที่ 1.1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ คีซี ทุ คีซี คอนเวอร์เตอร์

โดยเหตุที่ว่าความถี่ที่เข้าหม้อแปลงนั้นเป็นความถี่สูง ทำให้หม้อแปลงมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และในขณะเดียวกันทำให้สามารถคาปาซิเตอร์ที่มีขนาดเล็กและราคาถูกในการกรองสัญญาณให้เรียบ จะเห็นว่าความถี่สูงที่เป็นต้นเหตุสำคัญทำให้มีการพัฒนา คีซี ทุ คีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTERS) ขึ้น

ทฤษฎีและหลักการสร้าง

วงจรตีที่ ทุ คีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC TO DC CONVERTERS) มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งที่นิยมเรียกกันมากกว่าคือวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) หน้าที่และการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) ก็คือการแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ให้ได้ขนาดและความถี่ของเอาต์พุต (OUTPUT) ตามต้องการค่าของเอาต์พุตโวลเตจ (OUTPUT VOLTAGE) สามารถที่จะทำให้งตหรือปรับได้ก็ได้ โดยการปรับค่าไฟฟ้ากระแสตรงที่เข้า (DC INPUT) หรือปรับค่าอัตราขยาย (GAIN) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS)

อัตราขยาย (GAIN) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) อาจจะอธิบายได้ว่าเป็นค่าของอัตราส่วนของไฟฟ้ากระแสสลับทางเอาต์พุต (AC OUTPUT) ต่อ ไฟฟ้ากระแสตรงทางอินพุต (DC INPUT) ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

ในทางอุดมคติค่าของโวลเตจทางเอาต์พุต (OUTPUT VOLTAGE) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) จะเป็นรูปไซน์เวฟ (SINE WAVE) แต่ในทางปฏิบัติเอาต์พุตโวลเตจ (OUTPUT VOLTAGE) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) จะไม่เป็นไซน์เวฟ (SINE WAVE) แต่จะประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS) ต่างๆ มากมายแต่อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS) เหล่านี้ก็สามารถที่จะลดลงได้ด้วยวงจรกรอง (FILTERS) และวิธีการสวิชชิง (SWITCHING TECHNICAL)

วงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) เป็นส่วนประกอบของวงจรไฟฟ้า และใช้กันอย่างกว้างขวาง เช่น ใช้เป็นตัวขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ (AC MOTORS) , การหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ (INDUCTION HEATING) , ตัวจ่ายกำลังสำรอง (UPS) โดยที่ตีซี อินพุต (DC INPUT) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) อาจจะมาจกแบตเตอรี่ (BATTERY) หรือแหล่งจากไฟฟ้ากระแสตรงอื่นๆ (DC SOURCE)

วงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) อาจจะแบ่งได้กว้างๆ 2 อย่างคือ

- 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ (3 PHASE INVERTERS)
- 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ (1 PHASE INVERTERS)

แต่ละชนิดยังแบ่งย่อยลงไปได้อีกตามลักษณะและหลักการทำงานของวงจร, ชนิดของอุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวสวิตซ์ (POWER SWITCHING) แต่หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) อาจแบ่งออกได้เป็น

- พัลส์วิตซ์มอดดูเลชัน อินเวอร์เตอร์ (PULSE WIDTH MODULATION INVERTERS (PWM))

- เรโซแนนซ์ อินเวอร์เตอร์ (RESONANT INVERTERS)

- ออกซิลลารี คอมมิวเตเตอร์ อินเวอร์เตอร์ (AUXILIARY COMMUTATED INVERTERS)

- คอมพลีเมนท์ารี คอมมิวเตเตอร์ อินเวอร์เตอร์ (COMPLEMENTARY COMMUTATED INVERTERS)

หรืออาจจะแบ่งประเภทของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) ตามลักษณะหน้าที่ในการจ่ายกำลัง ซึ่งจะแบ่งได้เป็น

- โวลเตจ ฟีด อินเวอร์เตอร์ (VOLTAGE FEED INVERTERS)

- เคอรัเรนท์ ฟีด อินเวอร์เตอร์ (CURRENT FEED INVERTERS)

- แวริเอเบิล ดีซี ลิงค์ อินเวอร์เตอร์ (VARIABLE DC LINK INVERTERS)

### 2.1 พารามิเตอร์ แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากเอาต์พุตโวลเตจ (OUTPUT VOLTAGE) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) ไม่ได้เป็นไซน์เพียงอย่างเดียว (PURE SINUSOIDAL) แต่เอาต์พุตจะประกอบไปด้วยฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดพารามิเตอร์ (PARAMETER) แบบต่างๆขึ้นมาเพื่อบอกถึงค่าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTERS) ดังนั้นมีลักษณะที่ใกล้เคียงรูปไซน์แท้ (PURE SINUSOIDAL) มากน้อยแค่ไหน ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

กำหนดให้  $V_1$  เป็นค่า อาร์.เอ็ม.เอส (r.m.s) พื้นดาเมนทัล คอมโพเนนต์ (FUNDAMENTAL COMPONENT) และ  $V_n$  เป็นค่าอาร์.เอ็ม.เอส (r.m.s) ของฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS) ที่  $n$  ของเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (OUTPUT INVERTERS)

1. ฮาร์โมนิกส์ แฟคเตอร์ (HARMONICS FACTOR (HF)) คืออัตราส่วนของค่าอาร์.เอ็ม.เอส (r.m.s) ของฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS) ที่ n ต่อค่า อาร์.เอ็ม.เอส (r.m.s) ของพีดาคาเมนทาลคอมโพเน้นท์ ( $V_1$ )

$$HF = V_n / V_1 \quad (2.1)$$

2. โททอล ฮาร์โมนิกส์ ดิสทอร์ชัน (TOTAL HARMONICS DISTORTION (THD)) คืออัตราส่วนของผลรวมของฮาร์โมนิกส์ทั้งหมดแบบ r.m.s ต่อค่า r.m.s ของพีดาคาเมนทาลคอมโพเน้นท์

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (2.2)$$

ค่า THD มีค่าต่ำแสดงว่าฮาร์โมนิกส์ ดิสทอร์ชัน (HARMONICS DISTORTION) มีน้อย ค่าเข้าที่พุกที่ได้จะใกล้เคียงค่าชานนี้

3. ดิสทอร์ชัน แฟคเตอร์ (DISTORTION FACTORS (DF)) คือพารามิเตอร์ที่แสดงถึงประสิทธิภาพในการลดทอนฮาร์โมนิกส์ที่ไม่ต้องการ โดยปราศจากการต่อโหลด (LOAD) ที่เป็นเซคคันด์ ออร์เดอร์ ฟิลเตอร์ (SECOND ORDER FILTER (LC LOAD)) และถูกกำหนดได้โดย

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[ \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.3)$$

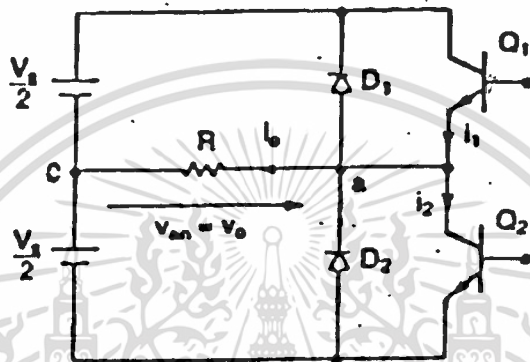
และดิสทอร์ชัน แฟคเตอร์ (DISTORTION FACTORS) ของที่เจาะจงเฉพาะฮาร์โมนิกส์ที่ n ใดๆคือ

$$DF_n = V_n / V_1 * n^2 \quad (2.4)$$

4. เลาจท์ - ออร์เดอร์ ฮาร์โมนิกส์ (LOWER - ORDER HARMONICS) คือค่าของฮาร์โมนิกส์ตัวที่ต่ำที่สุด (n ค่าที่ต่ำ) ซึ่งค่าฮาร์โมนิกส์ตัวนี้จะมีค่าที่ใกล้เคียงกับพีดาคาเมนทาลคอมโพเน้นท์มากที่สุด

## 2.2 ซิงเกิ้ลเฟส ฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (SINGLE PHASE HALF BRIDGE

### INVERTERS)



รูปที่ 2.2.1 แสดงถึงวงจรฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ แบบซิงเกิ้ลเฟส

ซึ่งจะเห็นว่าจะประกอบไปด้วย ดีไอ ซี ชอปเปอร์ (DC CHOPPER) 2 ตัว การทำงานของวงจรคือ เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส (ON) ในช่วงเวลา  $T_0/2$  ขณะนั้นโวลเตจตกคร่อมที่โหลดจะมีค่าเท่ากับ  $V_s/2$  และช่วงเวลา  $T_0/2$  ต่อมา  $Q_2$  จะนำกระแส และ  $Q_1$  จะหยุดนำกระแส (OFF) ทำให้โวลเตจตกคร่อมที่โหลดมีค่าเท่ากับ  $-V_s/2$  ลักษณะของการนำกระแสของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะต้องทำโดยไม่พร้อมกัน เนื่องจากถ้า  $Q_1$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อมกันแล้วจะทำให้เกิดการลัดวงจร

(SHORT CIRCUIT) ที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  นั้น โดยกระแสลัดวงจรที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะเท่ากับ  $V_s / (r_{s1} + r_{s2})$  เมื่อ  $r_{s1}$  และ  $r_{s2}$  คือ ความต้านทานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  เมื่อนำกระแส กระแสลัดวงจรนี้จะทำให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  เสียหาย

เมื่อทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) หุดนำกระแส จะมีโวลเตจตกคร่อมเท่ากับ  $V_o$  ค่า r.m.s. เอ้าท์พุทโวลเตจ (r.m.s. OUTPUT VOLTAGE) จะมีค่าเท่ากับ  $V_o$

$$V_o = \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \left( \frac{V_s}{4} \right) dt = \frac{V_s}{2} \quad (2.5)$$

ค่าเอ้าท์พุทโวลเตจ (OUTPUT VOLTAGE) ในรูปของฟูริเยร์ ซีรีส์ (FOURIER SERIES) คือ

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.6)$$

โดยที่  $\omega = 2\pi f$  คือ ความถี่ของเอ้าท์พุทโวลเตจ ในหน่วยของ เรเดียน/วินาที ค่า r.m.s ของพจน์คาบเต็มคอมโพเน้นท์ ( $n = 1$ ) คือ

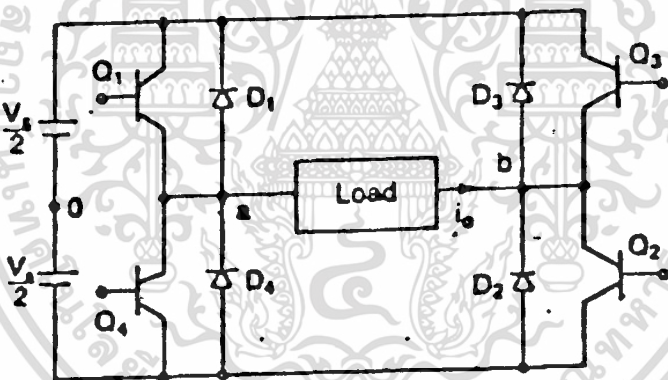
$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45 V_s \quad (2.7)$$

ในกรณีที่โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ (INDUCTIVE LOAD) รูปของกระแส

กล่าวคือถ้า  $Q_1$  หุดนำกระแส (OFF) ที่เวลา  $t = T_o/2$  กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะไหลต่อเนื่องต่อไป โดยไหลผ่านแหล่งจ่าย  $V_s/2$  ตัวล่างผ่านไดโอด  $D_2$

และวนกลับสู่โหลด ค่ากระแสจะค่อยๆ ลดลงเรื่อยๆ ในทำนองเดียวกัน ถ้า  $Q_1$  หยุดนำกระแส(OFF) ที่เวลา  $T_o$  กระแสไหลจะไหลวนอยู่ในลูป  $D_1 - V_u/2 -$  โหลด -  $D_1$  เราจะเห็นว่าไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ทำการส่งพลังงานคืนกลับไปสู่แหล่งจ่าย  $V_u/2$  เราจึงเรียกไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ว่า ฟีดแบคไดโอด (FEEDBACK DIODE) ช่วงเวลาที่ไดโอดนำกระแสย้อนกลับไปแหล่งจ่ายนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าโหลดอินดักแตนซ์ (LOAD INDUCTANCE) และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (POWER FACTOR) ของโหลดถ้าโหลดเป็น RL

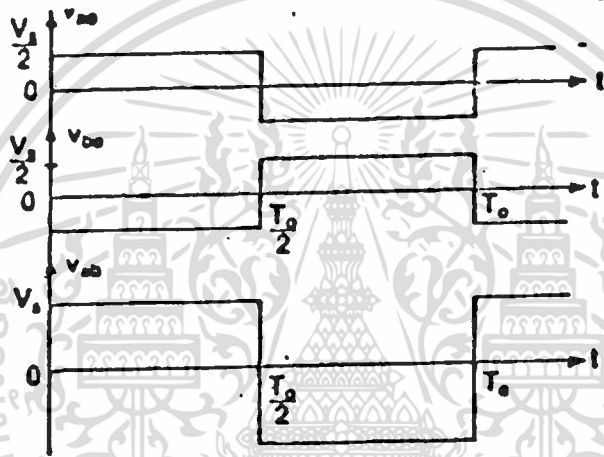
### 2.3 ซิงเกิ้ล เฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (SINGLE PHASE FULL BRIDGE INVERTERS)



รูปที่ 2.3.1 แสดงซิงเกิ้ล เฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3.1 จะเห็นว่าในวงจรประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ( $Q_1 - Q_4$ ) และไดโอด 4 ตัว ( $D_1 - D_4$ ) เมื่อ  $Q_1$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อม

ก็จะทำให้อินพุตโวลเตจ (INPUT VOLTAGE ( $V_{in}$ )) ไปตกคร่อมที่โหลดและถ้า  $Q_3$  และ  $Q_4$  นำกระแสพร้อมกันจะทำให้โหลดได้รับโวลเตจเท่ากับ  $-V_{in}$  ซึ่งสามารถแสดงเวฟฟอร์ม (WAVE FORM) ของเอ้าท์พุทโวลเตจได้ดังรูปที่ 2.3.2



รูปที่ 2.3.2 แสดงเวฟฟอร์มของเอ้าท์พุทโวลเตจของวงจรซิงเกิล เฟส ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ค่า r.m.s. เอ้าท์พุท โวลเตจมีค่าเท่ากับ

$$V_o = \left[ \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right]^{1/2} = V_s \quad (2.8)$$

ค่าเอ้าท์พุทโวลเตจในรูปของอนุกรม ฟูริเยร์ คือ

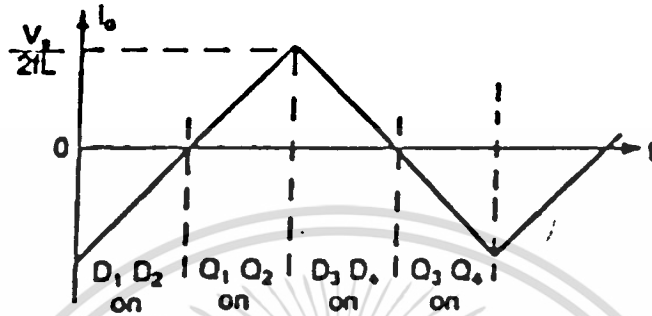
$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.9)$$

ถ้า  $n = 1$  ซึ่งก็คือค่าพินดาเมนทัลคอมโพเน้นท์ ซึ่งจะมีค่า r.m.s เท่ากับ

$$V_{o1} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90 V_s \quad (2.10)$$

เช่นเดียวกันในกรณีของโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ (INDUCTIVE LOAD) ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะทำหน้าที่คืนพลังงานกลับสู่แหล่งจ่าย  $V_s$  ตัวล่าง และ  $D_3 - D_4$  จะคืนพลังงานกลับสู่แหล่งจ่าย  $V_s$  ตัวล่าง ดังนั้นเราจึงเรียกไดโอด  $D_1 - D_4$  ว่า ฟีดแบคไดโอด (FEEDBACK DIODE) ซึ่งสามารถแสดงเวฟฟอร์มได้ดังรูปที่ 2.3.3





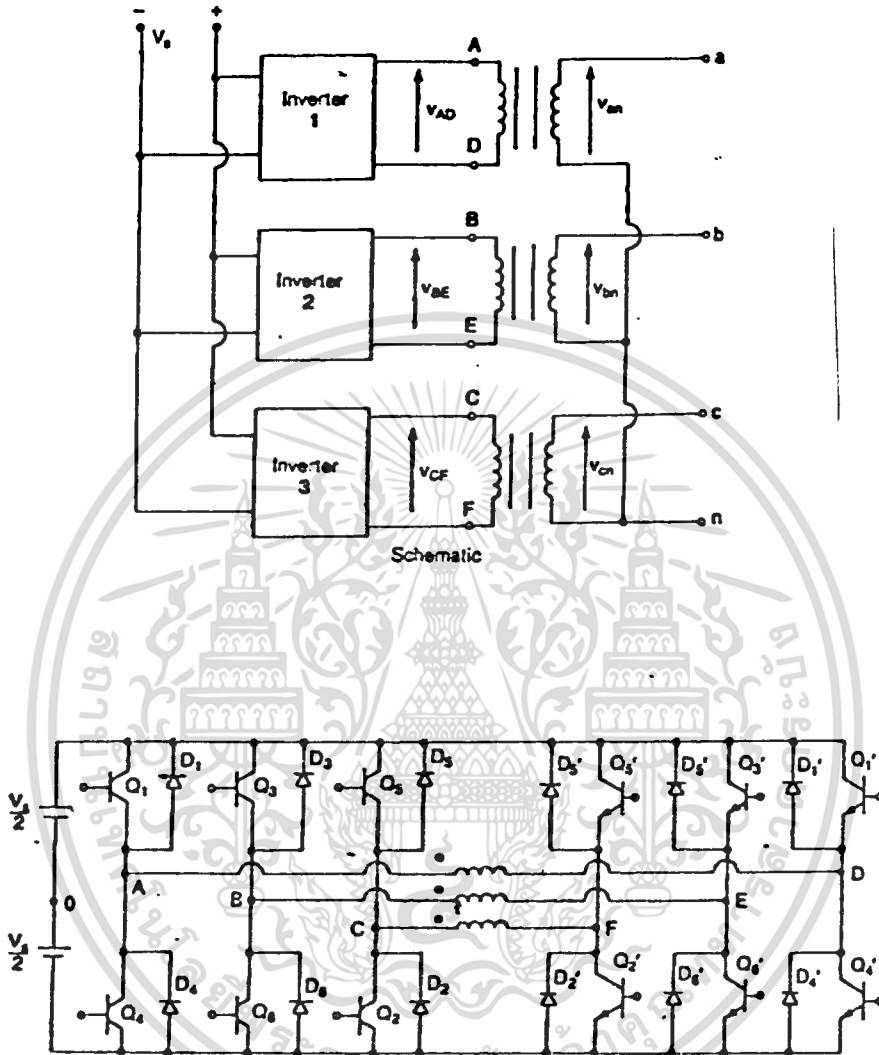
รูปที่ 2.3.3 แสดงเวฟฟอร์มของซิงเกิลเฟส ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่มีโหลดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ

### 2.4 3 เฟส อินเวอร์เตอร์ (3 PHASE INVERTERS)

โดยปกติวงจรนี้จะนำไปใช้งานที่ต้องการกำลังสูง (HIGH POWER APPLICATION) เช่นการขับเคลื่อนเอช มอเตอร์ 3 เฟส (AC MOTOR THREE PHASE), การหลอมโลหะโดยใช้การเหนี่ยวนำ 3 เฟส (INDUCTION HEATER THREE PHASE) ที่ต้องการจ่ายกำลังมากๆ

3 เฟส อินเวอร์เตอร์ อาจจะสร้างได้หลายแบบเช่น สร้างได้จากวงจร 1 เฟส ฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (หรือฟูลบริดจ์) ต่อขนานกัน 3 ตัว สัญญาณการขับวงจร 1 เฟส อินเวอร์เตอร์ แต่ละตัวควรห่างเวลาขึ้น 120 องศา เพื่อที่จะได้ 3 เฟส เอ้าท์พุทที่สมดุลย์ (3 PHASE BALANCE) (แต่ละเฟสห่างกัน 120 องศา) วงจร 3 เฟสอิน

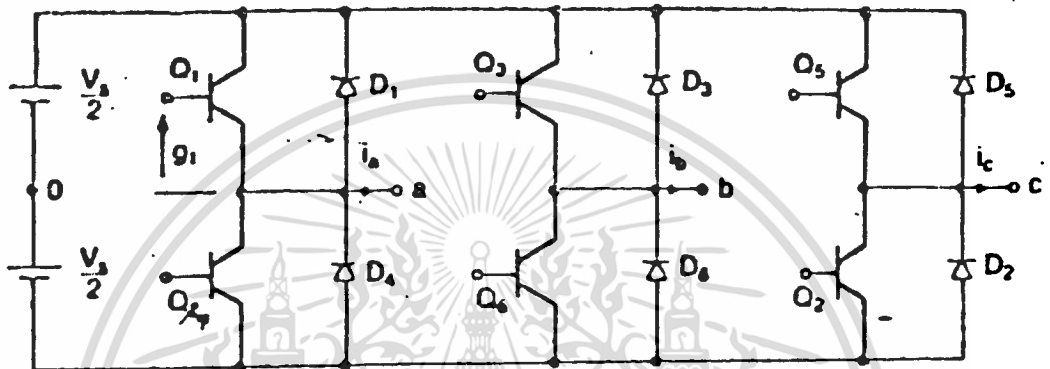
เวอ์เตอร์ ที่สร้างจาก 1 เฟส อินเวอ์เตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 2.4.1



