



ปีการศึกษา 2533

แหล่งจ่ายไฟสำรอง

(Standby Power Supply)

โดย

นายสุกฤษณ์ สุกฤษณ์ 30.1315

นายสพจน์ สุวรรณวานิชกุล 30.1319

นายอินชา วงศ์รุ่งโรจน์ 30.1355

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. ดร. วิริยะ นิชะจำเริญ

อาจารย์ วิจิตร กิมเรศ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2533

ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำรอง

ผู้จัดทำ

- |               |                |         |
|---------------|----------------|---------|
| 1. นายสุทธิพล | สุทธศิลป์      | 30.1315 |
| 2. นายสุพจน์  | สุวรรณวานิชกุล | 30.1319 |
| 3. นายอโนชา   | วงศ์รุ่งโรจน์  | 30.1355 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับควรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

028770

## แหล่งจ่ายไฟสำรอง

สุทธิพล	สุทธิศิลป์	
สุนจน์	สุวรรณวานิชกุล	
อโนชา	วงศ์รุ่งโรจน์	
รศ.ดร. วิริยะ	พิเชษฐจำเริญ	อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ วิจิตร	กิมเรศ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา	2533	

### บทคัดย่อ

ปฏิญานพจน์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการสร้าง แหล่งจ่ายไฟสำรอง ซึ่งมีส่วนประกอบหลัก ๆ 2 ส่วน คือ ส่วนขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ และส่วนทรานเฟอร์สวิตช์ แสดงวงจรการทำงานของทั้ง 2 ส่วน โดยที่วงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง และอาศัยหลักการมือคดตุเลต ระหว่างสัญญาณคลื่นขายน์ และสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม ด้วยความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต เพื่อกำจัดฮาร์โมนิคอันดับต่ำ และสามารถใช่วงจรรองความถี่ขนาดเล็ก ในการกรองฮาร์โมนิค ทำให้ได้เอาท์พุท ที่มีลักษณะเป็นคลื่นขายน์ ส่วนของทรานเฟอร์สวิตซ์ซิ่งใช้ ไทริสเตอร์ เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งนั้น จะเป็นตัวสับเปลี่ยนพลังงานจากไฟไลน์มาเป็นพลังงานจากอินเวอร์เตอร์ หรือพลังงานจากอินเวอร์เตอร์ กลับมาสู่พลังงานจากไฟไลน์ ในสภาวะที่ไฟไลน์หรืออินเวอร์เตอร์ผิดปกติ นอกจากนี้ ยังได้กล่าวถึง วงจรดีซีลิงค์แบบชอปเปอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็น ตัวปรับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จากการเร็คติฟาย์มาเป็นแรงดันไฟตรง 100 โวลท์ สำหรับป้อนให้กับวงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ โดยที่อินเวอร์เตอร์ สามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่ 220 โวลท์ ความถี่ 50 เฮิร์ต สำหรับภาระที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ไม่มีภาระจนถึง 500 วัตต์ และสามารถนำไปใช้งานได้กับอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องจ่ายไฟอย่างต่อเนื่อง เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์, วงจรควบคุมอัตโนมัติ และอุปกรณ์สื่อสารโทรคมนาคม ซึ่งจะเป็นแนวทางในการพัฒนาให้เป็น แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS) ได้ต่อไป

## Standby Power Supply

Sutthipol Sutthasilp

Supoj Suwanvanichkul

Anocha Wrongrungroj

Associate Professor Dr.Viriya Pichetjamroen Advisor

Vijit Kinnares Advisor

1990

### Abstract

This project presents the method to invent the standby power supply. It consists of the two important parts which are sine wave inverter and transfer switch. The inverter is using transistors as switching elements by applying the technique of modulation between sine wave and triangular wave of 2 KHz frequency in order to eliminate low order harmonics and be can use compact filter circuit to obtain good output waveform of sine wave. As for the transfer switch is used thyristors as the switching elements be transfered energy between line and inverter in case of mal function of line or inverter.