รูปที่ 2.4.1 แสดงวงจร 3 เฟสอินเวอ์เตอร์ที่สร้างจาก 1 เฟส อินเวอ์เตอร์

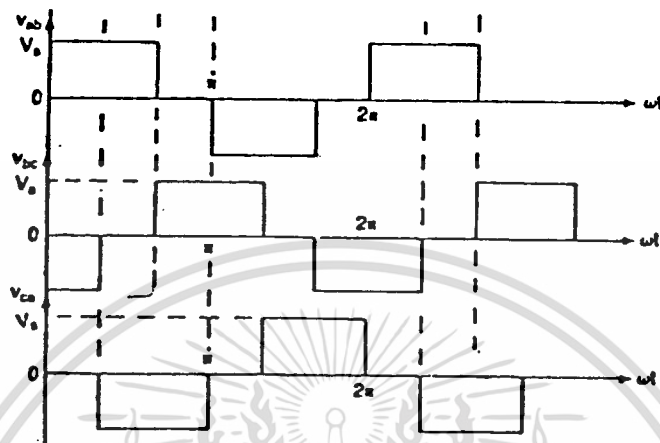
เราจะเห็นว่าด้านปฐมภูมิ (PRIMARY) ของหม้อแปลงต้องทำการแยก (ISOLATE) ด้วยหม้อแปลง แต่ทางด้านทุติยภูมิ (SECONDARY) ของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทของ 3 เฟส อินเวอ์เตอร์ จะต่อกันแบบ Y หรือ  $\Delta$  (ในรูปจะต่อเอาต์พุทแบบ Y) ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะต่อแบบ Y เนื่องจากจะทำให้เอาต์พุทของ 3 เฟสอินเวอ์เตอร์ไม่มีฮาร์โมนิคส์ที่ 3 ทารลงตัว คือ  $n = 3, 6, 9, 12, \dots$  ทำให้ได้เอาต์พุทที่ใกล้เคียงไซน์มากขึ้น

ขนาดของเอาต์พุท ฟิลเตอร์ (OUTPUT FILTER) มีขนาดลดลง 3 เฟส อินเวอร์เตอร์  
 อาจสร้างได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ 6 ตัวต่อกันดังรูปที่ 2.4.2



รูปที่ 2.4.2 แสดงวงจรการสร้าง 3 เฟส อินเวอร์เตอร์ จากทรานซิสเตอร์ 6 ตัว  
 การขับทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_6$  จะทำได้ 2 ลักษณะคือ

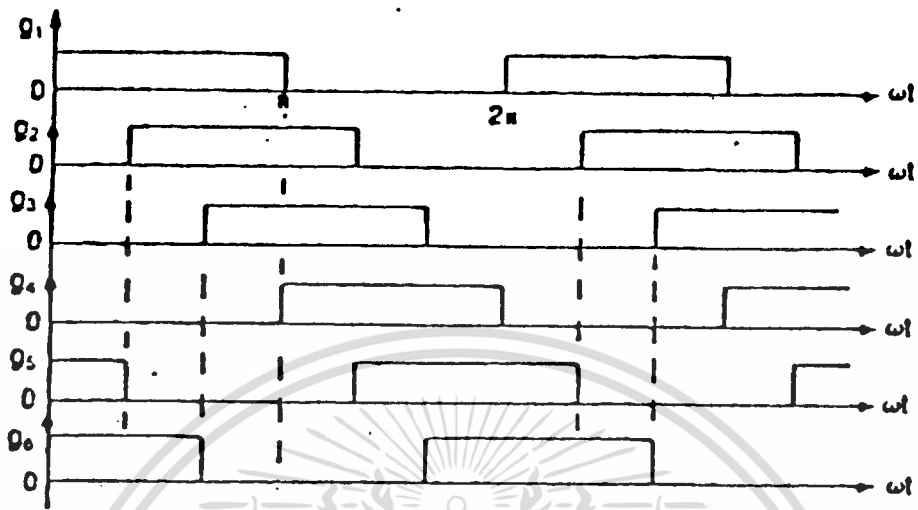
- ให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนำกระแสตลอด 180 องศา ในกรณีนี้จะมีลำดับการ  
 ับทรานซิสเตอร์เป็น 123-234-456-561-612 วนกันไปเรื่อยๆ เราจะได้เอ้าท์พุท  
 ิวลเตจดังรูปที่ 2.4.3



รูปที่ 2.4.3 แสดงเวฟฟอร์มของ  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$

เราจะเห็นว่าเอ้าท์พุทิวลเตจจะเลื่อน (SHIFT) กัน 60 องศา เพื่อที่จะทำให้เกิดเฟสสมดุลย์ (FUNDAMENTAL COMPONENT BALANCE)

- ให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสเพียง 120 องศา ในกรณีนี้ ทรานซิสเตอร์จะนำกระแสพร้อมกันทีละ 2 ตัว โดยมีลำดับการับเป็น 12-23-34-45-56-61 วนเวียนกันไปเรื่อยๆ ซึ่งจะได้เวฟฟอร์มดังรูปที่ 2.4.4

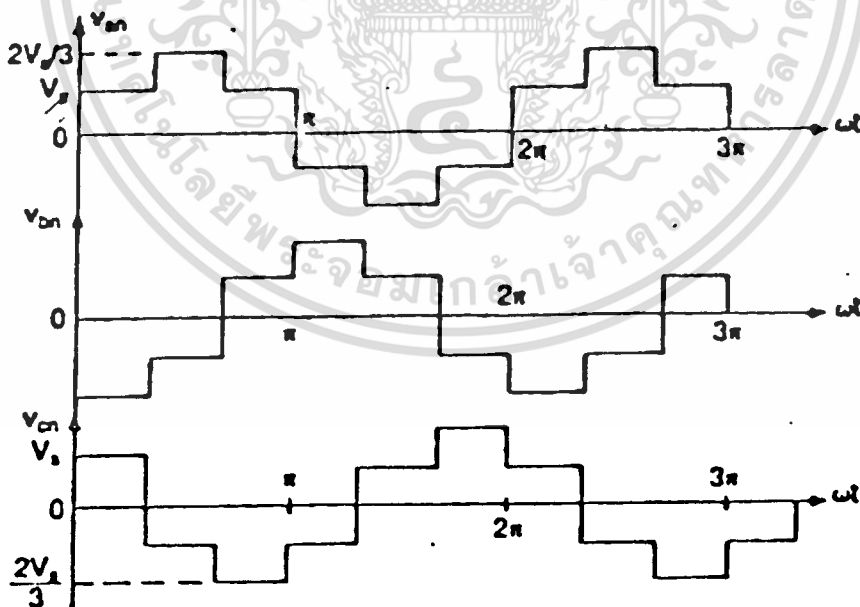
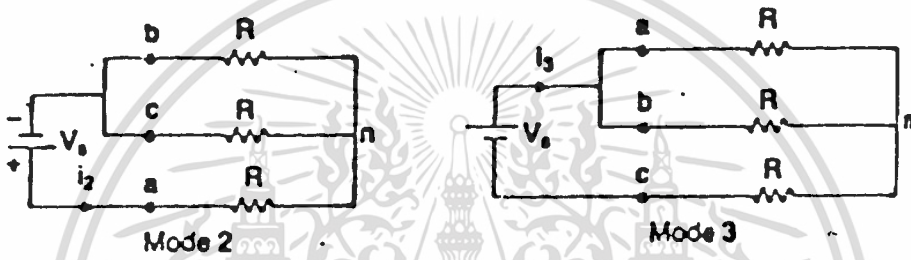
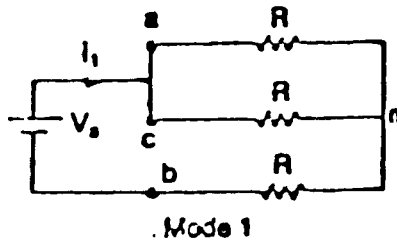


รูปที่ 2.4.4 แสดงเวฟฟอร์มของการขับทรานซิสเตอร์ที่ละ 2 ตัว

เราจะสังเกตว่าเวฟฟอร์มของไลน์ ๆ ไลน์ เอ้าท์พุทโวลเตจ(LINE - LINE OUTPUT VOLTAGE) ของแบบ 120 องศา จะเป็นไลน์ ๆ นิวทรอน เอ้าท์พุทโวลเตจ (LINE TO NEUTRAL OUTPUT VOLTAGE) ของแบบ 180 องศา ถ้าต่อโหนดของอินเวอร์เตอร์เป็นความต้านทาน(RESTISTANCE(R)) และเอ้าท์พุทต่อแบบ Y โดยกำหนดให้ ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนำกระแส 180 องศา เราจะพิจารณาถึงเวฟฟอร์มฟอร์มของไลน์ ๆ นิวทรอน ของวงจร

เพื่อความสะดวกเราจะแบ่งช่วงเวลาคycle (CYCLE) (0 - π) ออกเป็น 3 ส่วน คือ

- ช่วงที่ 1 คือช่วงเวลา  $0 \leq \omega t \leq \pi/3$  ทราซิสเตอร์  $Q_5$   $Q_2$   $Q_1$   
จะนำกระแสดังรูปที่ 2.4.5



รูปที่ 2.4.5 แสดงรูปแบบการทำงานของทราซิสเตอร์ซึ่งนำกระแสเพียง 120 องศา

จากวงจรเสมือน(EQUIVALENT CIRCUIT) ในรูป 2.4.5(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{an} = V_{cn} = V_s/3 \quad (2.11)$$

$$V'_{bn} = -2V_s/3 \quad (2.12)$$

- ช่วงที่ 2 ซึ่ง  $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$  ทรานซิสเตอร์  $Q_0$   $Q_1$   $Q_2$  จะนำกระแสได้วงจรเสมือนดังรูปที่ 2.4.5(บ)

$$V_{an} = 2V_s/3 \quad (2.13)$$

$$V_{bn} = V_{cn} = -V_s/3 \quad (2.14)$$

- ช่วงที่ 3 ซึ่ง  $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$  ทรานซิสเตอร์  $Q_1$   $Q_2$   $Q_3$  จะนำกระแส

$$V_{an} = V_{bn} = V_s/3 \quad (2.15)$$

$$V_{cn} = -2V_s/3 \quad (2.16)$$

ในช่วงครึ่งไซเคิลอื่นๆก็จะวนเวียนและใช้หลักการคิดอย่างเดียวกันตลอด เราจะสังเกตได้ว่า ค่าของ ไลน์ ทู นิวทอน โวลเตจ จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $2V_s/3$  แต่ค่าสูงสุดของ ไลน์ ทู ไลน์ โวลเตจ จะมีค่าเท่ากับ  $V_s$  ค่าไลน์ ทู ไลน์ โวลเตจ ในรูปของฟูเรียร์ ซีรี่ (แบบให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส 180 องศา)

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \left[ \sin n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (2.17)$$

ส่วน  $V_{bc}$  และ  $V_{ca}$  นั้นก็หาได้จากสมการ (2.17) เช่นกันแต่เฟสจะเลื่อนไป 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ กล่าวคือ

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \left[ \sin n \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.18)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \left[ \sin n \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (2.19)$$

ในสมการที่ (2.17), (2.18) และ (2.19) เราจะสังเกตเห็นว่าเทอม  $\cos n\pi/6$  จะมีค่าเป็น 0 เมื่อ  $n = 3, 9, 15, \dots$  หรือค่า  $n$  เป็นเลขคี่ที่ 3 หารลงตัว หรือ

$$\cos \frac{n\pi}{6} = 0 \quad ; \quad n = 3, 9, 15, 21, \dots$$

ดังนั้นจึงอาจสรุปได้ว่า ค่า โล้น ๆ โล้น เอ้าท์พุทโวลเตจ ของอินเวอร์เตอร์จะไม่มีฮาร์โมนิคส์ที่ 3 หารลงตัวอยู่เลย

สำหรับค่า โล้น ๆ โล้น r.m.s โวลเตจ  $V_L$  จะมีค่าเท่ากับ

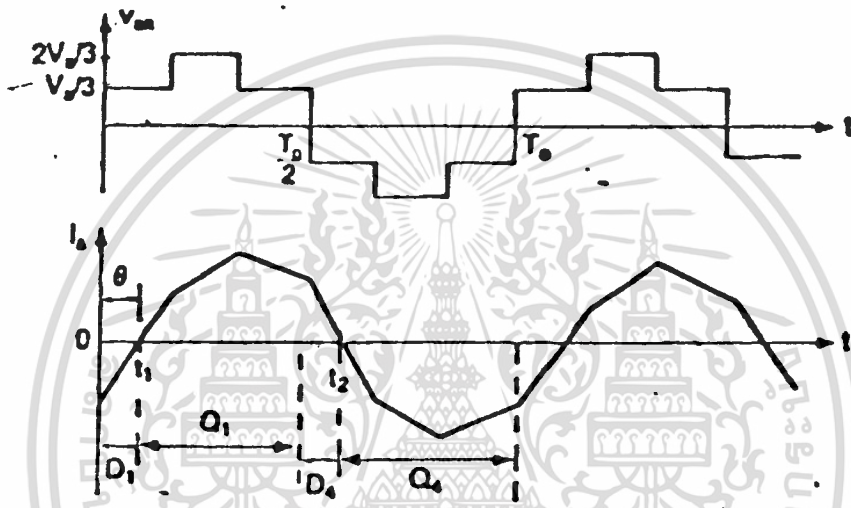
$$V_L = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.20)$$

$$V_L = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0.8165 V_s \quad (2.21)$$

ค่าพีคแอมพลิจูดคอมโพเนนท์ ( $n = 1$ ) จะมีค่า r.m.s เท่ากับ  $V_{L1}$

$$V_{L1} = \frac{4V_s}{\pi} \left( \frac{\cos 30^\circ}{\sqrt{2}} \right) = 0.7797 V_s \quad (2.22)$$

เนื่องจากเอาต์พุตโวลเตจ(ไลน์ ทู นิวทรอน) มีลักษณะเป็นเสมือนบันได 6 ขั้นต่อ 1 ไซเคิล บางทีอาจจะเรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า 6 สเต็ป อินเวอร์เตอร์(6 STEP INVERTERS) สำหรับกรณีของโวลเตจคลาดเห็นส่วนน่าจะได้รูปเวฟฟอร์มของกระแสที่ไหลในโวลต์ดังรูปที่ 2.4.6



รูปที่ 2.4.6 แสดงเวฟฟอร์มของกระแสที่ไหลในโวลต์คลาดเห็นส่วน เนื่องจากกระแสที่ไหลในโวลต์มีค่าเท่ากัน

## 2.5 การสร้างสัญญาณควบคุมของซิงเกิ้ล เฟส อินเวอร์เตอร์ (VOLTAGE CONTROL OF SINGLE PHASE INVERTERS)

ในการใช้งานอินเวอร์เตอร์ ในบางครั้งจำเป็นที่จะต้องทำให้ เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมได้อย่าง เช่น ในการใช้งานอินเวอร์เตอร์เป็น

- . วงจรจ่ายโวลเตจคงที่ (VOLTAGE REGULATOR) ซึ่งจะจ่ายเอาท์พุทโวลเตจให้คงที่แม้ว่า ดีซี อินพุท (DC INPUT) จะมีค่าเปลี่ยนแปลง

- . งานที่ต้องการควบคุมให้เกิด อัตราส่วนของโวลเตจต่อความถี่ (V/P) ให้คงที่ เช่น ใช้ในการขับมอเตอร์กระแสสลับ (AC MOTOR)

ในการควบคุมค่าของระดับเอาท์พุทโวลเตจ ทำได้โดยการควบคุม อัตราขยาย (GAIN) ของอินเวอร์เตอร์ (GAIN = AC OUTPUT ต่อค่า DC INPUT) โดยใช้เทคนิคทาง พัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (PULSE WIDTH MODULATION (PWM)) โดยทั่วไปแล้ว P. W.M. สามารถแบ่งออกได้เป็นประเภทดังนี้

2.5.1. ซิงเกิลพัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (SINGLE PULSE WIDTH MODULATION)

2.5.2. มัลติเพิลพัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (MULTIPLE-PULSE -WIDTH MODULATION)

2.5.3. ซายน์เวฟไซคอลลพัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION)

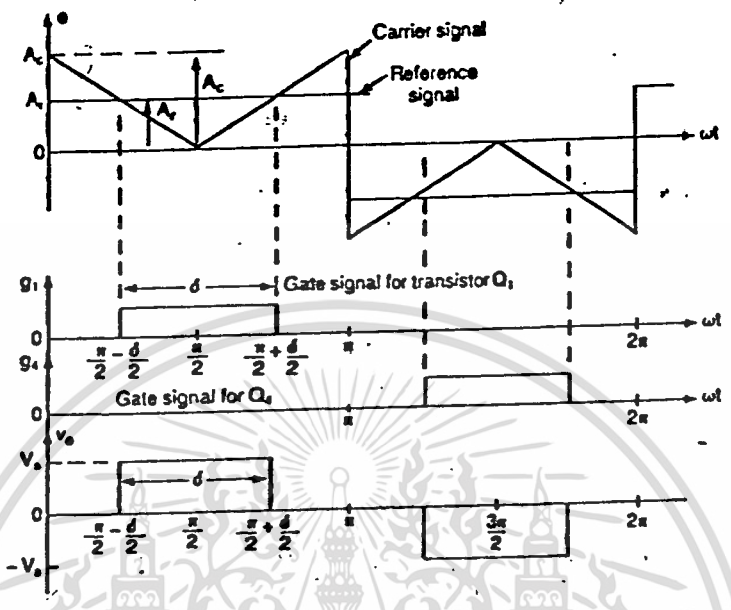
2.5.4. โมดิฟายด์ซายน์เวฟไซคอลลพัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (MODIFIED SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION)

2.5.5. เฟสดีสเพลสเม้นควนไทรอน (PHASE DISPLACEMENT CONTROL)


ดังจะอธิบายให้ทราบถึงรายละเอียดต่อไป

2.5.1 ซิงเกิลพัลส์วีดท์มอดดูเลชั่น (SINGLE PULSE WIDTH MODULATION)

การควบคุมจะควบคุมให้เกิดเอาท์พุทโวลเตจมี 1 พัลส์ (PULSE) ต่อ ครึ่งไซเคิล โดยความกว้างของพัลส์มีค่าเท่ากับ ในรูปที่ 2.5.1.1



รูปที่ 2.5.1.1 แสดงเวฟฟอร์มของเอาต์พุตของซิงเกิลพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

ในรูปจะเห็นว่าสัญญาณเกต (GATE) หรือสัญญาณขับ (DRIVE) จะถูกสร้างจาก การเปรียบเทียบกับระดับโวลเตจ กับระดับอ้างอิง (REFERENCE VOLTAGE) กับระดับของสัญญาณพาหะ (CARRIER) รูป  $\Delta$  (  )

กำหนดให้ ระดับสัญญาณอ้างอิงคือ  $A_r$

ค่าสูงสุดของสัญญาณพาหะคือ  $A_c$

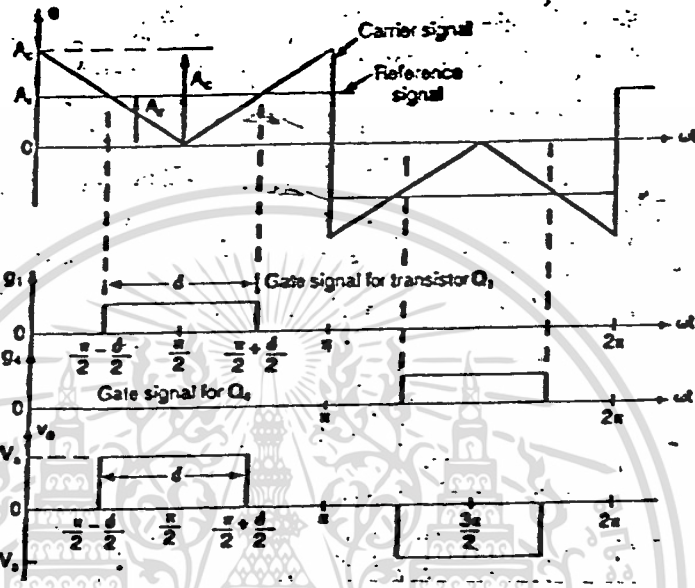
โดยที่  $A_r$  จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง  $A_c$  พารามิเตอร์ตัวหนึ่งที่สำคัญเกี่ยวกับ พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PULSE WIDTH MODULATION) คือมอดูเลชันอินเด็กซ์ (MODULATION INDEX) (M)

$$M = A_r / A_c$$

(2.23)

ค่าความกว้างของพัลส์ ( $\sigma$ ) จะเปลี่ยนอยู่ระหว่าง 0 - 180 องศา ดังรูปที่

2.5.1.2



รูปที่ 2.5.1.2 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $\sigma$  กับค่า  $M$

จะเห็นว่าค่า  $\sigma$  จะลดลงเมื่อ  $M$  เพิ่มขึ้น และจะเพิ่มขึ้นเมื่อ  $M$  ลดลง

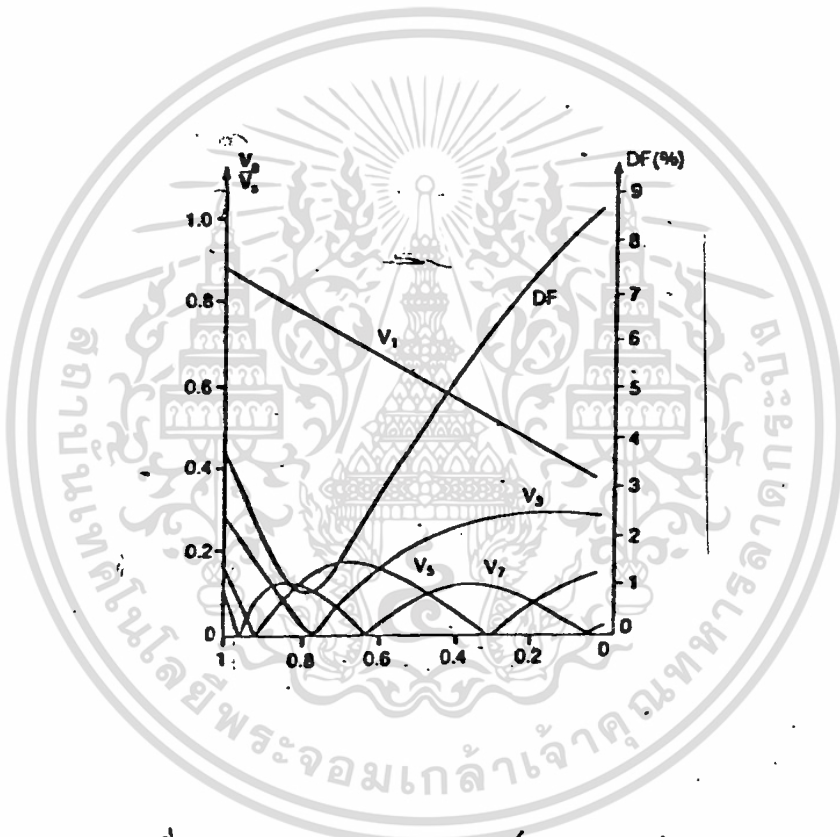
r.m.s. เข้าที่หน่วยเวลาดังคือ

$$V_o = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\sigma)/2}^{(\pi+\sigma)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\sigma}{\pi}} \quad (2.24)$$

และเอ้าท์พุทโวลเตจในรูปของฟูรีเย ซีรีส์คือ

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\sigma}{2} \left[ \sin(n\omega t) \right] \quad (2.25)$$

ในรูปที่ 2.5.1.3 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของ  $M$  กับ ดิสทอร์ชัน แฟคเตอร์ (DISTORTION FACTOR(DF)) และเอ้าท์พุทโวลเตจในรูป r.m.s

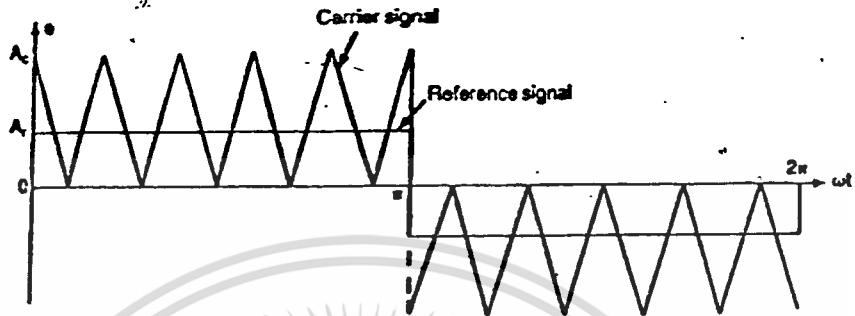


รูปที่ 2.5.1.3 แสดงความสัมพันธ์ของ  $M$  กับค่า DF

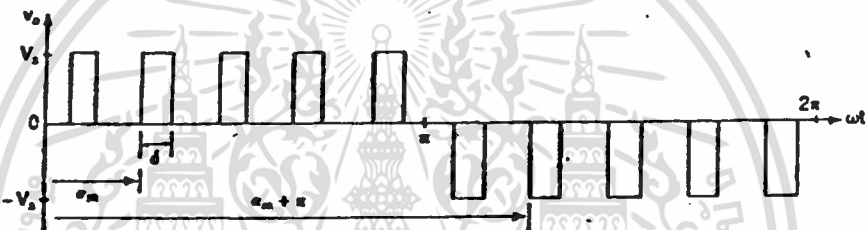
### 2.5.2 มัลติเพิลพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (MULTIPLE PULSE WIDTH MODULATION)

ในกรณีของซิลิกอนพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ค่าเอ้าท์พุทโวลเตจ จะประกอบด้วย ฮาร์โมนิกส์ที่ 3, 5, 7, ... หรือประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ที่ เราอาจจะทำการซัดฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ให้หายไปหรือมีค่าลดลงได้โดยที่แบ่งครึ่งไซเคิล ออกเป็นหลายๆพัลส์ เท่าๆกัน วิธีการนี้แบ่งครึ่งไซเคิลออกเป็นพัลส์หลายๆลูกเท่า ๆ กันเรียกว่ายูนิฟอร์มพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ( UNIFORM PULSE WIDTH MODULATION ) รูปที่ 2.5.2.1 แสดงให้เห็นถึง

เวฟฟอร์มของสัญญาณพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น



(a) Gate signal generation



(b) Output voltage

รูปที่ 2.5.2.1 แสดงให้เห็นถึงเวฟฟอร์มของสัญญาณพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น

ถ้ากำหนดให้ในครึ่งไซเคิล (0 - π) ถูกแบ่งเป็นพัลส์จำนวน P ลูก

ความถี่ของสัญญาณพาหะ คือ  $f_c$

ความถี่ของสัญญาณเอ้าท์พุท คือ  $f_o$

$$P = f_c / 2f_o \quad (2.5.2.6)$$

และกำหนดให้พัลส์แต่ละลูกมีความกว้าง เราจะได้ r.m.s ของเอ้าท์พุทโวล

เตจ และเอ้าท์พุทฟูเรี่ยซีวี เป็น

$$V_o = \left[ \frac{2P}{2\pi} \int_{(\pi/\varphi - \sigma)/2}^{(\pi/\varphi + \sigma)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{P\sigma}{\pi}} \quad (2\cdot27)$$

และ

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (2\cdot28)$$

ในการหาสัมประสิทธิ์  $A_n$  และ  $B_n$  หาได้โดยการพิจารณาว่า  $a_n$  และ  $b_n$  เป็นผลรวมของแต่ละพัลส์ย่อย ๆ ในครึ่งไซเคิลรวมกันตามลำดับ ดังนั้นจึงกำหนดได้ว่า สำหรับพัลส์ลูกที่  $m$  ในครึ่งไซเคิลซึ่งเกิดอยู่ในช่วง  $\alpha_m \leq \omega t \leq \alpha_m + \sigma$  โดยที่  $\sigma$  คือ ความกว้างของพัลส์เพราะฉะนั้นพัลส์ลูกที่  $m$  จะมีสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์เป็น  $a_{n(m)}$  และ  $b_{n(m)}$  เป็น

$$\begin{aligned} a_{n(m)} &= \frac{2V_s}{n\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \sigma} \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2V_s}{n\pi} \left[ \sin n(\alpha_m + \sigma) - \sin n\alpha_m \right] \end{aligned}$$

$$\therefore a_{n(m)} = \left( \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\sigma}{2} \right) \cdot \left( \cos n \left( \alpha_m + \frac{\sigma}{2} \right) \right) \quad (2\cdot29)$$

และสัมประสิทธิ์  $b_{n(m)}$  จะเป็น

$$\begin{aligned} b_{n(m)} &= \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + d} \sin n\omega t \, d(\omega t) \\ &= \frac{2V_s}{n\pi} (\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + d)) \end{aligned}$$

$$\therefore b_{n(m)} = \left( \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{nd}{2} \right) \cdot \left( \sin n \left( \alpha_m + \frac{d}{2} \right) \right) \quad (2.30)$$

จากที่ได้อธิบายมาแล้วและในครึ่งไซเคิลมีจำนวนพัลส์อยู่ P ลูกเพราะฉะนั้นจะได้

$$A_n = \sum_{m=1,2,3,\dots}^P a_{n(m)}$$

$$\therefore A_n = \sum_{m=1,2,3,\dots}^P \frac{4V_s}{n\pi} \left( \sin \frac{nd}{2} \right) \cdot \left( \cos n \left( \alpha_m + \frac{d}{2} \right) \right) \quad (2.31)$$

และของ  $B_n$  จะเท่ากับ

$$B_n = \sum_{m=1,2,3,\dots}^P b_{n(m)}$$

$$\therefore B_n = \sum_{m=1,2,3,\dots}^P \frac{4V_s}{n\pi} \left( \sin \frac{n\sigma}{2} \right) \cdot \left( \cos n \left( \alpha_m + \frac{\sigma}{2} \right) \right) \quad (2.32)$$

และจากสมการที่ (2.28) คือ

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t \right)$$

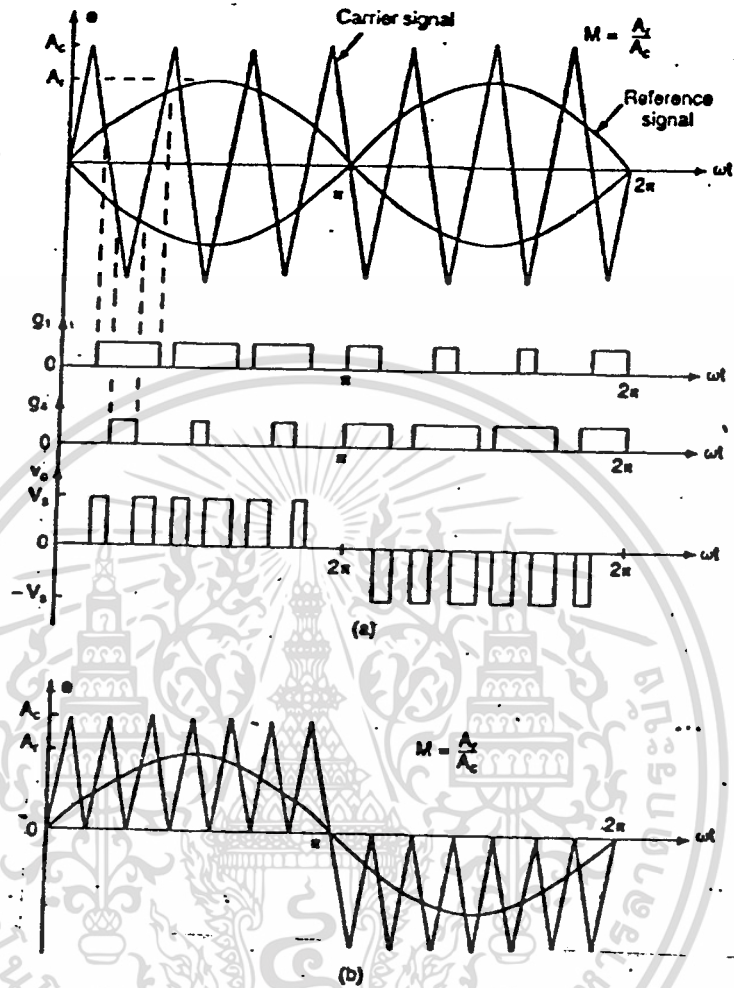
จากสมการที่ (2.28) เราจะเห็นว่าลำดับของฮาร์โมนิกส์ ( $n$ ) จะไม่แตกต่างจากแบบซีกเกิด P.W.M กล่าวคือจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3, 5, 7, ... เช่นกัน แต่จากสมการที่ (2.31) และ (2.32) เราจะเห็นว่าถ้าค่า  $P$  มีค่ามากขึ้น (จำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลมากขึ้น) จะทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำ ๆ ลดลง แต่ค่าของฮาร์โมนิกส์ลำดับสูง ๆ จะเพิ่มขึ้นแต่อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกส์ลำดับสูง ๆ สามารถขจัดได้ง่ายกว่าลำดับต่ำ ๆ

### 2.5.3. ไซนิวัสคอลลพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน (SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION (SPWM))

ในหัวข้อที่แล้ว ๆ มา ความกว้างของพัลส์จะมีค่าคงที่ซึ่งจะเห็นว่าเอ้าท์พุทจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ที่ 3, 5, 7, ... เพื่อที่จะทำให้ฮาร์โมนิคเหล่านี้บางคาหายไปเราจึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้ความกว้างของพัลส์มีขนาดไม่คงที่ ซึ่งทำได้โดยวิธี ไซนิวัสคอลลพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน

SPWM จะให้เอ้าท์พุทที่มีเวฟฟอร์มเป็นพัลส์หลาย ๆ พัลส์ในครึ่งไซเคิลของเอ้าท์พุทโดยที่ขนาดความกว้างของแต่ละพัลส์ จะแบ่งไปตามขนาดของจุดอ้างอิงไซนิวัสคอลล

พัลส์ (SINESOIDAL REFERENCE) ในช่วงเวลาที่สั้นนักดังแสดงในรูปที่ 2.5.3.1



รูปที่ 2.5.3.1 แสดงความสัมพันธ์ของการแบ่งพัลส์ตามขนาดจุดอ้างอิง

การสร้าง SPWM อาจทำได้โดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (REFERENCE SIGNAL) ซึ่งเป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่เท่ากับเฮิรตซ์พุกโวลเตจ ( $f_o$ ) ที่เราต้องการกับสัญญาณพาหะ (CARRIER SIGNAL) ซึ่งเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยม (SAW TOOTH) ความถี่  $f_c$  ถ้าเราต้องการให้จำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลมีจำนวน  $P$  ลูก จะมีความสัมพันธ์ของ  $f_o, f_c$  และ  $P$  เป็น

$$P = f_c / 2f_o$$

จากรูปที่ 2.5.3.1 จะเห็นว่าขนาดของพัลส์จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของจุดอ้างอิงรูปไซน์ ในช่วงเวลาที่สมนัยกัน ถ้ากำหนดให้ความกว้างของพัลส์ลูกที่  $m$  มีค่าเท่ากับ  $d_m$  จากสมการที่ (2.27) เราจะได้ค่าของ r.m.s. แอ้าท์พุทโวลเตจ

$$V_o = V_s \left( \sum_{m=1}^p \frac{d_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.29) และ (2.30) โดยการแทนค่า  $d$  เท่ากับ  $d_m$  และจากสมการที่ (2.31) และ (2.32) เราก็จะได้ค่า  $A_n$  และ  $B_n$  ของ SPWM นั้นคือ

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \left[ \sin n(\alpha_m + d_m) - \sin n\alpha_m \right] \quad (2.34)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \left[ \cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + d_m) \right] \quad (2.35)$$

และได้แอ้าท์พุทโวลเตจ  $v_o(t)$  แบบอนุกรมฟูเรียร์ เป็น

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (2.36)$$

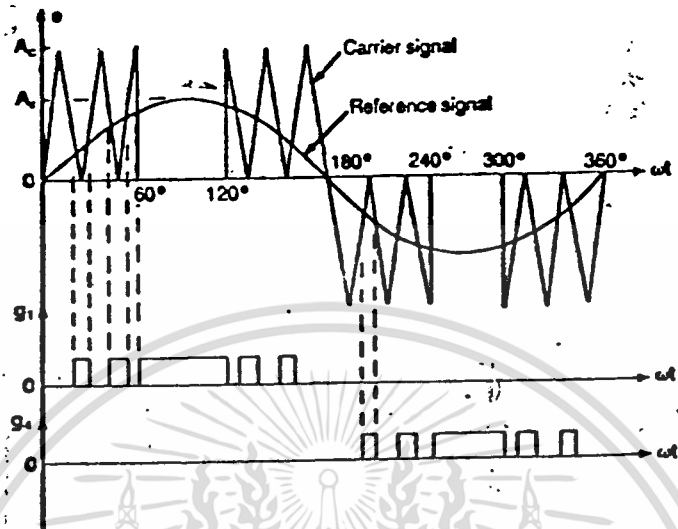
อินเวอร์เตอร์แบบ SPWM จะมีประโยชน์คือ จะทำให้ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต่ำกว่า  $2P-1$  หดไป เมื่อ  $P$  คือ จำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล เช่น ถ้า  $P = 5$  เราจะพบว่า แอ้าท์พุทโวลเตจจะไม่มีฮาร์โมนิกส์ที่ 3, 5, 7 และแอ้าท์พุทจะมีฮาร์โมนิกส์ต่ำสุดเป็น 9

#### 2.5.4. โมดิฟายด์ไซน์นิวโรซคอลลพัลส์วิดทมอดูเลชั่น (MODIFIED SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION)

เป็น SPWM พัฒนามาขึ้นโดยจัดให้พัลส์ที่มีความกว้าง 60 องศา เกิดขึ้นอยู่ระหว่าง  $60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$  และช่วง  $0^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$  และช่วง  $120^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ$  จะเป็น

พัลส์ที่มีความกว้างต่างๆ ที่หาออกมาได้โดยใช้วิธี SPWM เวกฟอร์มของ MSPWM แสดงดัง

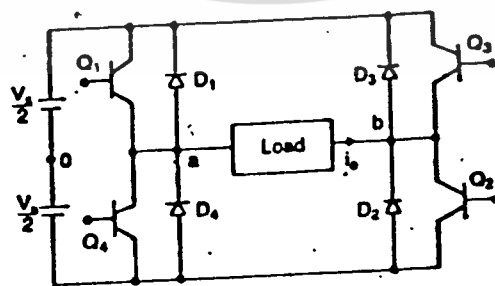
รูปที่ 2.5.4.1



รูปที่ 2.5.4.1 แสดงเวกฟอร์มของ MSPWM

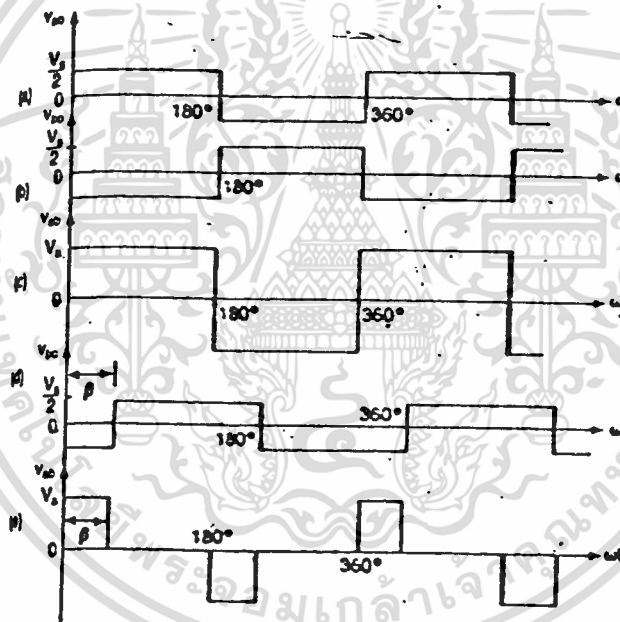
### 2.5.5 เฟสดีสเพลสเมนต์คอนโทรล (PHASE DISPLACEMENT CONTROL)

การควบคุมเข้าที่พหุโวลเตจอาจทำได้โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีหลายเข้าที่พหุ (MULTIPLE INVERTERS) โดยการนำเอาเข้าที่พหุแต่ละขั้วมารวมกัน  
พิจารณาฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.5.5.1



รูปที่ 2.5.5.1 แสดง ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

ซึ่งประกอบด้วยฮัลฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ 2 ชุด ถ้าเราควบคุมให้เฟส ของ  $V_{u0}$  และ  $V_{b0}$  ต่างกัน  $180^\circ$  องศา ดังรูปที่ 2.5.5.2(a) และ (b) จะทำให้ ได้เอาท์พุทโวลเตจ  $V_{ub}$  ที่มีเวฟฟอร์ม ดังรูปที่ 2.5.5.2(c) แต่ถ้าเราควบคุมให้ เฟสของ  $V_{u0}$  และ  $V_{b0}$  ต่างกัน  $\beta$  องศา จะทำให้ได้เอาท์พุทโวลเตจ  $V_{ub}$  ดังรูปที่ 2.5.5.2(d) เราจะเห็นได้ว่า  $V_{ub}$  จะเป็นพัลส์ที่มีความกว้างเท่ากับ ความต่างเฟสของ  $V_{u0}$  และ  $V_{b0}$  คือ  $\beta$  การควบคุมเอาท์พุทโวลเตจแบบนี้ เรียกว่า การควบคุมโดยการควบคุมความต่างเฟส (PHASE DISPLACEMENT CONTROL)



รูปที่ 2.5.5.2 แสดงการควบคุมแบบเฟสดีสเพลสमेंต์คอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า r.m.s. เข้าพ่วงโวลเตจ

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (2.37)$$

ค่า  $V_{bo}$  ในรูปอนุกรมฟูเรียร์คือ

$$V_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.38)$$

และ  $V_{bo}$  จะเป็น

$$V_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n(\omega t - \beta) \quad (2.39)$$

เพราะฉะนั้นค่าเข้าพ่วงโวลเตจ  $V_{ab}$  คือ  $V_{ao} - V_{bo}$  จะได้ว่า

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \left[ \sin n\omega t - \sin n(\omega t - \beta) \right] \quad (2.40)$$

จัดรูปใหม่โดยใช้เอกลักษณ์ทางตรีโกณมิติจะเป็น

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\beta}{2} \cos n\left(\omega t - \frac{\beta}{2}\right) \quad (2.41)$$