Furthermore, we mention the chopper type of dc link circuit which acts as adaptor of dc voltage from retification to be 100 volt dc in order to feed the inverter circuit, so that the inverter can maintain the voltage at 220 volt 50 Hz for variable load from 0 - 500 VA.

This standby power supply can be used in uninterruptable equipments such as computer, automatic control system and telecommunication equipments, which can be developed to be UPS in the

future. เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

1

บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับชาয়น์เวฟพัลส์วิตมอดคูละชั้น (SPWM) และแหล่งจ่ายไฟสำรอง

3

2.1 ทฤษฎีเกี่ยวกับชาয়น์เวฟพัลส์วิตมอดคูละชั้น (SPWM)

3

2.1.1 การสร้างรูปคลื่นชาয়น์เวฟพัลส์วิตมอดคูละชั้น

4

2.1.2 หลักการทั่วไปเกี่ยวกับรูปคลื่นชาয়น์เวฟพัลส์วิตมอดคูละชั้น

5

2.1.3 องค์ประกอบที่สำคัญของรูปคลื่นชาয়น์เวฟพัลส์วิตมอดคูละชั้น

5

2.2 แหล่งจ่ายไฟสำรอง

7

บทที่ 3 วงจรชาয়น์เวฟอินเวอร์เตอร์

8

3.1 ขั้นตอนการสร้างรูปคลื่น (SPWM) ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์

10

3.1.1 ส่วนกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต

11

3.1.2 ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นชาয়น์

12

3.1.3 ส่วนมัลติเพล็กซ์เซอร์สัญญาณ

12

3.1.4 ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม

14

3.1.5 ส่วนวงจรเปรียบเทียบ

14

3.1.6 ส่วนแคดโทด

14

3.2 วงจรขับเบล

17

3.3 วงจรกำลัง

19

3.3.1 ส่วนวงจรฟลูบริดจ์ และฟรีวิลไดโอด

20

3.3.2 ส่วนวงจรสับเบอ

21

3.3.3 ส่วนหม้อแปลง

26

3.3.4 ส่วนวงจรกรองความถี่

28

3.3.5 ส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง

30

3.4 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

3.4.1 หลักการในการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

33

3.4.2	วงจรรสร้างสัญญาณขับเบส	33
3.4.3	วงจรถ้าลิ่ง	34
3.4.4	วงจรถ้อนกลับ	35
บทที่ 4	วงจรถิซึลิ่งค์	37
4.1	หลักการทำงานของวงจรถิซึลิ่งค์	37
4.2	วงจรรสร้างสัญญาณชอปปเปอร์ของถิซึลิ่งค์	40
4.3	วงจรถ้าลิ่งของถิซึลิ่งค์	41
บทที่ 5	ทรานเฟอร์ลวิทซ์	42
5.1	หลักการทำงานของทรานเฟอร์ลวิทซ์	43
5.2	วงจรถรวจสอบแรงดันผิตปกติ	43
5.3	ส่วนตรวจจับผ่านคนย	46
5.4	วงจรถุขนวน	47
บทที่ 6	ผลการทดลอง	48
บทที่ 7	สรุป	60
	กิตติกรรมประกาศ	61
	เอกสารอ้างอิง	62
	ภาคผนวก	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

- รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพิตช์บลิวเอ็ม (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ
- รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพิตช์บลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ
- รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการมอดูเลต และสร้างสัญญาณ SPWM แบบ 3 ระดับ
- รูปที่ 2.4 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟสำรอง
- รูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจรถายันเวฟพิตช์บลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์
- รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ SPWM ด้วยวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.3 แสดงรูปของวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์ที่ 50 เฮิร์ต และวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์สัญญาณ และวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์สามเหลี่ยมรวมทั้งวงจรเปรียบเทียบ
- รูปที่ 3.5 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.6 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.7 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.8 แสดงรูปกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์
- รูปที่ 3.9 แสดงรูปวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.10 แสดงวงจร Low Pass Filter
- รูปที่ 3.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของสวิชชิงเพาเวอร์อินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.12 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์สวิชชิง
- รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์สวิชชิงเพาเวอร์อินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 3.14 แสดงรูปของวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์สวิชชิงเพาเวอร์อินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL 494
- รูปที่ 4.2 แสดง Timing Diagram Waveform ของไอซีเบอร์ TL 494 พิตช์บลิวเอ็ม
- รูปที่ 4.3 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์ชอปเปอร์ของดีซีลิงค์
- รูปที่ 4.4 แสดงวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์ดีซีลิงค์
- รูปที่ 5.1 แสดงส่วนของทรานเฟอร์สวิทช์
- รูปที่ 5.2 แสดงรูปของวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์ตรวจสอบแรงดันผิดปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 5.2 ใดๆ แสดงรูปของวงจรถายันเวฟอินเวอร์เตอร์ตรวจสอบแรงดันผิดปกติอย่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รูปที่ 5.3 แสดงรูปการตรวจจับผ่านศูนย์
- รูปที่ 5.4 แสดงวงจรถัดขนวน
- รูปที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบ ระหว่างสัญญาณคลื่นไซน์ 50 Hz กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 2 KHz
- รูปที่ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณคลื่นไซน์กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่ขยายสเกล
- รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่น SPWM ชนิด 3 ระดับ ที่ได้จากการมอดูเลชัน
- รูปที่ 6.4 แสดงการหน่วงสัญญาณนำกระแส (เดดไทม์) = 15  $\mu$ s
- รูปที่ 6.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ saw tooth กับสัญญาณไฟตรงของวงจรถัดลิ้งค์
- รูปที่ 6.6 แสดง  $V_{ce}$  และ กระแสเบส  $I_b$  ที่ขั้วทรานซิสเตอร์
- รูปที่ 6.7 แสดงแรงดันคร่อมเกทของ SCR ในวงจรทรานเฟอร์สวิตช์
- รูปที่ 6.8 แสดง  $V_{ce}$  และกระแส  $I_c$  ที่ใช้ขั้วทรานซิสเตอร์ของสวิชชิงซ์พหลาย
- รูปที่ 6.9 แสดงแรงดันคร่อม  $V_{ce}$  และกระแส  $I_c$  ขณะทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส
- รูปที่ 6.10 แสดงกระแสที่ประจุเข้าคาปาซิเตอร์ของวงจรถัดเบอร์
- รูปที่ 6.11 แสดงสเปคตรัมอาร์โมนิค ที่อัตราส่วนความถี่การมอดู 80 และอัตราส่วนแอมพลิจุด 0.6
- รูปที่ 6.12 แสดงสเปคตรัมอาร์โมนิค ที่อัตราส่วนความถี่การมอดู 80 และอัตราส่วนแอมพลิจุด 0.7
- รูปที่ 6.13 แสดงสเปคตรัมการเกิดอาร์โมนิค หลังจากกรองความถี่
- รูปที่ 6.14 แสดงเอาต์พุตของไซน์เวฟอินเวอร์เตอร์
- รูปที่ 6.15 แสดงการซิงโคไนซ์ระหว่างไฟไลน์กับอินเวอร์เตอร์ขณะไลน์เกิดแรงดันเกินปกติ
- รูปที่ 6.16 แสดงการซิงโคไนซ์ระหว่างไฟไลน์กับอินเวอร์เตอร์ ขณะไลน์เกิดแรงดันต่ำปกติ
- รูปที่ 6.17 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะไฟไลน์หายไปช่วงครึ่งลบ
- รูปที่ 6.18 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ขณะไฟไลน์หายไปช่วงครึ่งบวก
- รูปที่ 6.19 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ขณะเกิดแรงดันไฟไลน์เกินปกติ
- รูปที่ 6.20 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะเกิดแรงดันไฟไลน์ต่ำปกติ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านคอมพิวเตอร์ ได้พัฒนาก้าวหน้าไปมาก สามารถสร้างโปรแกรมต่างๆ ไปควบคุมอุปกรณ์เครื่องมือ เครื่องจักรให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นความจำเป็นในการที่จะป้องกันการผิดพลาดอันอาจเกิดจากการผิดพลาดของเครื่องคอมพิวเตอร์เอง หรืออาจเกิดจากการผิดพลาดของไฟฟ้าที่จ่ายให้กับตัวเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะมีผลทำให้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำงานผิดพลาด ทำให้ระบบอาจเกิดความเสียหายขึ้นได้ ดังนั้น เพื่อที่จะป้องกันความผิดพลาดอันเนื่องมาจากสาเหตุข้างต้น ในช่วงที่โปรแกรมกำลังทำงานอยู่นั้น คอมพิวเตอร์จำเป็นจะต้องมีไฟฟ้าจ่ายเลี้ยงอยู่ตลอดเวลา เพราะฉะนั้นในกรณีที่เกิดความผิดพลาดขึ้นกับ แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่กล่าวถึงนั้น จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟสำรอง (Standby Power Supply) แทน ซึ่งสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับ UPS โดยจะต่างกับที่ แหล่งจ่ายไฟสำรอง ไม่มีส่วนของการอัดประจุแบตเตอรี่ (battery charger)