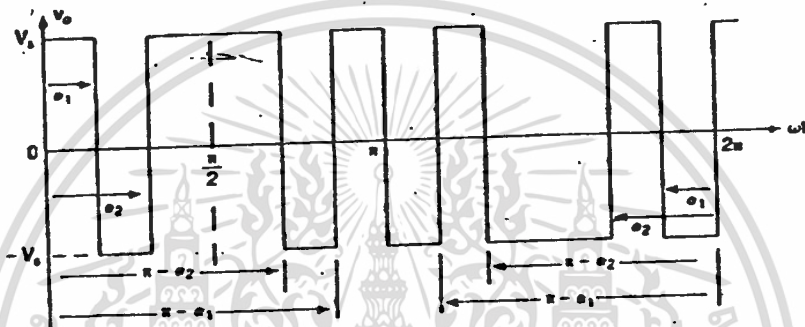
และจะได้ค่าของพินคาเมนัลคอมโพเนนท์ (r.m.s)

$$V_1 = \left( \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} \right) \sin \frac{\beta}{2} \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 การลดฮาร์โมนิกส์ (HARMONICS REDUCTION)

เราสามารถที่จะขจัดฮาร์โมนิกส์ ได้โดยทำให้เอาท์พุทโวลเตจเป็นพัลส์ที่มีความกว้างต่าง ๆ กัน ตามที่ได้อธิบายมาแล้ว ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงวิธีการขจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ไม่ต้องการ (ส่วนมากเป็นฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่ ๆ) โดยการกำหนดมุมและความกว้างของพัลส์ที่เหมาะสมเพื่อให้ฮาร์โมนิกส์ลำดับนั้นหายไป โดยมีค่าเป็น



รูปที่ 2.6.1 แสดงเวฟฟอร์มของเอาท์พุทโวลเตจ

พิจารณาเวฟฟอร์มของเอาท์พุทโวลเตจในรูปที่ 2.6.1 เราสามารถเปลี่ยน  $v_o(t)$  ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้เป็น

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \sin n\omega t \quad (2.43)$$

โดยที่  $A_n$  จะมีค่า

$$A_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t \, d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi} \sin n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ -32- เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_n = \left( \frac{\Delta V_s}{\pi} \right) \cdot \left( \frac{1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2}{n} \right) \quad (2.44)$$

ถ้าเราจะขจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 และ 5 จะทำได้โดยการหาค่า  $\alpha_1$  และ  $\alpha_2$  ที่เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้  $A_3$  และ  $A_5$  มีค่าเป็น 0 คือเปลี่ยนจากสมการ (2.44) ได้

$$A_3 = 1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0 \quad (2.45)$$

$$A_5 = 1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 = 0 \quad (2.46)$$

สมการทั้ง 2 ข้างต้น แก้ได้โดยใช่วิธีการทางตัวเลข (NUMERICAL METHOD) เราจะได้ค่า  $\alpha_1$  และ  $\alpha_2$  ที่เหมาะสมเป็น  $\alpha_1 = 23.62^\circ$  และ  $\alpha_2 = 33.3^\circ$  สำหรับในกรณีของ MSPWM เราสามารถใช้วิธีข้างต้นได้ และสมการที่ (2.44) จะขยายเป็น

$$A_n = \frac{\Delta V_s}{\pi} \left[ 1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2 - 2 \cos n\alpha_3 + \dots \right] \quad (2.47)$$

ในรูปที่ 2.6.2 เป็นเวฟฟอร์มของ MSPWM เราจะหาค่า  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ , และ  $\alpha_4$  ที่เหมาะสมเพื่อที่จะขจัดฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7, 11 และ 13 กล่าวคือเพื่อให้  $A_5 = A_7 = A_{11} = A_{13}$  จากสมการที่ (2.47) จะได้

$$A_5 = 0 = 1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3 + 2 \cos 5\alpha_4$$

$$A_7 = 0 = 1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3 + 2 \cos 7\alpha_4$$

$$A_{11} = 0 = 1 - 2 \cos 11\alpha_1 + 2 \cos 11\alpha_2 - 2 \cos 11\alpha_3 + 2 \cos 11\alpha_4$$

$$A_{13} = 0 = 1 - 2 \cos 13\alpha_1 + 2 \cos 13\alpha_2 - 2 \cos 13\alpha_3 + 2 \cos 13\alpha_4$$

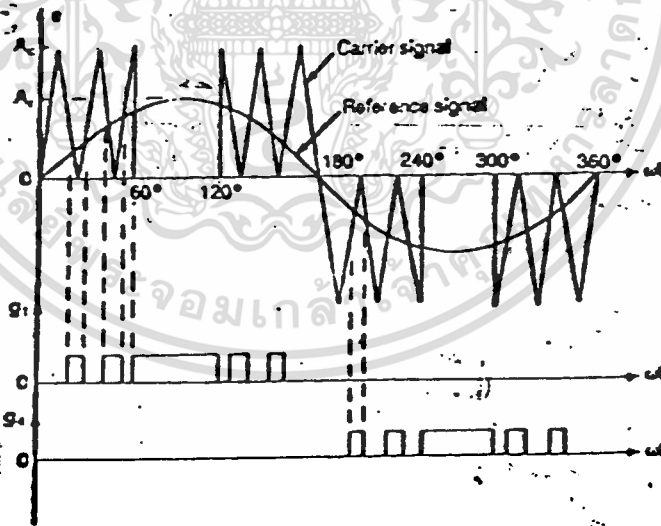
คำตอบของชุดสมการดังกล่าวข้างต้นก็คือ

$$\alpha_1 = 10.55^\circ$$

$$\alpha_2 = 16.09^\circ$$

$$\alpha_3 = 30.91^\circ$$

$$\alpha_4 = 32.87^\circ$$



รูปที่ 6.2.2 แสดงเวฟฟอร์มของ MSPWM

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า MSPWM ที่มีเอ้าท์พุทเวฟฟอร์มตามรูปที่ 6.2.2 ถ้าจัดให้  $\alpha_1$ ,

$\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ , และ  $\alpha_4$  เป็นคั้งที่คำนวณได้ เราจะได้เอ้าท์พุทของ MSPWM ที่

ปราศจากฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7, 11, 13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรขับ(GATE DRIVE CIRCUIT)

ในการออกแบบวงจรขับที่จะนำมาใช้ต้องเป็นวงจรขับที่เหมาะสมกับตัวมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) ในส่วนของวงจรขับจะประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่แยก (ISOLATE) ชุดสัญญาณควบคุมกับชุดกำลังออกจากกัน เพื่อป้องกันการเสียหายของชุดสัญญาณควบคุม เนื่องจากการลัดวงจรของชุดกำลังและตัดสัญญาณรบกวนจากการสวิตช์มอสเฟส

ในส่วนขับมอสเฟสกำลัง ซึ่งต้องป้อนสัญญาณพัลส์(PULSE) ให้กับมอสเฟสกำลัง วงจรขับจะจ่ายพัลส์(PULSE)ให้มอสเฟสกำลัง เมื่อไม่มีสัญญาณควบคุมจากวงจรหารสัญญาณ (สัญญาณในช่วงกราวด์(GROUND)) เข้ามาที่ไดโอด(DIODE) ในออปโตไอโซเลต(OPTO ISOLATE) ทำให้ทรานซิสเตอร์(TRANSISTOR)ในออปโตไอโซเลต(OPTO)ไม่ทำงานและทำให้ค่าโวลเตจที่ขา 3 ของไอซี MC 4049มีค่าเท่ากับไฟเลี้ยง มีผลให้ที่ขา 2 ของ MC 4049 มีค่าเท่ากับกราวด์(GROUND)ซึ่งก็จะทำให้ที่ขา 5,7,9,11,14 ของไอซี MC 4049 มีค่าเท่ากับกราวด์ด้วย ซึ่งจะมีผลให้ที่ขา 4,6,10,12,15 ของไอซี MC 4049 มีค่าประมาณเท่ากับไฟเลี้ยง จะทำให้ที่ขาเกต(GATE) ของมอสเฟส(MOSFET)  $Q_1$  มีค่าประมาณเท่ากับไฟเลี้ยงด้วย มอสเฟส  $Q_1$  ก็จะทำงาน ทำให้มอสเฟสกำลัง(POWER MOSFET) ทำงานในช่วงเปิด (ON)

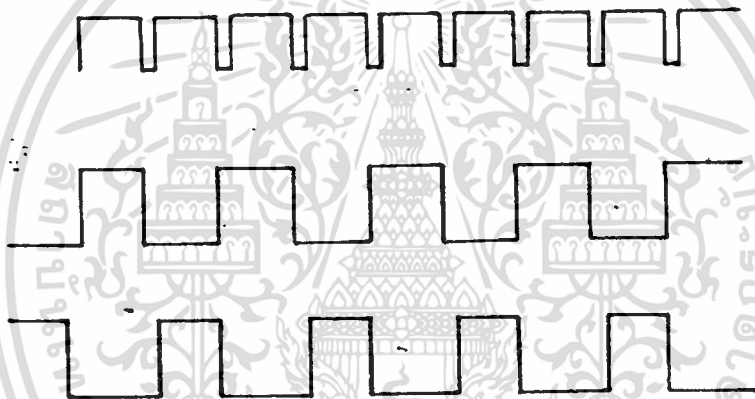
ในทางกลับกันถ้าวงจรขับจ่ายพัลส์(PULSE) ในช่วงที่มีค่าเป็นบวกจะทำให้มอสเฟส  $Q_2$  ทำงาน เพื่อช่วยในการหยุดการทำงานของมอสเฟสกำลัง(POWER MOSFET)

ส่วนค่า  $R_2$  จะช่วยในการคายประจุที่เกิดจากรอยต่อพี เอ็น(P-N JUNCTION) ของมอสเฟส  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไดโอด(DIODE)  $D_2$  จะใช้ในการป้องกันกระแสและโวลเตจ (VOLTAGE) เกินกว่าค่าที่ขาเกต(GATE)ของมอสเฟส  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะรับได้

ไดโอด(DIODE)  $D_3$  จะใช้ในการป้องกันกระแสและโวลเตจ(VOLTAGE) เกินกว่าที่ขาเกต(GATE) ของมอสเฟส  $Q_3$  จะรับได้ ลักษณะของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.1.1

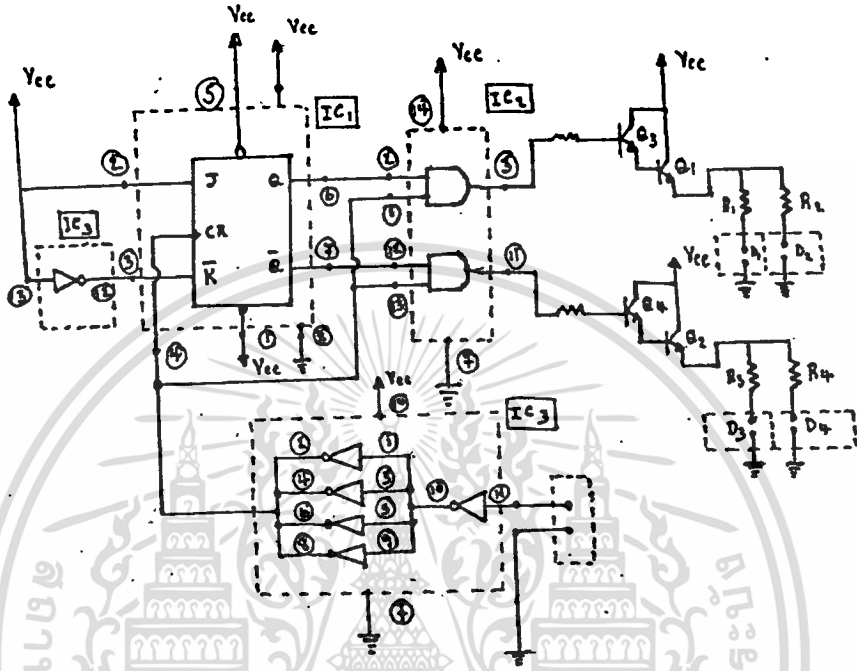


เวลาคาบเข้ามาที่ไอซี 7404 ซึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ (BUFFER) ของวงจรถูกให้มีค่ากระแสสูงขึ้น และเป็นการลดสัญญาณรบกวนออกสัญญาณพัลส์ (PULSE) ที่จ่ายมาจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควบคุม ซึ่งสัญญาณนี้จะป็นสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) ให้กับไอซี 74LS109 ซึ่งเป็นเจ เค ฟลิปฟลอป (J-K FLIP FLOP) เพื่อที่จะให้ทำงานเป็นทอกเกิ้ล (TOGGLE) แล้วนำค่าที่ได้ไปทำการแนน (NAND) กับสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) ก็จะเป็นการหารสัญญาณความถี่ลงครึ่งหนึ่งของความถี่ที่จ่ายให้เป็นสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) และสัญญาณที่ออกมา ก็จะมีควิตี ไชเคิล เป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) ด้วย คือเพียง 40% ของเวลาคาบ ดังรูปที่ 3.2.1



รูปที่ 3.2.1 แสดงรูปสัญญาณของการหาร

สัญญาณเอาท์พุท (OUTPUT) ของวงจรถูกได้จะไปจ่ายให้กับทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR)  $Q_3$  และ  $Q_4$  ซึ่งทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR)  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  นั้นต่อกันแบบคาสิงตัน (DARLINGTON) เพื่อเป็นการช่วยในการจ่ายกระแสให้กับ  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ซึ่งจะไปค้กับไดโอด (DIODE) ของออปโตไอโซเลต (OPTO ISOLATE) ของวงจรมัลติไทม์ ลักษณะของวงจรถูกแสดงดังรูปที่ 3.2.2

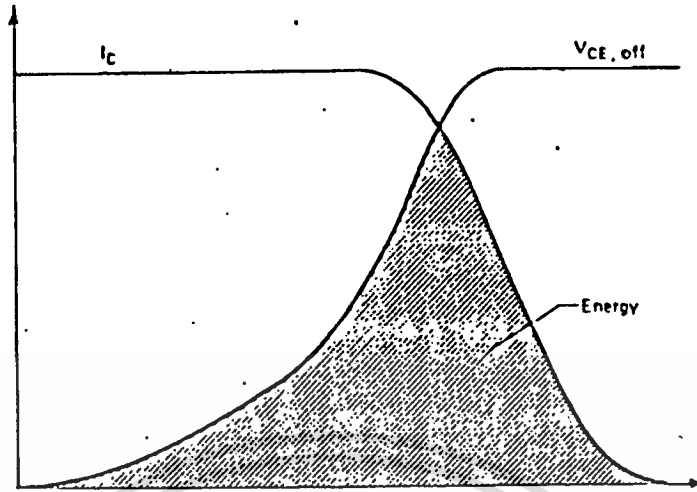


รูปที่ 3.2.2 แสดงวงจรหารสัณญาณความคม

(การที่เลือกใช้ไอซีตระกูล 74XX (TTL) เนื่องจากสามารถทำงานได้เร็วกว่า CMOS)

### 3.3 วงจรชั้นดับเบอ (RC SHUNT SNUBBER)

วงจรชั้นดับเบอ มีไว้เพื่อลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3.1



รูปที่ 3.3.1 แสดงความสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวมอสเฟสกำลัง และค่าสไปค์ (SPIKE) โวลเตจขณะเริ่มหยุดทำงาน โดยวงจรรีเลย์สับเบอ์จะลดค่าการเพิ่มของศักดาที่เพิ่มขึ้นเมื่อมอสเฟส (MOSFET) กำลังหยุดทำงาน โดยการชาร์จประจุเข้าที่ตัวเก็บประจุ (CAPACITOR) และคายออกผ่านค่าความต้านทานในช่วงที่มอสเฟส (MOSFET) ทำงาน รูปของวงจรรีเลย์สับเบอ์แสดงไว้ดังรูปที่ 3.3.2



รูปที่ 3.3.2 แสดงวงจรรีเลย์สับเบอ์

การคำนวณขั้นต้นสำหรับเบอร์ทำโดยการสมมติให้ค่ากระแสที่ลดลงในช่วงที่มอสเฟส (MOSFET)

หยุดทำงานเป็นเชิงเส้น ดังนั้นค่ากระแสจะไหลในสมการ

$$i = I(1-t/t_u) \quad (3.1)$$

$$e = (1/C) \int_0^{t_u} (I-i) dt$$

$$= (1/C) \int_0^{t_u} (t/t_u) dt$$

$$= It^2 / 2Ct_u \quad (3.2)$$

ให้  $e = E$  เมื่อ  $t = t_u$  เราจะได้ค่าคาปาซิเตอร์ของสับเบอร์เท่ากับ

$$C_u = It_u / 2E \quad (3.3)$$

โดยที่ค่า  $t_u$  จะเป็นค่าเวลาที่ค่ากระแสที่ตัวมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) ได้ลดลงตั้งแต่เริ่มหยุดทำงาน และมักจะกำหนดให้เป็นค่าฟอลไทม์ (FALL TIME) ของกระแสการสวิตซ์

ค่าความต้านทานของวงจรขึ้นสับเบอร์ เป็นตัวกำหนดค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมอสเฟส (MOSFET) ในช่วงที่สับเบอร์คายกระแส ค่าต่ำสุดที่จะเป็นไปได้ของค่าความต้านทานสามารถหาได้จากสมการ

$$R_u > E / (I_H - I_L) \quad (3.4)$$

โดยที่ค่า  $I_H$  เป็นค่าอัตรา (RATE) กระแสของตัวมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) และค่า  $I_L$  เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดในช่วงที่มอสเฟส (MOSFET) เริ่มทำงานค่ากระแสสูงสุดที่ค่า  $R_s$  จะเป็นไปได้ สามารถหาได้จากช่วงการทำงานค่าสุดของมอสเฟส (MOSFET) จะ

ต้องมีค่าอย่างน้อยที่สุดเป็น 3 เท่าของค่าไทม์คอนสแตนท์ (TIME CONSTANT) ซึ่งมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ  $R_{\Sigma} C_{\Sigma}$  เราจะได้

$$T_{on(min)} > 3R_{\Sigma} C_{\Sigma} \quad (3.5)$$

จากสมการ (3.5) เราจะได้สมการของ  $R_{\Sigma}$  คือ

$$R_{\Sigma} < T_{on(min)} / 3C_{\Sigma} \quad (3.6)$$

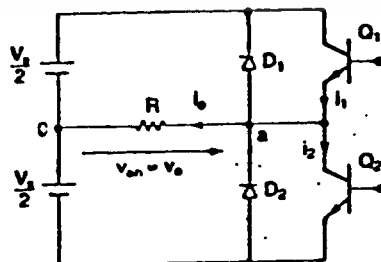
และจากสมการ (3.5) และ (3.6) เราจะได้สมการของ  $R_{\Sigma}$  คือ

$$E / (I_m - I_L) < R_{\Sigma} < T_{on(min)} / 3C_{\Sigma} \quad (3.7)$$

ดังนั้นเราสามารถที่จะใช้สมการ (3.3) และ (3.6) คำนวณหาค่า  $R_{\Sigma}$  และ  $C_{\Sigma}$  ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ได้

### 3.4 อินเวอร์เตอร์ (INVERTERS)

อินเวอร์เตอร์ (INVERTER) ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ (HALF BRIDGE INVERTER) โดยให้มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET) เบอร์ IRF 240 จึงต้องให้ถึง 2 ตัว และทำการต่อดังรูปที่ 3.4.1



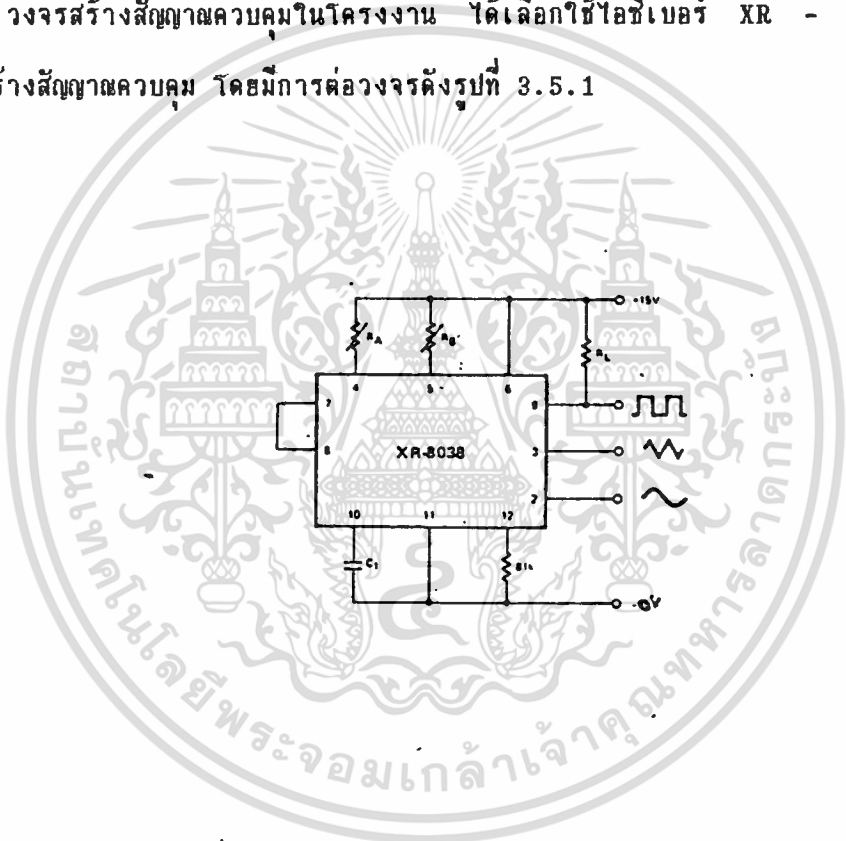
รูปที่ 3.4.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของอินเวอร์เตอร์(INVERTER)นี้เป็นการทำงานแบบ 2 ระดับ โดย สัญญาณควบคุมจากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณ จะจ่ายเข้ากับเกต(GATE) ของมอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET) คือจ่ายเข้า  $Q_1$  กับจ่ายเข้า  $Q_2$  และเอาต์พุต(OUTPUT) ของอินเวอร์เตอร์(INVERTER) จะจ่ายเข้าหม้อแปลงความถี่สูงโดยผ่านบล็อกกิ้ง (BLOCKING CAPACITOR) ก่อน เพื่อทำการกรองค่าไฟกระแสตรงที่เอาต์พุต(OUTPUT) ของอินเวอร์เตอร์(INVERTER) ที่ออกมา

### 3.5 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมในโครงการ นี้ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ XR - 8038 ในการสร้างสัญญาณควบคุม โดยมีการต่อวงจรดังรูปที่ 3.5.1



รูปที่ 3.5.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณควบคุม ค่าความถี่ของสัญญาณนั้นหาได้จาก

$$f = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{5 R_A C (1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B})}$$

จะเห็นได้ว่าวงจรสามารถจ่ายออกมาได้ถึง 3 สัญญาณด้วยกัน คือสัญญาณชาชน

สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณสี่เหลี่ยม แต่ที่นำมาใช้จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ในวงจรนี้จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายสัญญาณที่มีโวลเตจ +15 โวลต์ ซึ่งจะต้องนำมาผ่านซีเนอร์ไดโอด (ZENOR DIODE)  
เพื่อแปลงสัญญาณ +5 โวลต์ ให้กับไอซี TTL ในวงจรหารสัญญาณอีกทีหนึ่ง



การทดลองและผลการทดลอง

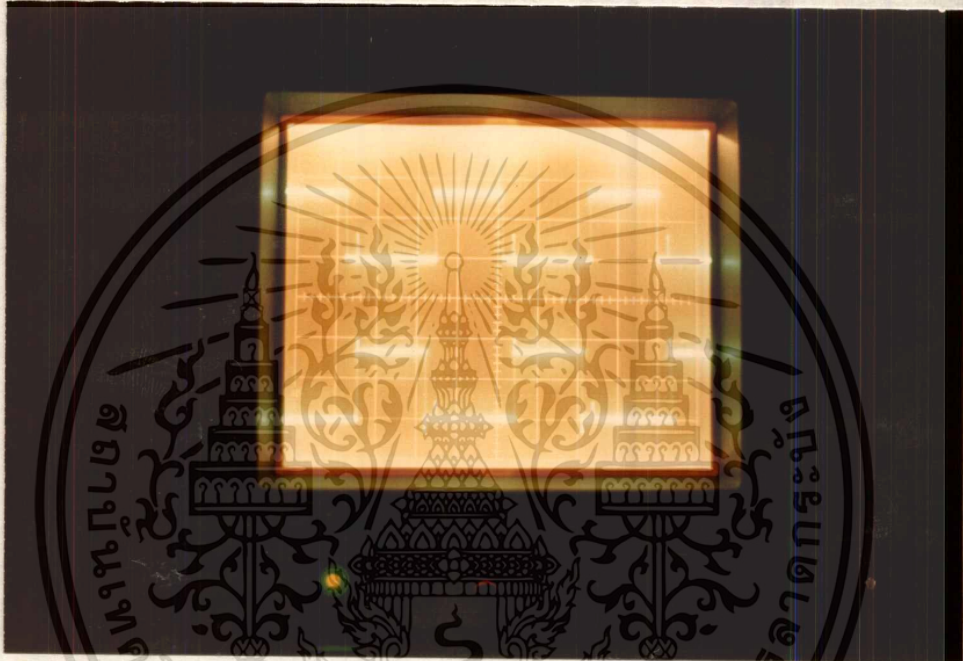
4.1 การทดลองชุดสร้างสัญญาณความถี่ เมื่อมีซีเนอร์ไดโอดแคลมป์



ที่ 5 โวลต์/ช่อง

คาบ/ช่อง = 10  $\mu$ S

4.2 การทดลองวงจรหารสัญญาณความถี่ที่มีบัฟเฟอร์ (Steering Logic with Input/Output Buffer) ผลที่ได้เป็นดังรูป



ที่ 5 โวลต์/ช่อง

คาบ/ช่อง = 10  $\mu$ S

#### 4.3 การทดลองสัญญาณขับเคลื่อนเกท (GATE DRIVE SIGNALS)

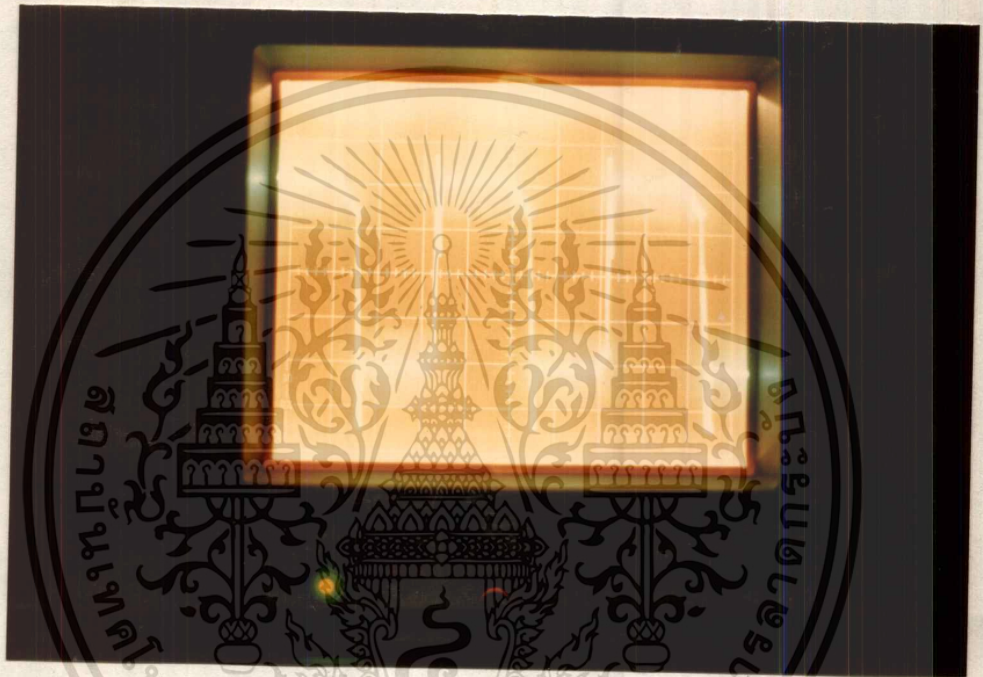


ที่ 5 โวล/ช่อง

คาบ/ช่อง = 10  $\mu$ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การทดลองเอาท์พุทโวลเตจที่คร่อมโหลด (OUTPUT VOLTAGE)

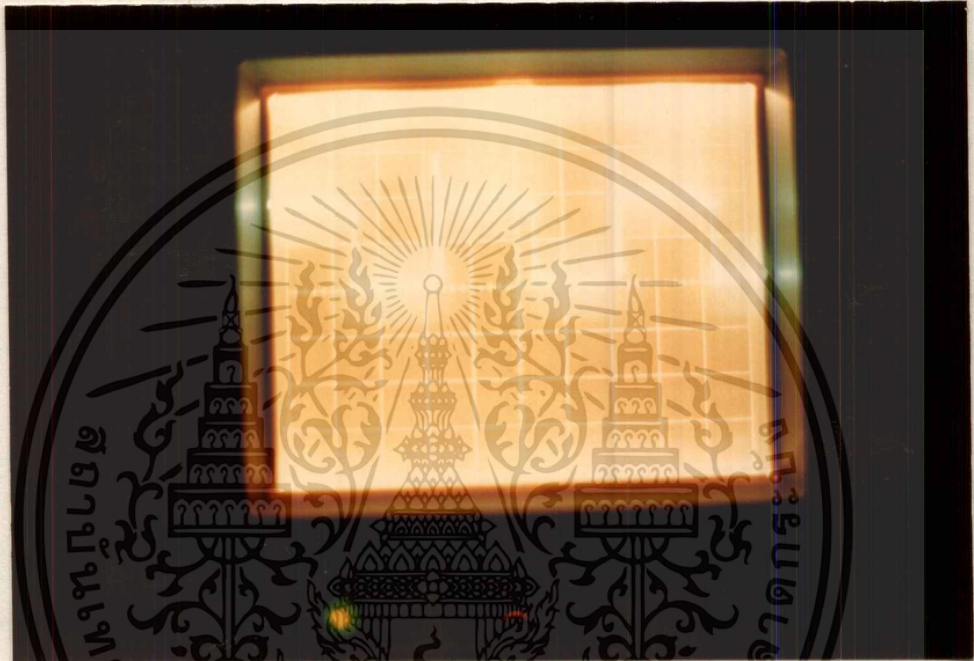


ที่ 10 โวล/ช่อง

คาบ/ช่อง = 10  $\mu$ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 การทดลองโวลที่คร่อมมอสเฟลกำลัง (VOLTAGE DROP POWER MOSFET)



ที่ 20 โวล/ช่อง

คาบ/ช่อง = 10  $\mu$ S

สรุปและวิจารณ์

จากทฤษฎีของการสวิตช์ซึ่งที่กล่าวมาข้างต้น เราสามารถที่จะประยุกต์กับงานอื่นๆได้ ตามต้องการ เช่นการลอมโลหะแบบเหนียวนำ โดยโครงการที่ได้ทำการศึกษาและค้นคว้านี้ ทำให้เราทราบว่าถ้าหากความถี่ในการสวิตช์มีค่าเพิ่มขึ้นขนาดของหม้อแปลงความถี่สูงก็จะ ลดลง แต่เมื่อมีกระแสไหลผ่านไหลตมมากๆ จะทำให้เกิดปรากฏการณ์สกินเอฟเฟค (SKIN EFFECT) คือการที่เกิดกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของตัวนำที่ทำให้เกิดความร้อนสูงขึ้นซึ่งจะทำให้การควบคุมกระแสเป็นไปได้ยาก ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับมอสเฟสกำลังก็จะตามมา

เนื่องจากโครงการนี้อยู่ในระหว่างการพัฒนา จึงมีปัญหามากที่จะต้องแก้ไข อาทิเช่น

- ค่าไฟกระแสที่ทำการกรองโดยใช้ตัวเหนียวนำและตัวเก็บประจุ เมื่อมีกระแสไหลมากๆ ทำให้เกิดค่าโวลต์ที่ตัวเหนียวนำมาก ทำให้ค่าโวลต์ของไฟกระแสตรงที่ออกมา มีความสัมพันธ์กับกระแสอย่างมาก

- การสร้างวงจรขั้วมอสเฟสให้มีคุณลักษณะเหมาะสมกับมอสเฟสกำลังที่ใช้ทำได้ยากมาก เนื่องจากไม่มีมอสเฟสที่มีค่า FALL TIME , RISE TIME , DELAY TIME เท่ากันพอดีทุกตัว

- ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ใช้โครงการมีคุณภาพต่ำและมีค่าที่ไม่แน่นอน ทำให้การปฏิบัติการได้ผลการทดลองที่ไม่เท่ากันทุกครั้ง

- ควรที่จะมีระบบหน่วงเวลาเพิ่มการเก็บประจุ (SOFT START) ในวงจรภาคกำลัง เพื่อลดผลที่เกิดจากทรานเซียนท์ (TRANSIENT)

- ขนาดของหม้อแปลงที่ใช้สามารถรับโหลดได้น้อยและมีราคาแพง

- การเกิดฮาร์โมนิค (HARMONIC) ของพัลส์ (PULSE) ที่ได้ อันเนื่องมาจากรอยต่อ พี เอ็น ภายในตัวมอสเฟสกำลัง

- มอสเฟสกำลังที่ใช้กับข้อกำหนดนิกัณฑ์ได้รับมามีค่าที่แตกต่างกันมาก

อย่างไรก็ตามถ้าเราสามารถควบคุมปัจจัยและแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ เราก็สามารถทำโครงการนี้ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นได้นั้น ไม่นอกจากนี้เรายังสามารถประยุกต์หลักการและทฤษฎีไปใช้ในงานอย่างอื่น เช่น การเชื่อมไฟฟ้า การใช้งานเครื่องเชื่อมจุดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารหลวงวิสุทธิหรือทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ควรนำออกนอกรั้วมหาวิทยาลัยโดยไม่ได้รับอนุญาต

## หนังสืออ้างอิง

1. B.W. WILLIAM "POWER ELECTRONICS" MAC MILLAN EDUCATION LTD 1987
2. OTMAR "SWITCHED-MODE POWER SUPPLY IN PRACTICE" JOHN WILEY AND SONS 1998
3. GEORGE CHRYSIS "HIGH FREQUENCY SWITCH POWER SUPPLY" Mc GRAW-HILL, INC 1984
4. ปริญญาโททางการศึกษา 2532 ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เรื่อง "การหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ"
5. วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 9 ฉบับที่ 4 เมษายน 2532



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณและการสร้าง

**3.1 วงจรขับ (GATE DRIVE CIRCUIT)**

ในการออกแบบวงจรขับที่จะนำมาใช้ต้องเป็นวงจรขับที่เหมาะสมกับตัวมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) ในส่วนของวงจรขับจะประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่แยก (ISOLATE) ชุดสัญญาณควบคุมกับชุดกำลังออกจากกันเพื่อป้องกันการเสียหายของชุดสัญญาณควบคุม เนื่องจากการลัดวงจรของชุดกำลังและคลื่นสัญญาณรบกวนจากการสวิตช์ซิ่งของมอสเฟส

ในส่วนขับมอสเฟสกำลัง ซึ่งต้องป้อนสัญญาณพัลส์ (PULSE) ให้กับมอสเฟสกำลัง วงจรขับจะจ่ายพัลส์ (PULSE) ให้มอสเฟสกำลัง เมื่อไม่มีสัญญาณควบคุมจากวงจรหารสัญญาณ (สัญญาณในช่วงกราวด์ (GROUND)) เข้ามาที่ไดโอด (DIODE) ในออปโตไอโซเลต (OPTO ISOLATE) ทำให้ทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) ในตัวออปโตไอโซเลต (OPTO) ไม่ทำงานและทำให้ค่าโวลเตจที่ขา 3 ของไอซี MC 4049 มีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงซึ่งมีผลทำให้ที่ขา 2 ของ MC 4049 มีค่าเท่ากับกราวด์ (GROUND) ซึ่งก็จะทำให้ที่ขา 5, 7, 9, 11, 14 ของไอซี MC 4049 มีค่าเท่ากับกราวด์ด้วยซึ่งจะมีผลให้ที่ขา 4, 6, 10, 12, 15 ของไอซี MC 4049 มีค่าประมาณเท่ากับไฟเลี้ยง จะทำให้ที่ขาเกต (GATE) ของมอสเฟส (MOSFET)  $Q_1$  มีค่าประมาณเท่ากับไฟเลี้ยงด้วย มอสเฟส  $Q_1$  ก็จะทำงาน ทำให้มอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET) ทำงานในช่วงเปิด (ON)

ในทางกลับกันถ้าวงจรขับจ่ายพัลส์ (PULSE) ในช่วงที่มีค่าเป็นบวกจะทำให้มอสเฟส  $Q_2$  ทำงานเพื่อช่วยในการหยุดการทำงานของมอสเฟสกำลัง (POWER MOSFET)

ส่วนค่า  $R_2$  จะช่วยในการคายประจุที่เกิดจากรอยต่อพี เอ็น (P-N JUNCTION) ของมอสเฟส  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไดโอด (DIODE)  $D_2$  จะใช้ในการป้องกันกระแสและโวลเตจ (VOLTAGE) เกินกว่าที่ขาเกต (GATE) ของมอสเฟส  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะรับได้

ไดโอด (DIODE)  $D_3$  จะใช้ในการป้องกันกระแสและโวลเตจ (VOLTAGE) เกินกว่าที่ขาเกต (GATE) ของมอสเฟส  $Q_2$  จะรับได้ ลักษณะของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MTM8P08, MTM8P10 MTP8P08, MTP8P10

(Formerly MTM/MTP 814, 815)

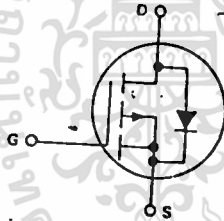


## Designer's Data Sheet

### P-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

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

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data —  $I_{DSS}$ ,  $V_{DS(on)}$ ,  $V_{GS(th)}$  and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM8P08 MTP8P08	MTM8P10 MTP8P10	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DSS}$	80	100	Vdc
Drain-Gate Voltage ( $R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$ )	$V_{DGR}$	80	100	Vdc
Gate-Source Voltage $e$	$V_{GS}$	$\pm 20$		Vdc
Drain Current Continuous Pulsed	$I_D$	8.0		Adc
Gate Current — Pulsed	$I_{GM}$	1.5		Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	75		Watts
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to 150		$W/^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	$T_L$	275	$^\circ\text{C}$

### Designer's Data for "Worst Case" Conditions

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data — representing device characteristics boundaries — are given to facilitate "worst case" design.

8.0 AMPERE

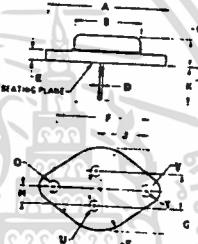
### P-CHANNEL TMOS POWER FET

$r_{DS(on)} = 0.4 \text{ OHMS}$   
80 and 100 VOLTS

MTM8P08  
MTM8P10



STYLE 3:  
PIN 1. GATE  
2. SOURCE  
CASE DRAIN



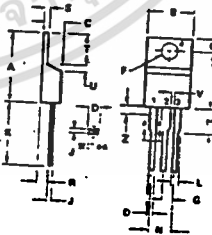
CASE 1-04  
TO-204AA  
(TO-3 TYPE)

MILLIMETERS		INCHES		
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.27	1.27	0.500	0.500
B	1.27	1.27	0.500	0.500
C	0.51	0.51	0.200	0.200
D	0.51	0.51	0.200	0.200
E	1.60	1.78	0.630	0.700
F	0.76	0.76	0.300	0.300
G	0.76	0.76	0.300	0.300
H	0.76	0.76	0.300	0.300
I	0.76	0.76	0.300	0.300
J	1.14	1.14	0.450	0.450
K	0.76	0.76	0.300	0.300
L	0.76	0.76	0.300	0.300
M	0.76	0.76	0.300	0.300
N	0.76	0.76	0.300	0.300
O	0.76	0.76	0.300	0.300
P	0.76	0.76	0.300	0.300
Q	0.76	0.76	0.300	0.300
R	0.76	0.76	0.300	0.300
S	0.76	0.76	0.300	0.300
T	0.76	0.76	0.300	0.300
U	0.76	0.76	0.300	0.300
V	0.76	0.76	0.300	0.300
W	0.76	0.76	0.300	0.300
X	0.76	0.76	0.300	0.300
Y	0.76	0.76	0.300	0.300
Z	0.76	0.76	0.300	0.300

MTP8P08  
MTP8P10

STYLE 6:  
PIN 1. GATE  
2. DRAIN  
3. SOURCE  
4. DRAIN

CASE 221A-02  
TO-220AB



MILLIMETERS		INCHES		
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.27	1.27	0.500	0.500
B	1.27	1.27	0.500	0.500
C	0.51	0.51	0.200	0.200
D	0.51	0.51	0.200	0.200
E	0.51	0.51	0.200	0.200
F	0.51	0.51	0.200	0.200
G	0.51	0.51	0.200	0.200
H	0.51	0.51	0.200	0.200
I	0.51	0.51	0.200	0.200
J	0.51	0.51	0.200	0.200
K	0.51	0.51	0.200	0.200
L	0.51	0.51	0.200	0.200
M	0.51	0.51	0.200	0.200
N	0.51	0.51	0.200	0.200
O	0.51	0.51	0.200	0.200
P	0.51	0.51	0.200	0.200
Q	0.51	0.51	0.200	0.200
R	0.51	0.51	0.200	0.200
S	0.51	0.51	0.200	0.200
T	0.51	0.51	0.200	0.200
U	0.51	0.51	0.200	0.200
V	0.51	0.51	0.200	0.200
W	0.51	0.51	0.200	0.200
X	0.51	0.51	0.200	0.200
Y	0.51	0.51	0.200	0.200
Z	0.51	0.51	0.200	0.200



## MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_c = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Drain-Source Breakdown Voltage ( $V_{GS} = 0, I_D = 5.0 \text{ mA}$ )	$V_{(BR)DSS}$	80 100	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 0.85 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$ ) $T_J = 100^\circ\text{C}$	$I_{DSS}$	—	0.25 2.5	mAdc
Gate-Body Leakage Current ( $V_{GS} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	—	500	nAdc



<b>ON CHARACTERISTICS*</b>				
Gate Threshold Voltage ( $I_D = 1.0 \text{ mA}, V_{DS} = V_{GS}$ ) $T_J = 100^\circ\text{C}$	$V_{GS(th)}$	2.0 1.5	4.5 4.0	Vdc
Drain-Source On-Voltage ( $V_{GS} = 10 \text{ V}$ ) ( $I_D = 4.0 \text{ Adc}$ ) ( $I_D = 8.0 \text{ Adc}$ ) ( $I_D = 4.0 \text{ Adc}, T_J = 100^\circ\text{C}$ )	$V_{DS(on)}$	—	1.6 4.8 3.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance ( $V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 4.0 \text{ Adc}$ )	$r_{DS(on)}$	—	0.4	Ohms
Forward Transconductance ( $V_{DS} = 15 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$ )	$g_{fs}$	2.0	—	mhos

<b>SAFE OPERATING AREAS</b>	
Forward Biased Safe Operating Area	FBSOA See Figure 13
Switching Safe Operating Area	SSOA See Figure 14

<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0 \text{ MHz})$	$C_{iss}$	—	1200 pF
Output Capacitance		$C_{oss}$	—	600 pF
Reverse Transfer Capacitance		$C_{rss}$	—	180 pF

<b>SWITCHING CHARACTERISTICS* (<math>T_J = 100^\circ\text{C}</math>)</b>				
Turn-On Delay Time	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}, R_{\theta gen} = 50 \text{ ohms})$	$t_{d(on)}$	—	80 ns
Rise Time		$t_r$	—	150 ns
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	200 ns
Fall Time		$t_f$	—	150 ns

<b>SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*</b>				
Forward On-Voltage	$I_S = 8.0 \text{ A}, V_{GS} = 0$	Symbol	Typ	Unit
Forward Turn-On Time		$t_{on}$	1.3	Vdc
Reverse Recovery Time		$t_{rr}$	250	ns

\*Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .

RESISTIVE SWITCHING

FIGURE 1 — SWITCHING TEST CIRCUIT

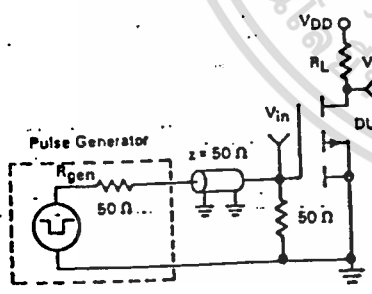
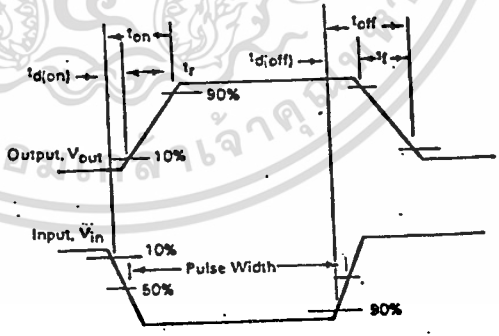


FIGURE 2 — SWITCHING WAVEFORMS



TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 3 OUTPUT CHARACTERISTICS

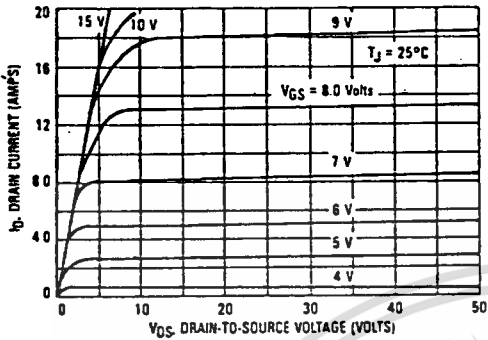


FIGURE 4 — ON-REGION CHARACTERISTICS

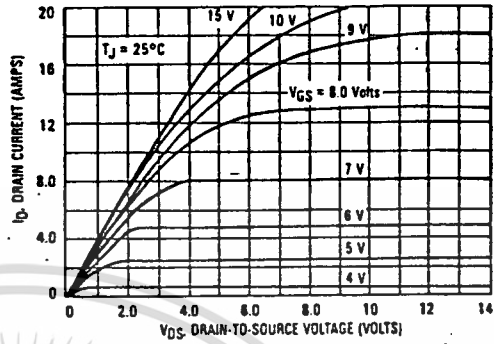


FIGURE 5 — GATE-THRESHOLD VOLTAGE VARIATION WITH TEMPERATURE

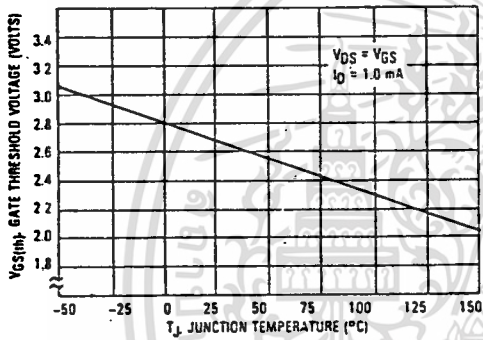


FIGURE 6 — TRANSFER CHARACTERISTICS

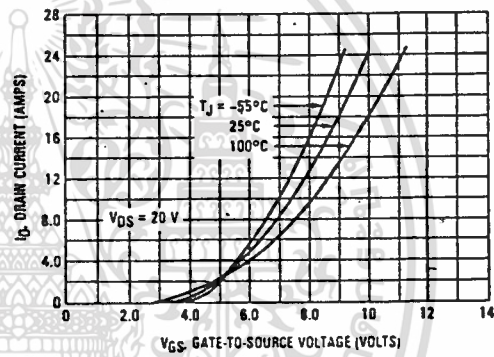


FIGURE 7 — ON-VOLTAGE versus TEMPERATURE

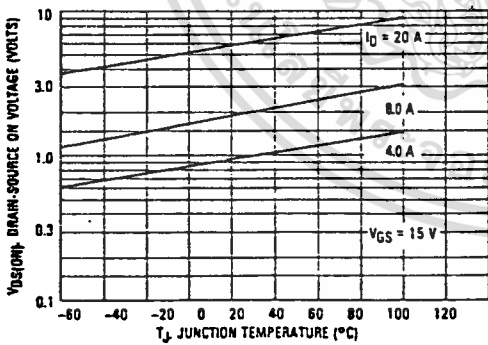
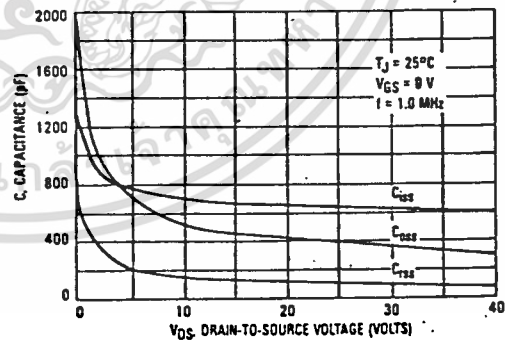


FIGURE 8 — CAPACITANCE VARIATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — ON-RESISTANCE versus DRAIN CURRENT

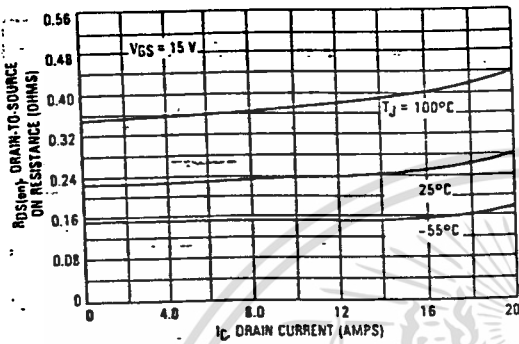
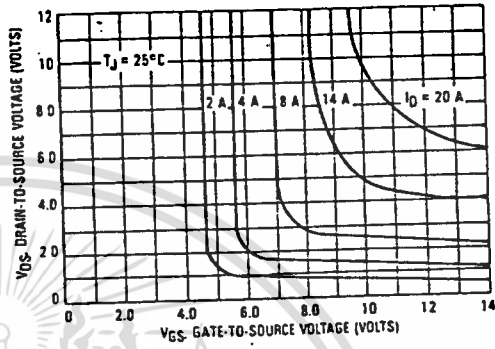


FIGURE 10 — ON-VOLTAGE VARIATION



THERMAL RESPONSE

FIGURE 11 — MTM8P08/MTM8P10

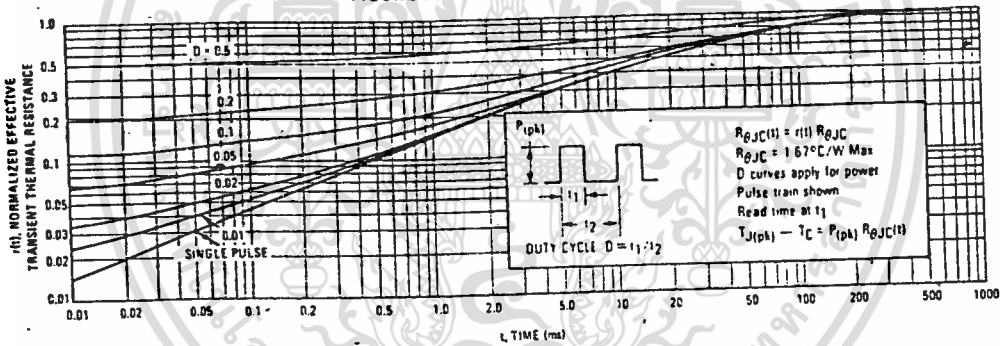
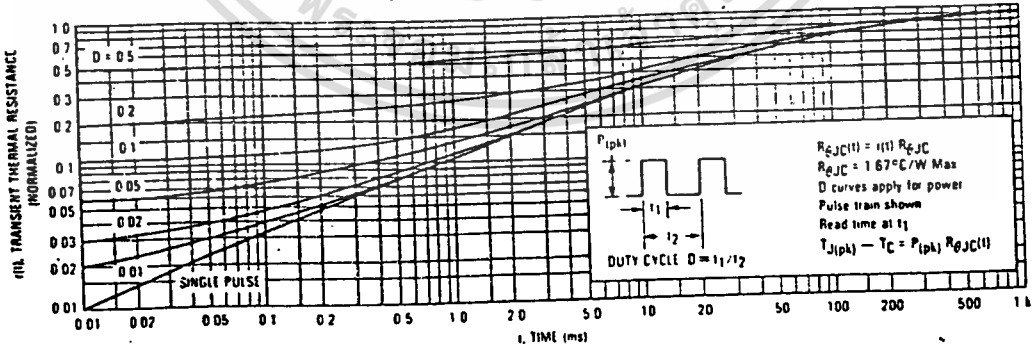


FIGURE 12 — MTP8P08/MTP8P10



TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — ON-RESISTANCE versus DRAIN CURRENT

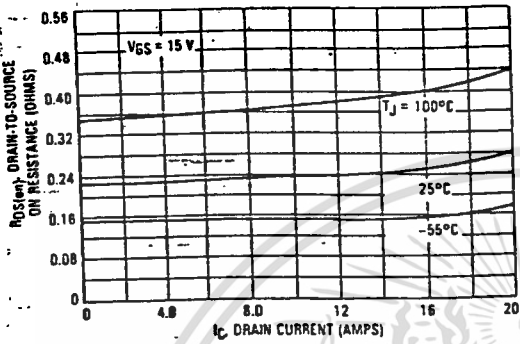
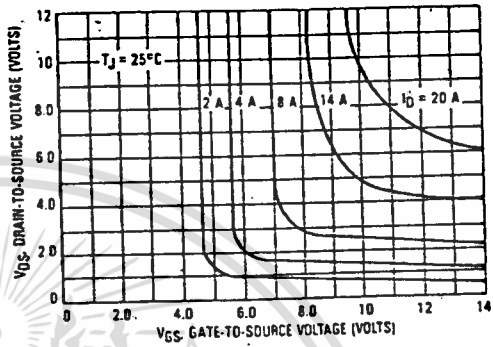


FIGURE 10 — ON-VOLTAGE VARIATION



THERMAL RESPONSE

FIGURE 11 — MTM8P08/MTM8P10

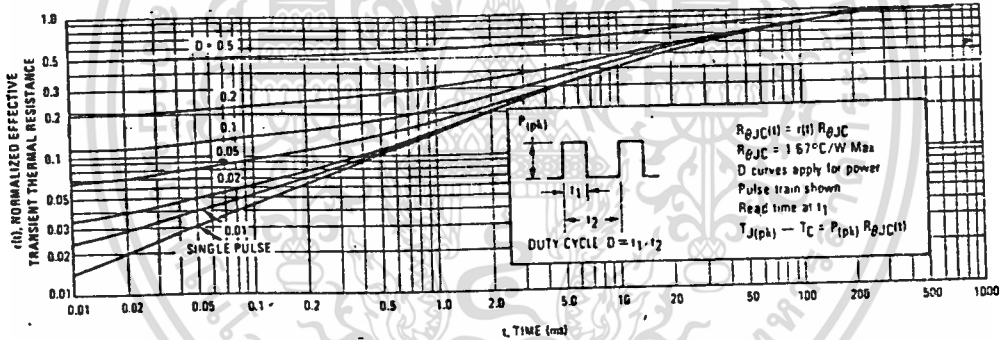
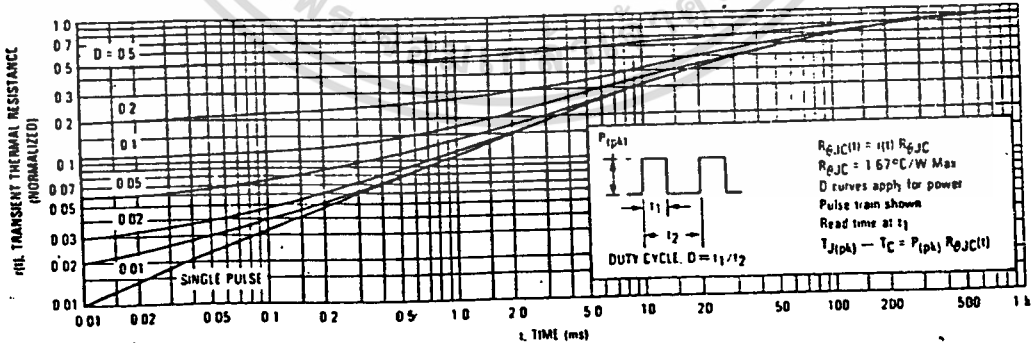


FIGURE 12 — MTP8P08/MTP8P10





**MOTOROLA**

**NPN PHOTOTRANSISTORS AND  
PN INFRARED EMITTING DIODES**

... gallium arsenide LED optically coupled to silicon phototransistors designed for applications requiring electrical isolation, high-current transfer ratios, small package size and low cost; such as interfacing and coupling systems, phase and feedback controls, solid-state relays and general-purpose switching circuits.

- High Isolation Voltage —  $V_{ISO} = 7500$  V (Min)
- High Collector Output Current @  $I_F = 10$  mA —  $I_C = 5.0$  mA (Typ) — 4N25A, 4N26 2.0 mA (Typ) — 4N27, 4N28
- Economical, Compact, Dual-In-Line Package
- Excellent Frequency Response — 300 kHz (Typ)
- Fast Switching Times @  $I_C = 10$  mA  $t_{on} = 0.87$   $\mu$ s (Typ) — 4N25A, 4N26 2.1  $\mu$ s (Typ) — 4N27, 4N28  $t_{off} = 11$   $\mu$ s (Typ) — 4N25A, 4N26 5.0  $\mu$ s (Typ) — 4N27, 4N28
- 4N25A is UL Recognized File Number E54915

\*MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted).

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS**

Reverse Voltage	$V_R$	3.0	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 $\mu$ s, 2.0% Duty Cycle	$I_F$	3.0	Amp
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

**PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS**

Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Diode Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE RATINGS**

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	250	mW
Equal Power Dissipation in Each Element Derate above $25^\circ\text{C}$		3.3	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	$T_J$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ\text{C}$

\*Indicates JEDEC Registered Data.

**FIGURE 1 — MAXIMUM POWER DISSIPATION**

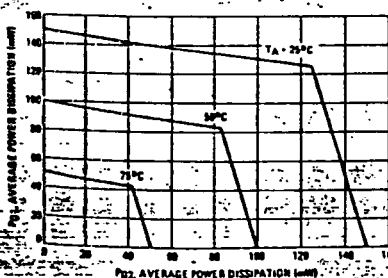
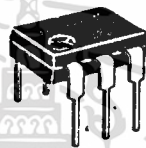


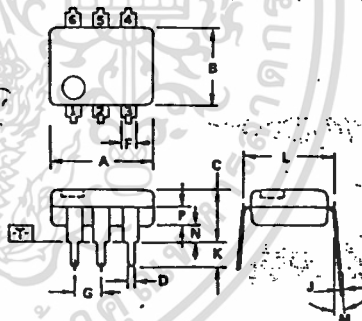
Figure 1 is based upon using limit values in the equation:  
 $T_{J1} - T_A = R_{\theta JA} (P_{D1} + K_{\theta} P_{D2})$   
 where:  
 $T_{J1}$  Junction Temperature ( $100^\circ\text{C}$ )  
 $T_A$  Ambient Temperature  
 $R_{\theta JA}$  Junction to Ambient Thermal Resistance ( $500^\circ\text{C}/\text{W}$ )  
 $P_{D1}$  Power Dissipation in One Chip  
 $P_{D2}$  Power Dissipation in Other Chip  
 $K_{\theta}$  Thermal Coupling Coefficient (20%)  
 Example:  
 With  $P_{D1} = 90$  mW in the LED  
 @  $T_A = 50^\circ\text{C}$ , the transistor  
 $P_{D2}$  must be less than 50 mW.

**4N25, 4N25A  
4N26  
4N27  
4N28**

**OPTO  
COUPLER/ISOLATOR  
TRANSISTOR OUTPUT**



3



STYLE 1:  
PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. NC  
4. EMITTER  
5. COLLECTOR  
6. BASE

- NOTES:  
 1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS.  
 2.  $\square$  IS SEATING PLANE.  
 3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS:  
 $\oplus 0.13$  (0.005)  $\ominus$  T | A  $\oplus 0.05$

4. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.  
 5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.13	8.89	0.320	0.350
B	6.30	6.60	0.240	0.260
C	2.92	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
E	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.81	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0	150	0	150
N	0.38	2.54	0.015	0.100
P	1.27	2.03	0.050	0.080

CASE 730A-01



**MOTOROLA**

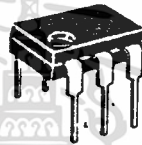
**NPN PHOTOTRANSISTORS AND  
PN INFRARED EMITTING DIODES**

... gallium arsenide LED optically coupled to silicon phototransistors designed for applications requiring electrical isolation, high-current transfer ratios, small package size and low cost; such as interfacing and coupling systems, phase and feedback controls, solid-state relays and general-purpose switching circuits.

- High Isolation Voltage —  $V_{ISO} = 7500$  V (Min)
- High Collector Output Current @  $I_F = 10$  mA —  $I_C = 5.0$  mA (Typ) — 4N25A,4N26 2.0 mA (Typ) — 4N27,4N28
- Economical, Compact, Dual-In-Line Package
- Excellent Frequency Response — 300 kHz (Typ)
- Fast Switching Times @  $I_C = 10$  mA  $t_{on} = 0.87$   $\mu$ s (Typ) — 4N25A,4N26 2.1  $\mu$ s (Typ) — 4N27,4N28  $t_{off} = 11$   $\mu$ s (Typ) — 4N25A,4N26 5.0  $\mu$ s (Typ) — 4N27,4N28
- 4N25A is UL Recognized File Number E54915

**4N25, 4N25A  
4N26  
4N27  
4N28**

**OPTO  
COUPLER/ISOLATOR  
TRANSISTOR OUTPUT**



3

\*MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted).

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS**

Reverse Voltage	$V_R$	3.0	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 $\mu$ s, 2.0% Duty Cycle	$I_F$	3.0	Amp
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Transistor Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

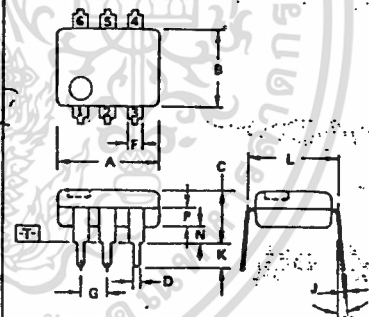
**PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS**

Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	Volts
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Diode Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE RATINGS**

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	250	mW
Equal Power Dissipation in Each Element Derate above $25^\circ\text{C}$		3.3	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	$T_J$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ\text{C}$

\*Indicates JEDEC Registered Data.



- STYLE 1:  
PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. NC  
4. EMITTER  
5. COLLECTOR  
6. BASE

- NOTES:  
1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS.  
2. [Symbol] IS SEATING PLANE.  
3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS:  
[Symbol]  $\varnothing 0.13 (0.005)$  [Symbol] T A [Symbol] [Symbol]  
4. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.  
5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.13	0.09	0.370	0.350
B	0.10	0.06	0.240	0.200
C	2.92	0.06	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.81	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0.15	1.50	0.005	0.050
N	0.30	2.54	0.012	0.100
P	1.27	2.83	0.050	0.080

CASE 730A-01

**FIGURE 1 — MAXIMUM POWER DISSIPATION**

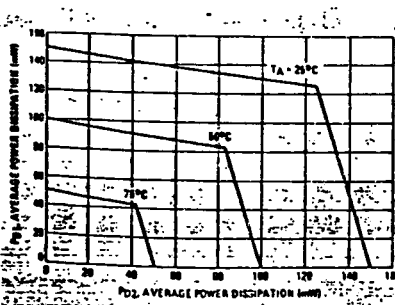


Figure 1 is based upon using limit values in the equation:  
 $T_{J1} - T_A = R_{\theta JA} (P_{D1} + K_{\theta} P_{D2})$   
where:  
 $T_{J1}$  Junction Temperature ( $100^\circ\text{C}$ )  
 $T_A$  Ambient Temperature  
 $R_{\theta JA}$  Junction to Ambient Thermal Resistance ( $500^\circ\text{C}/\text{W}$ )  
 $P_{D1}$  Power Dissipation in One Chip  
 $P_{D2}$  Power Dissipation in Other Chip  
 $K_{\theta}$  Thermal Coupling Coefficient (20%)  
Example:  
With  $P_{D1} = 90$  mW in the LED  
@  $T_A = 50^\circ\text{C}$ , the transistor  
 $P_D (P_{D2})$  must be less than 50 mW.

# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - FORWARD CHARACTERISTICS

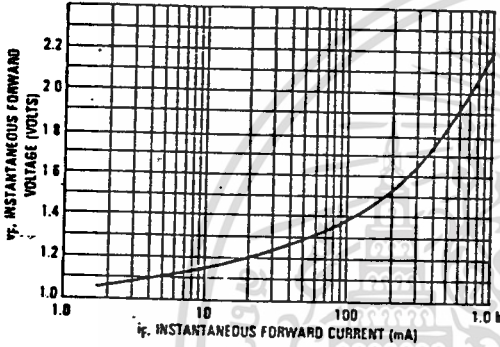


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

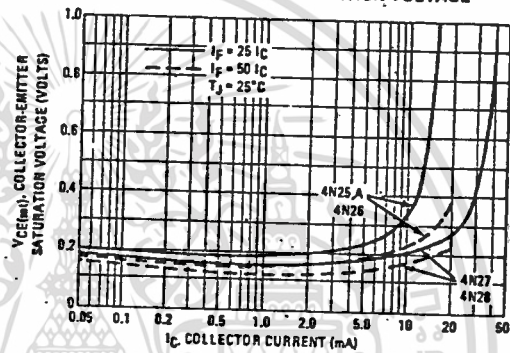


FIGURE 6 - TURN-ON TIME

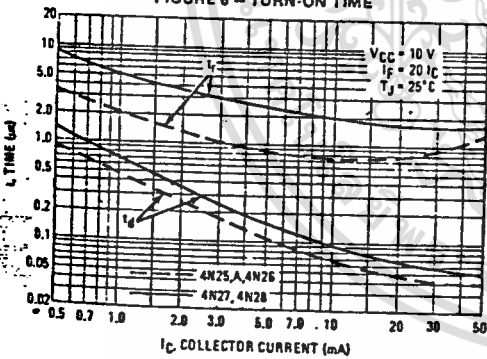


FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

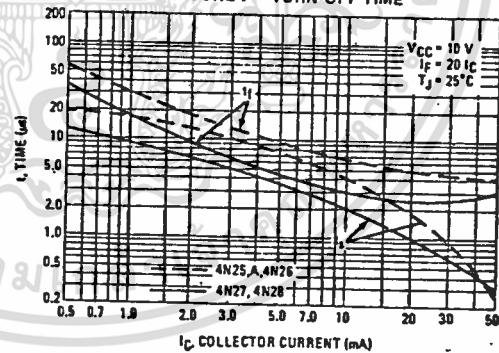


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

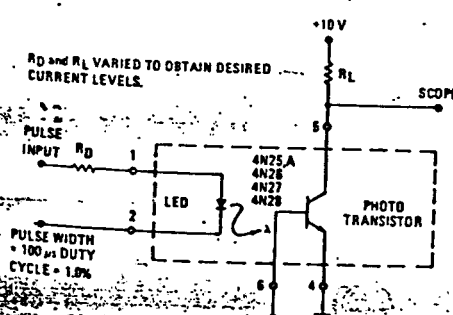
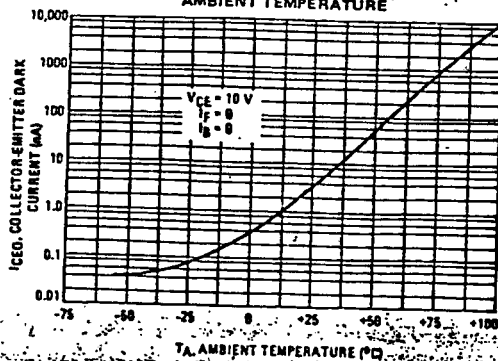


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - FORWARD CHARACTERISTICS

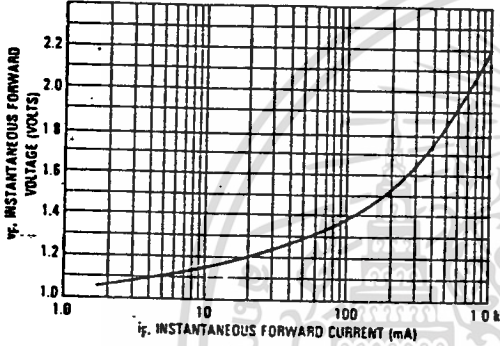


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

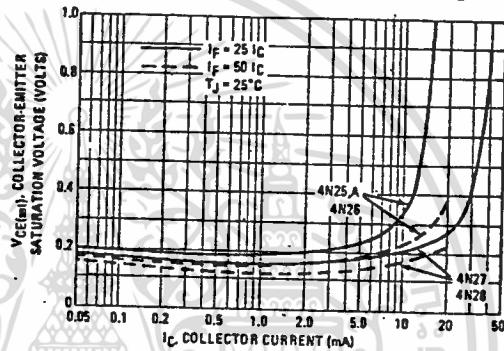


FIGURE 6 - TURN-ON TIME

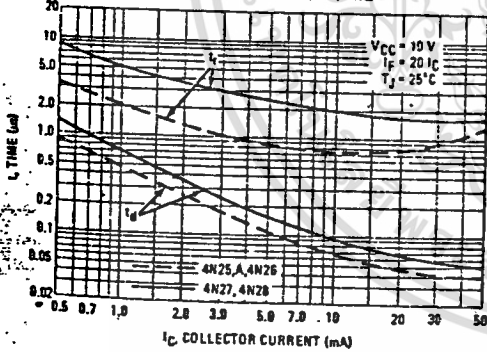


FIGURE 7 - TURN-OFF TIME

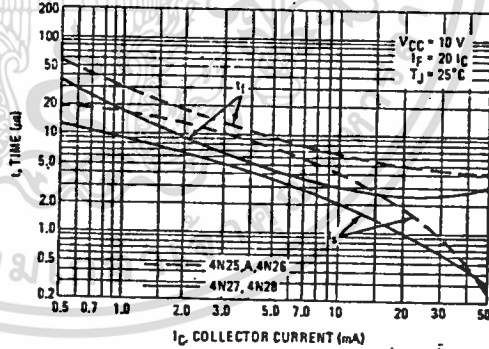


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

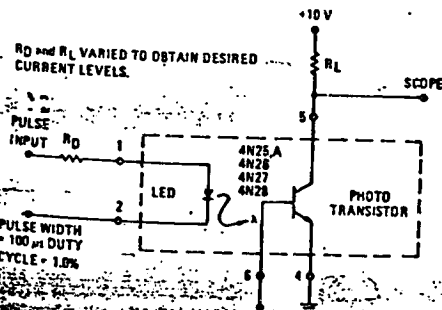
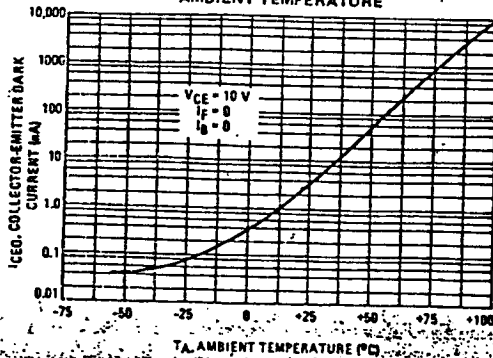


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE



**INTERSIL**

# ICL8038 Precision Waveform Generator Voltage Controlled Oscillator

## FEATURES

- Low Frequency Drift With Temperature - 50ppm/°C Max.
- Simultaneous Outputs - Sine-Wave, Square-Wave and Triangle.
- High Level Outputs - T<sup>2</sup>L to 28V
- Low Distortion - 1%
- High Linearity - 0.1%
- Easy to Use - 50% Reduction in External Components.
- Wide Frequency Range of Operation 0.001Hz to 1.0MHz
- Variable Duty Cycle - 2% to 98%

## GENERAL DESCRIPTION

The 8038 Waveform Generator is a monolithic integrated circuit, capable of producing sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms of high accuracy with a minimum of external components (refer to Figures 8 and 9). The frequency (or repetition rate) can be selected externally over a range from less than 1/1000Hz to more than 1MHz and is highly stable over a wide temperature and supply voltage range. Frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage and the frequency can be programmed digitally through the use of either resistors or capacitors. The Waveform Generator utilizes advanced monolithic technology, such as thin film resistors and Schottky-barrier diodes. The 8038 Voltage Controlled Oscillator can be interfaced with phase lock loop circuitry to reduce temperature drift to below 50ppm/°C.

### FUNCTIONAL DIAGRAM

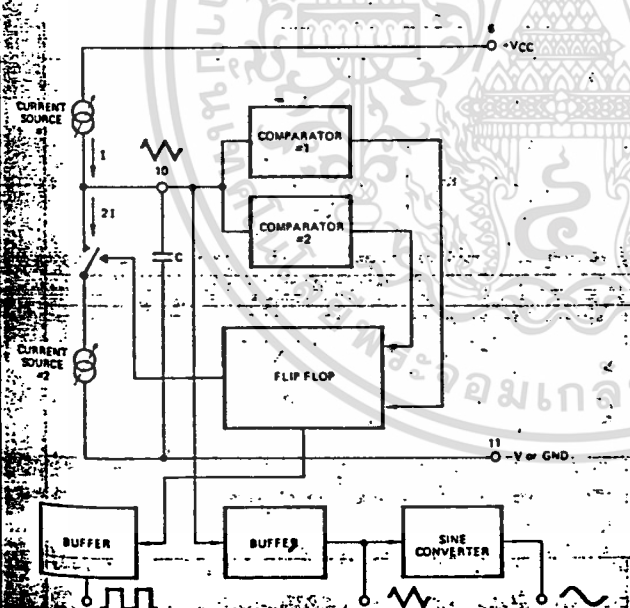
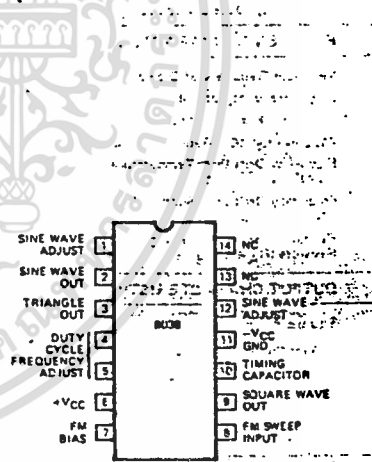


FIGURE 1. BLOCK-DIAGRAM OF WAVEFORM GENERATOR.

### CONNECTION DIAGRAM



## ORDERING INFORMATION

TYPE	TEMPERATURE RANGE	STABILITY	PACKAGE	ORDER PART NUMBER
8038 CC	0°C to +70°C	50ppm/°C typ	DIP	ICL 8038 CC PD
8038 BC	0°C to +70°C	100ppm/°C max	DIP	ICL 8038 BC PD
8038 AC	0°C to +70°C	50ppm/°C max	DIP	ICL 8038 AC PD
8038 BM	-55°C to +125°C	100ppm/°C max	Hermetic DIP	ICL 8038 BM DD
8038 AM	-55°C to +125°C	50ppm/°C max	Hermetic DIP	ICL 8038 AM DD

5

**INTERMIL**

# ICL8038 Precision Waveform Generator Voltage Controlled Oscillator

**FEATURES**

- Low Frequency Drift With Temperature - 50ppm/°C Max.
- Simultaneous Outputs - Sine-Wave, Square-Wave and Triangle.
- High Level Outputs - T<sup>2</sup>L to 28V
- Low Distortion - 1%
- High Linearity - 0.1%
- Easy to Use - 50% Reduction in External Components.
- Wide Frequency Range of Operation - 0.001Hz to 1.0MHz
- Variable Duty Cycle - 2% to 98%

**GENERAL DESCRIPTION**

The 8038 Waveform Generator is a monolithic integrated circuit, capable of producing sine, square, triangular, saw-tooth and pulse waveform of high accuracy with a minimum of external components (refer to Figures 8 and 9) The frequency (or repetition rate) can be selected externally over a range from less than 1/1000Hz to more than 1MHz and is highly stable over a wide temperature and supply voltage range. Frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage and the frequency can be programmed digitally through the use of either resistors or capacitors. The Waveform Generator utilizes advanced monolithic technology, such as thin film resistors and Schottky-barrier diodes. The 8038 Voltage Controlled Oscillator can be interfaced with phase lock loop circuitry to reduce temperature drift to below 50ppm/°C.

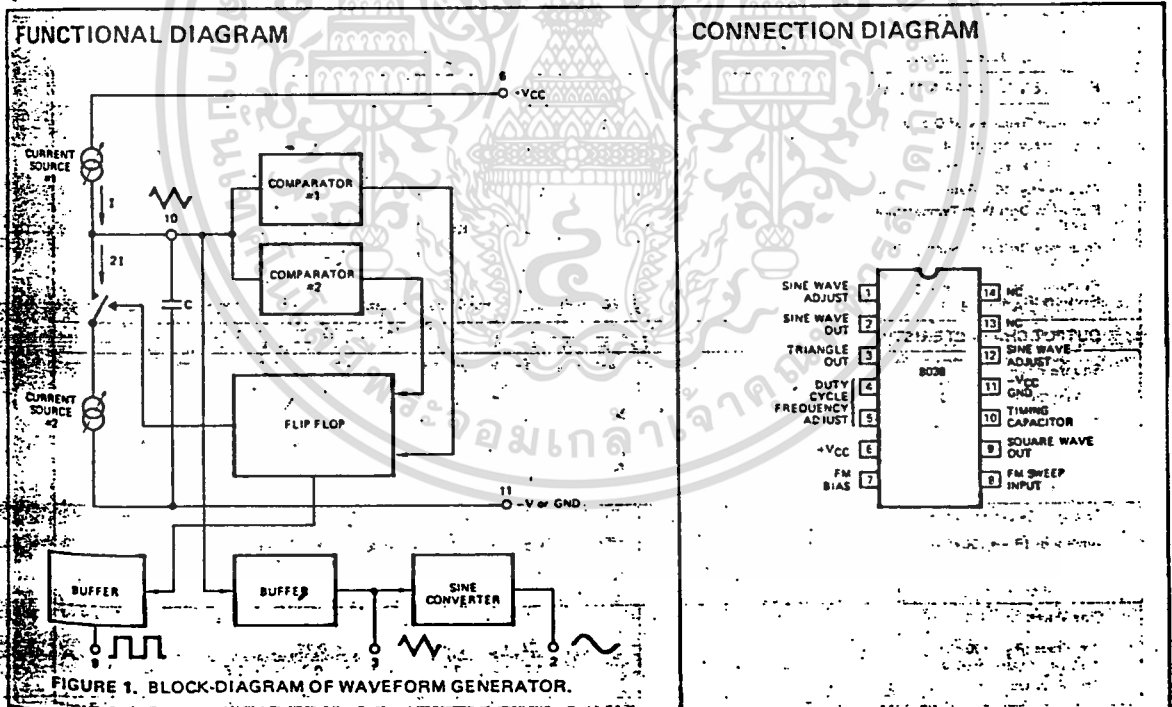


FIGURE 1. BLOCK-DIAGRAM OF WAVEFORM GENERATOR.

**ORDERING INFORMATION**

TYPE	TEMPERATURE RANGE	STABILITY	PACKAGE	ORDER PART NUMBER
8038 CC	0°C to +70°C	50ppm/°C typ	DIP	ICL 8038 CC PD
8038 BC	0°C to +70°C	100ppm/°C max	DIP	ICL 8038 BC PD
8038 AC	0°C to +70°C	50ppm/°C max	DIP	ICL 8038 AC PD
8038 BM	-55°C to +125°C	100ppm/°C max	Hermetic DIP	ICL 8038 BM DD
8038 AM	-55°C to +125°C	50ppm/°C max	Hermetic DIP	ICL 8038 AM DD

5

8038

INTERMEDIATE

TEST CC

MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±18V or 36V Total
Power Dissipation	750mW (Note 5)
Input Voltage (any pin)	Not To Exceed Supply Voltages
Input Current (Pins 4 and 5)	25mA
Output Sink Current (Pins 3 and 9)	25mA
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range:	
8038AM, 8038BM	-55°C to +125°C
8038AC, 8038BC, 8038CC	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

Supply  
Maximu  
Sweep 1  
Frequer  
Frequer  
Output  
  
Leakag  
Saturat  
Rise ar  
Duty C  
  
Triang  
Total 1

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Vs = ±10V or +20V, TA = 25°C, RL = 10 kΩ Unless Otherwise Specified) Note 3.

GENERAL CHARACTERISTICS	8038CC		8038BC/BM		8038AC/AM		UNITS
	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	
Supply Voltage Operating Range							V
Single Supply	+10	+30	+10	30	+10	30	V
Dual Supplies	±5	±15	±5	±15	±5	±15	V
Supply Current (Vs = ±10V) Note 1:							mA
8038AM, 8038BM			12	15	12	15	mA
8038AC, 8038BC, 8038CC	12	20	12	20	12	20	mA
FREQUENCY CHARACTERISTICS (all waveforms)							
Maximum Frequency of Oscillation	100,000		100,000		100,000		Hz
Sweep Frequency of FM	10		10		10		kHz
Sweep FM Range (Note 2)	40:1		40:1		40:1		%
FM Linearity 10:1 Ratio	0.5		0.2		0.2		%
Frequency Drift With Temperature Note 6	50		50	100	20	50	ppm/°C
Frequency Drift With Supply Voltage (Over Supply Voltage Range)	0.05		0.05		0.05		%/Vs
Recommended Programming Resistors (RA and RB)	1000	1M	1000	1M	1000	1M	Ω
OUTPUT CHARACTERISTICS							
Square-Wave							μA
Leakage Current (Vs = 30V)		1		1		1	V
Saturation Voltage (ISINK = 2mA)	0.2	0.5	0.2	0.4	0.2	0.4	%
Rise Time (RL = 4.7kΩ)	100		100		100		ns
Fall Time (RL = 4.7kΩ)	40		40		40		ns
Duty Cycle Adjust	2	98	2	98	2	98	%
Triangle/Sawtooth/Ramp							μVs
Amplitude (RT = 100kΩ)	0.30	0.33	0.30	0.33	0.30	0.33	%
Linearity		0.1		0.05		0.05	Ω
Output Impedance (IOUT = 5mA)		200		200		200	Ω
Sine-Wave							μVs
Amplitude (RB = 100kΩ)	0.2	0.22	0.2	0.22	0.2	0.22	%
THD (RB = 1MΩ) Note 4		0.8		0.7		0.7	%
THD Adjusted (Use Fig. 8b)		0.5		0.5		0.5	%

NOTE 1:

NOTE 2  
NOTE 3

DEFI

Supply

Fr

Sweep

FM Fr

Freq

Terr

Freq

Sup

Out

Sm

Tr

Tr

Tr

Tr

NOTE 1: RA and RB collection currents not included.  
 NOTE 2: Vs = 20V; RA and RB = 10kΩ, f = 9kHz. Can be extended to 1000:1 See Figures 13 and 14  
 NOTE 3: All parameters measured in test circuit given in Fig. 2  
 NOTE 4: 82kΩ connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use RA and RB)  
 NOTE 5: Derate plastic package at 6.7mW/°C for ambient temperatures above 50°C  
 Derate ceramic package at 12.5mW/°C for ambient temperatures above 100°C  
 NOTE 6: Over operating temperature range, Fig. 2, pins 7 and 8 connected, Vs = ±10V. See Fig. 6c for T.C. vs Vs

## TEST CONDITIONS (See Fig. 2)

PARAMETER	R <sub>A</sub>	R <sub>B</sub>	R <sub>L</sub>	C <sub>1</sub>	SW <sub>1</sub>	MEASURE
Supply Current	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Current into Pin 6
Maximum Frequency of Oscillation	1kΩ	1kΩ	4.7kΩ	100pf	Closed	Frequency at Pin 9
Sweep FM Range (Note 1)	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Open	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Temperature	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Supply Voltage (Note 2)	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Output Amplitude: Sine	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk output at Pin 2
Triangle	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Pk-Pk output at Pin 3
Leakage Current (off) Note 3	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Current into Pin 3
Saturation Voltage (on) Note 3	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Output (low) at Pin 9
Rise and Fall Times	10kΩ	10kΩ	4.7kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Duty Cycle Adjust: MAX	50kΩ	-1.6kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
MIN	-25kΩ	50kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Triangle Waveform Linearity	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 3
Total Harmonic Distortion	10kΩ	10kΩ	10kΩ	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 2

- NOTE 1:** The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 (f<sub>hi</sub>) and then connecting pin 8 to pin 6 (f<sub>lo</sub>). Otherwise apply Sweep Voltage at pin 8 ( $2/3 V_{CC} + 2V$ )  $\leq V_{SWEEP} \leq V_{CC}$  where V<sub>CC</sub> is the total supply voltage. In Fig. 2, Pin 8 should vary between 5.3V and 10V with respect to ground.
- NOTE 2:**  $10V \leq V_{CC} \leq 30V$ , or  $\pm 5V \leq V_s \leq \pm 15V$ .
- NOTE 3:** Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5 volts or -5 volts.