โดยทั่วไปแหล่งจ่ายไฟสำรอง จะมีส่วนประกอบหลักที่สำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ ส่วนขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ และส่วนทรานส์เฟอ์สวิทช์ แต่สำหรับโครงงานนี้ ได้เพิ่มส่วนดีซีลิงค์ (DC Link) เข้าไปด้วย สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น ส่วน ๆ ได้ดังนี้

ดีซีลิงค์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เหมาะสม เพื่อใช้แทนแบตเตอรี่หรือประจุให้กับแบตเตอรี่ กรณีที่ทำเป็น battery charger โดยวงจรดีซีลิงค์นี้ ใช้เป็นแบบชอปเปอร์ (chopper) ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นอุปกรณ์ในการสวิทช์ โดยมีวงจรควบคุมที่ถูกร่างขึ้นมาจากไอซีเบอร์ TL 494 สร้างพัลส์เข้าสู่วงจรขับเคลื่อน (base drive) ของทรานซิสเตอร์ เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ไปป้อนให้กับวงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์แบบคลื่นขายน์ 1 เฟส โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่อกันแบบฟูลบริดจ์ ซึ่งอาศัยหลักการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Sine wave Pulse Width Moduration ; SPWM) โดยใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) ระหว่างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม กับสัญญาณคลื่นขายน์ เกิดเป็นพัลส์พีดับเบิลวี่เอ็ม นำไปขยายกระแสขับเบสให้กับทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวในวงจรขายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการแปลงกำลังไฟตรง (DC) ให้กลายเป็นกำลังไฟสลับ (AC) นำไปเข้าหม้อแปลง เพื่อทำการเพิ่มแรงดัน รวมทั้งต้องนำสัญญาณ SPWM ที่ได้มาผ่านวงจรกรองความถี่ (Filter) เพื่อกรองฮาร์โมนิคอันดับต่ำ ๆ

ทิ้งไป ให้คงเหลือเพียงคลื่นรูปไซน์ที่แท้จริง ที่สามารถนำไปใช้งานได้

ทรานเฟอร์สวีทซ์ เป็นส่วนของสวีทซ์ไอออนย้าย ใช้ไตรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ ในการไอออนย้ายลับ เปลี่ยนพลังงานจากไฟไลน์มาเป็นพลังงาน จากอินเวอร์เตอร์ในสภาวะผิดปกติ หรือลับเปลี่ยนพลังงาน จากอินเวอร์เตอร์กลับไปสู่พลังงานที่มาจากไฟไลน์ ในกรณีกลับสู่สภาวะปกติ

สำหรับรายละเอียดต่างๆของทั้ง 3 ส่วน ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น จะอธิบายโดยละเอียดในแต่ละบทดังนี้ ทฤษฎีเกี่ยวกับชาแนลเวเนพิตับบลิวเอ็ม (SPWM) และแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองจะกล่าวถึงในบทที่ 2 ส่วนอินเวอร์เตอร์ จะกล่าวถึงในบทที่ 3 ส่วนทรานเฟอร์สวีทซ์ จะกล่าวถึงในบทที่ 4 ส่วนดีซีลิงค์ จะกล่าวถึงในบทที่ 5 รวมทั้งผลการทดลอง จะแสดงผลอยู่ในบทที่ 6 และในบทที่ 7 จะเป็นการสรุปผลการทดลองทั้งหมดที่ได้ของโครงการนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีเกี่ยวกับชาแนลเวฟพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (SPWM) และแหล่งจ่ายไฟกำลังรอง

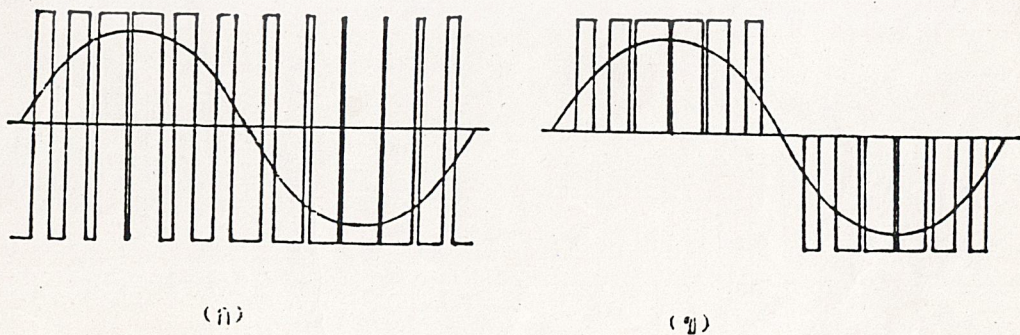
2.1 ทฤษฎีเกี่ยวกับชาแนลเวฟพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (SPWM)

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ ( Sine Wave Pulse Width Moduration; SPWM ) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆ หลายพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มวิธีต่างๆ ด้วย

รูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิดแต่นิดที่ถูกลำนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่แบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ ดังนี้

- 1.) รูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับเป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ  $+E$  และ  $-E$
- 2.) รูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับเป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ  $+E$  ,  $0$  และ  $-E$

รูปคลื่นทั้งสองแบบนี้มีลักษณะดังรูปที่ 2.1 โดยแสดงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็ม เปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (fundamental) ของรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มนั้น สำหรับโครงการนี้ จะศึกษาในกรณีของรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เนื่องจากมีข้อดีกว่าแบบ 2 ระดับ คือ จากการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น จะเกิดเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับคี่ และฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุด จะมีขนาดต่ำกว่าแบบ 2 ระดับ ซึ่งถือว่ากรณีรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ จะกำจัดฮาร์โมนิกได้ดีกว่าแบบ 2 ระดับนั่นเอง