## DEFINITION OF TERMS:

- Supply Current** - The current required from the power supply to operate the device, excluding load currents and the currents through R<sub>A</sub> and R<sub>B</sub>.
- Frequency Range** - The frequency range at the square wave output through which circuit operation is guaranteed.
- Sweep FM Range** - The ratio of maximum frequency to minimum frequency which can be obtained by applying a sweep voltage to Pin 8. For correct operation, the sweep voltage should be within the range  $(2/3 V_{CC} + 2V) < V_{SWEEP} < V_{CC}$ .
- Linearity** - The percentage deviation from the best-fit straight line on the control voltage versus output frequency curve.
- Frequency Drift with Temperature** - The change in output frequency as a function of temperature.
- Frequency Drift with Supply Voltage** - The change in output frequency as a function of supply voltage.
- Output Amplitude** - The peak-to-peak signal amplitude appearing at the outputs.
- Saturation Voltage** - The output voltage at the collector of Q<sub>23</sub> when this transistor is turned on. It is measured for a sink current of 2mA.
- Rise and Fall Time** - The time required for the square wave output to change from 10% to 90%, or 90% to 10%, of its final value.
- Triangle Waveform Linearity** - The percentage deviation from the best-fit straight line on the rising and falling triangle waveform.
- Total Harmonic Distortion** - The total harmonic distortion at the sine-wave output.

## TEST CIRCUIT

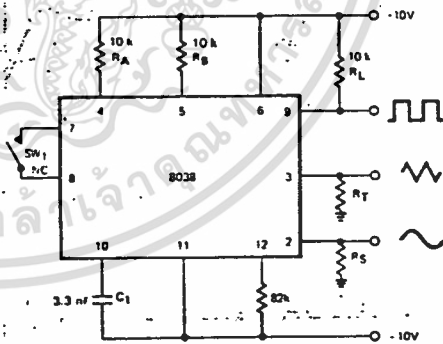


FIGURE 2

5

# ICL8038

## CHARACTERISTIC CURVES

INTER

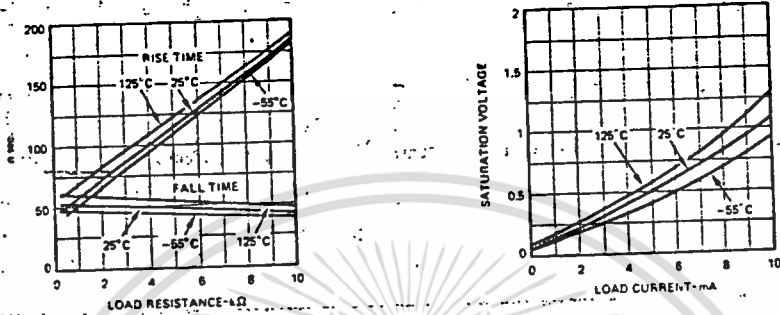


FIGURE 3. PERFORMANCE OF THE SQUARE-WAVE OUTPUT (PIN 9).

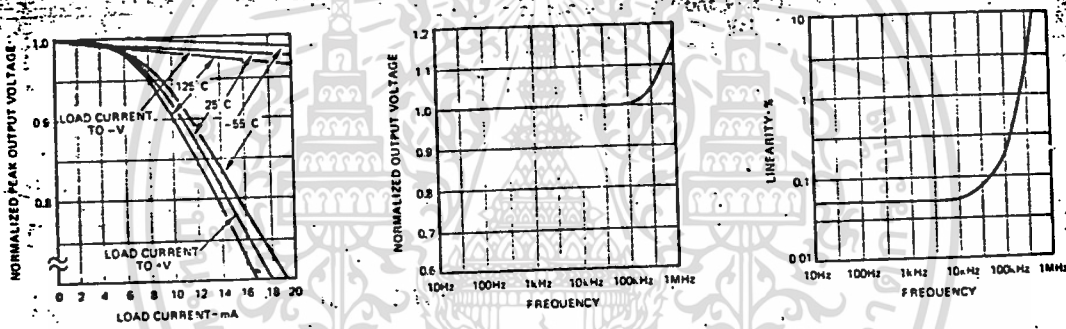


FIGURE 4. PERFORMANCE OF TRIANGLE-WAVE OUTPUT.

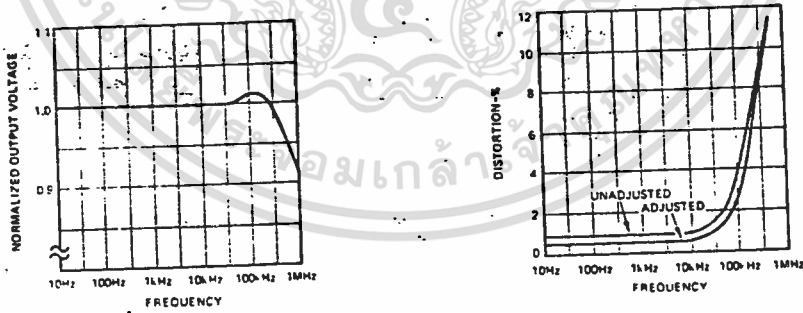


FIGURE 5. PERFORMANCE OF SINE-WAVE OUTPUT.

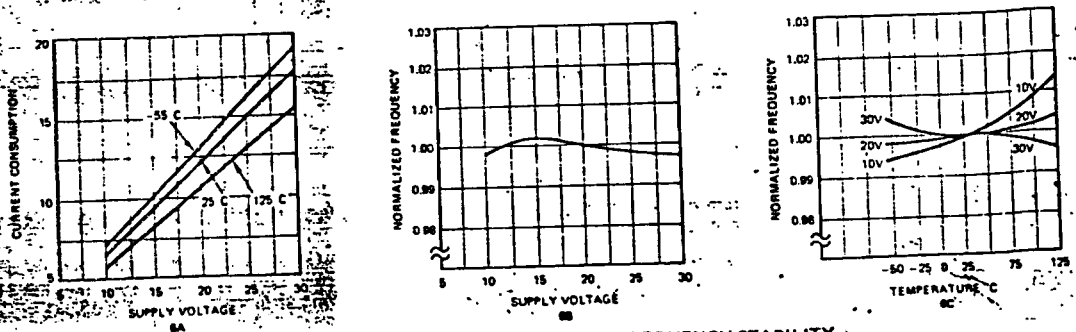
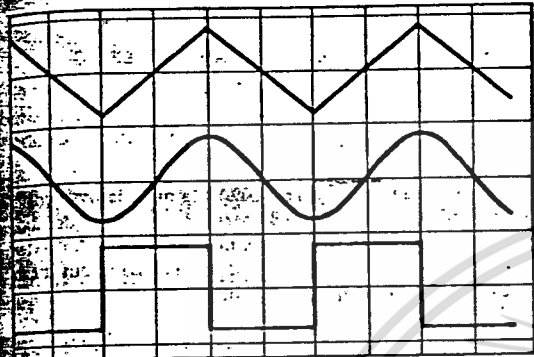


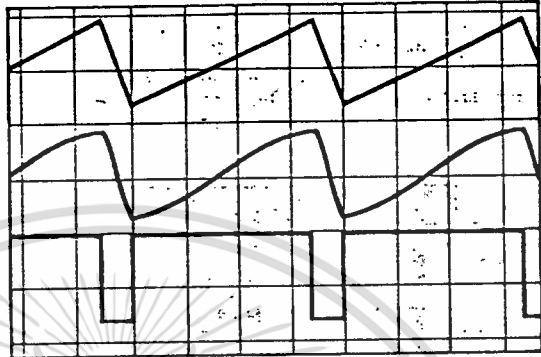
FIGURE 6. CURRENT CONSUMPTION AND FREQUENCY STABILITY.

5

THEORY OF OPERATION



SQUARE-WAVE DUTY CYCLE - 50%



SQUARE-WAVE DUTY CYCLE - 80%

FIGURE 7. PHASE RELATIONSHIP OF WAVEFORMS.

The performance of the sine-wave output is shown in Figure 5. Figure 6 shows additional general information concerning current consumption and frequency stability. Figure 7 shows the phase relationship between the waveforms.

WAVEFORM TIMING

The symmetry of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 8. Best results are obtained by using the timing resistors  $R_A$  and  $R_B$  separate (a).  $R_A$  controls the rising portion of the triangle and sine-wave and  $R_B$  controls the falling portion of the triangle and sine-wave and the state of the square-wave.

The magnitude of the triangle-waveform is set at  $1/3 V_{CC}$ . The time for the rising portion of the triangle is:

$$t_1 = \frac{C \times V_{CC}}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{CC} \times R_A}{1/5 \times V_{CC}} = \frac{5}{3} R_A \times C$$

The time for the falling portion of the triangle and sine-wave and the state of the square-wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V_{CC}}{I} = \frac{C \times 1/3 V_{CC}}{5 \times \frac{V_{CC}}{R_B}} = \frac{1}{5} \times \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{5}{3} \times \frac{R_B \times C}{2 R_A - R_B}$$

A 50% duty cycle is achieved when  $R_A = R_B$ .

If the duty-cycle is to be varied over a small range about 50% only, the connection shown in Figure 8b is slightly more convenient. If no adjustment of the duty cycle is desired, terminals 4 and 5 can be shorter together, as shown in Figure 8c. This connection, however, carries an inherently larger variation of the duty-cycle.

With two separate timing resistors, the frequency is given by

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{5}{3} R_A C \left( 1 + \frac{R_B}{2 R_A - R_B} \right)}$$

or, if  $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{0.3}{R C} \quad (\text{for Figure 8a})$$

If a single timing resistor is used (Figures 8c only), the frequency is

$$f = \frac{0.15}{R C}$$

Neither time nor frequency are dependent on supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the

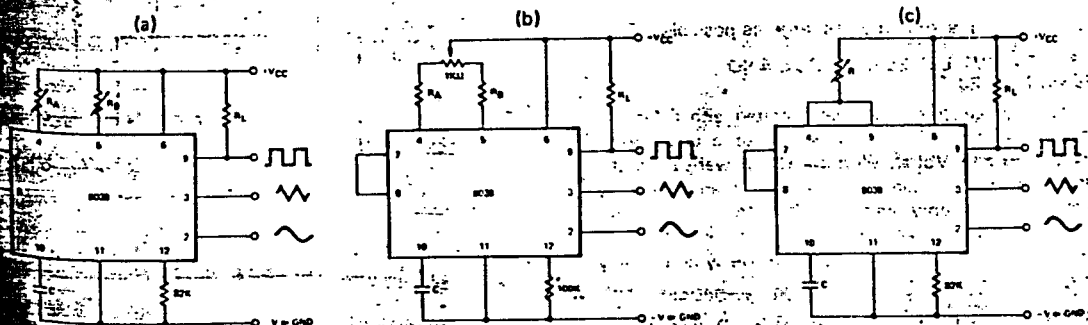


FIGURE 8. POSSIBLE CONNECTIONS FOR THE EXTERNAL TIMING RESISTORS.

5

# ICL8038

INTERSECT

fact that both currents and thresholds are direct, linear function of the supply voltage and thus their effects cancel.

To minimize sine-wave distortion the 82kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made a variable one. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 9. This configuration allows a reduction of sine-wave distortion close to 0.5%.

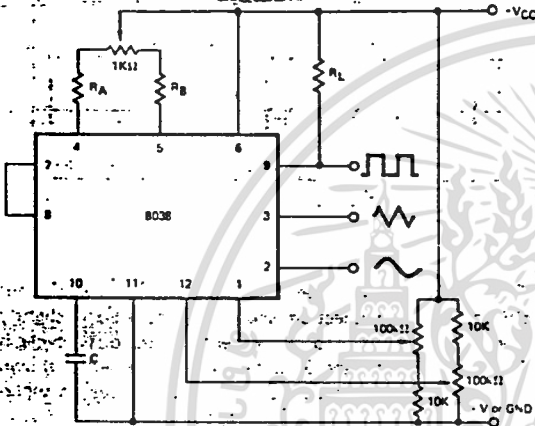


FIGURE 9. CONNECTION TO ACHIEVE MINIMUM SINE-WAVE DISTORTION.

### SELECTING RA, RB and C

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work. However certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents ( $I > 5\text{ mA}$ ), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will be obtained for charging currents of 10μA to 1 mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to RA can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times V_{CC}}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{V_{CC}}{5R_A}$$

A similar calculation holds for RB.

The capacitor value should be as large as possible.

### WAVEFORM OUT LEVEL CONTROL AND POWER SUPPLIES

The waveform generator can be operated either from a single power-supply (10 to 30 Volts) or a dual power-supply ( $\pm 5$  to  $\pm 15$  Volts). With a single power-supply the average levels of the triangle and sine-wave are at exactly one-half of the supply voltage, while the square-wave alternates between +V and ground. A split power supply has the advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square-wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power-supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown cap-

ability of the waveform generator (30V). In this way a square-wave output be made TTL compatible (load resistor connected to +5 Volts) while the waveform generator itself is powered from a much higher voltage.

### FREQUENCY MODULATION AND SWEEPING

The frequency of the waveform generator is a direct function of the DC voltage at terminal 8 (measured from +VCC). By altering this voltage, frequency modulation is performed.

For small deviations (e.g.  $\pm 10\%$ ) the modulating signal can be applied directly to pin 8, merely providing dc decoupling with a capacitor, as shown in Figure 10a. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance. Without it (i.e. terminals 7 and 8 connected together), the input impedance is 8kΩ; with it, this impedance increases to  $(R+8k\Omega)$ .

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 10b). In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal and a very large (e.g. 1000:1) sweep range is created ( $f_{sweep} = 0$ ). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 may be swept from  $V_{CC}$  to  $(2/3 V_{CC} + 2V)$ .

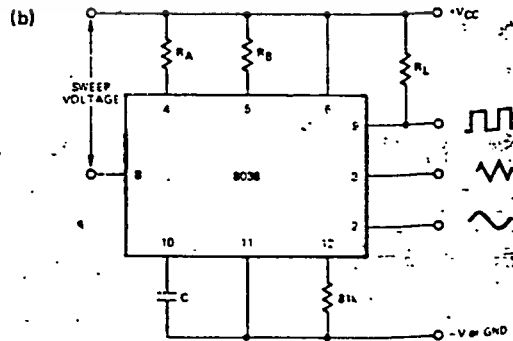
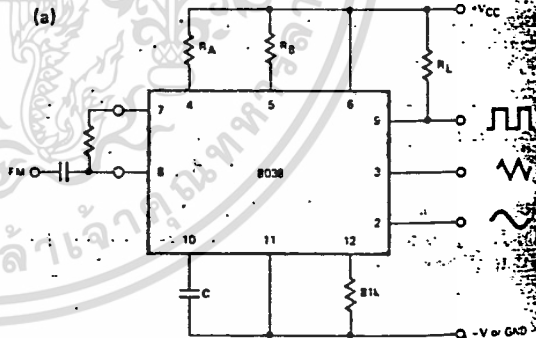


FIGURE 10. CONNECTIONS FOR FREQUENCY MODULATION (a) AND SWEEP (b).

# CL8038

INTERSIL

## APPLICATIONS

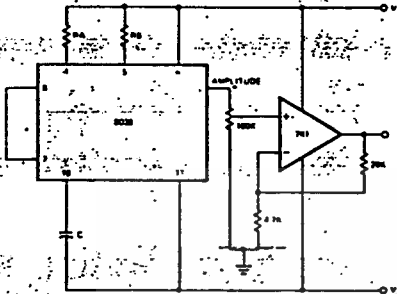


FIGURE 11. SINE WAVE OUTPUT BUFFER AMPLIFIERS

The sine wave output has a relatively high output impedance (1kΩ Typ). The circuit of Figure 11 provides buffering, gain and amplitude adjustment. A simple op amp follower could also be used.



FIGURE 12. STROBE-TONE BURST GENERATOR

With a dual supply voltage the external capacitor on Pin 10 can be shorted to ground to halt the 8038 oscillation. Figure 12 shows a FET switch, diode ANDed with an input strobe signal to allow the output to always start on the same slope.

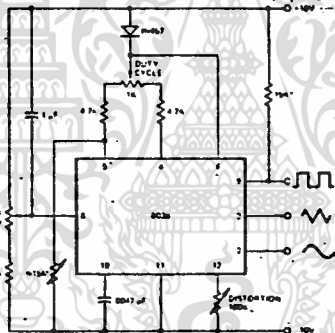


FIGURE 13. VARIABLE AUDIO OSCILLATOR, 20Hz to 20 KHz

To obtain a 1000:1 Sweep Range on the 8038 the voltage across control resistors RA and RB must decrease to nearly zero. This is done by ensuring that the highest voltage on control Pin 8 exceed the voltage at the top of RA and RB by a few hundred millivolts.

The Circuit of Figure 13 achieves this by using a diode to lower the effective supply voltage on the 8038. The large resistor on pin 5 helps reduce duty cycle variations with sweep.

5

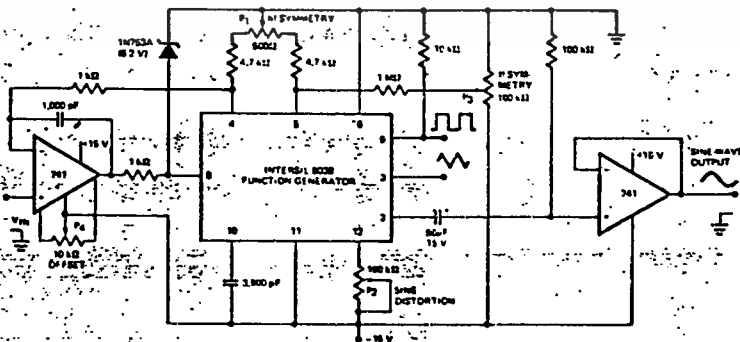


FIGURE 14. LINEAR VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

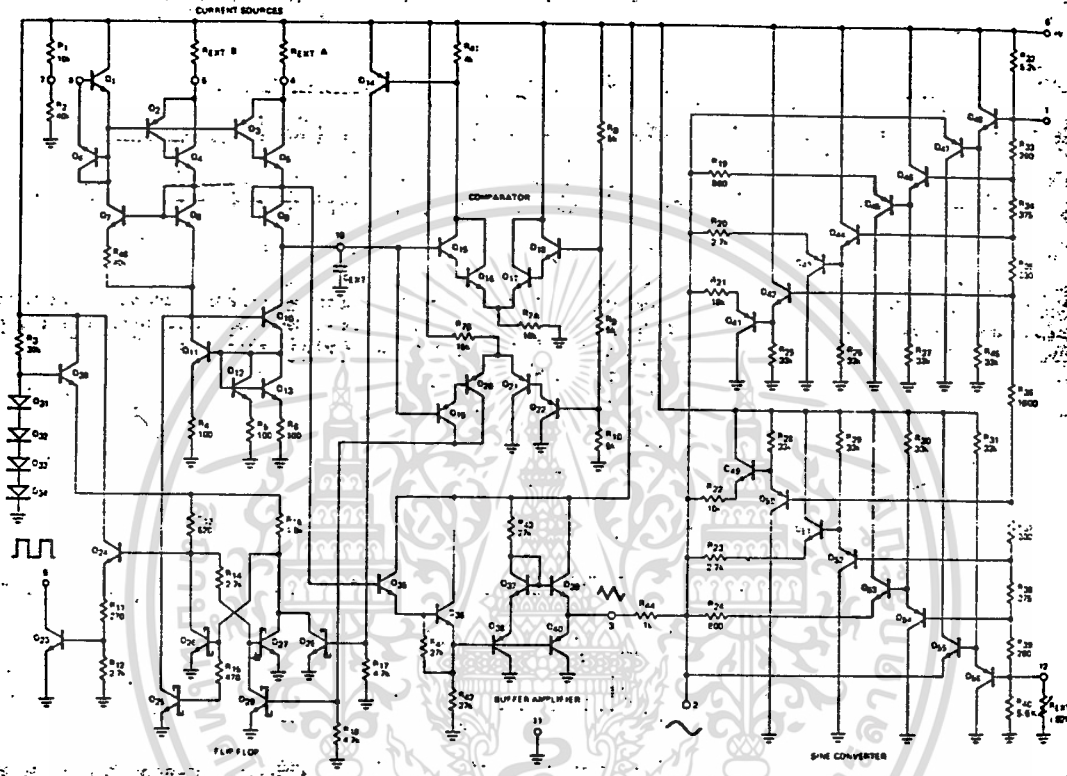
The linearity of input sweep voltage versus output frequency can be significantly improved by using an op amp as shown in Figure 14.

This circuit is more fully described in "Electronics" magazine, October 30, 1975, page 96.

# ICL8038

INTER

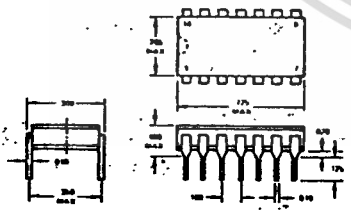
## DETAILED SCHEMATIC



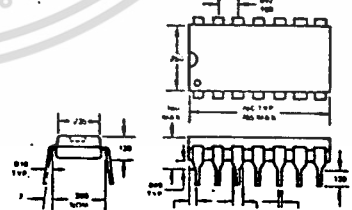
5

### PACKAGE DIMENSIONS

14 PIN CERDIP



14 PIN PLASTIC DIP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้