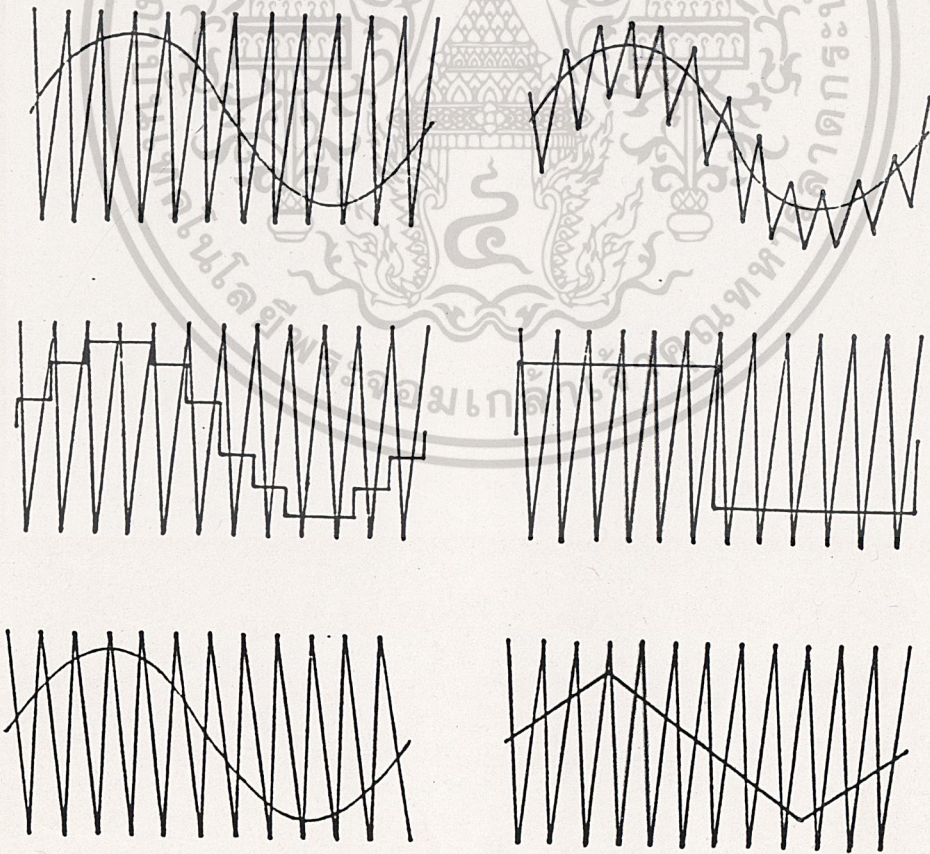
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 2.1 แสดงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็ม (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ

### 2.1.1 การสร้างรูปคลื่นชานน์เวฟพิคดับบลิวเอ็ม

รูปคลื่นชานน์เวฟพิคดับบลิวเอ็มสามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่าง ๆ ได้แก่

1.) สร้างโดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้ โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับมอดูเลชันผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต ( output port ) ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนการคำนวณ หรือกำหนดค่ามอดูเลชันต่างๆ ออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์ จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้น เพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณชานน์เวฟพิคดับบลิวเอ็มขึ้นมา แล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุตออกมา

2.) สร้างโดยใช่วงจรอิเล็กทรอนิกส์ วิธีที่สะดวกที่สุด คือใช่วงจรเปรียบเทียบ (comparator) ซึ่งสามารถกระทำโดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่ขั้วเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นชานน์เวฟพิคดับบลิวเอ็ม ที่ต้องการกับสัญญาณแครี่เรียร์ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มอดูเลชันของรูปคลื่นชานน์เวฟพิคดับบลิวเอ็มก็ คือ จุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยขั้ววงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพิคดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบที่มีการนำไปใช้

## 2.1.2 หลักการทั่วไปเกี่ยวกับรูปคลื่นชานน์เวฟชนิดบลิวเอม

ในระบบชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันทั่วไป ที่ใช้เทคนิค SPWM (คลื่นชานน์ตัดกับคลื่นสามเหลี่ยม) เงื่อนไขพื้นฐานที่ต้องมี คือ

- 1.) จะต้องไม่เกิดองค์ประกอบฮาร์มอนิกคู่
- 2.) เกิดการซิมเมตรี (symmetrical) กรณีระบบ 3 เฟสจะต้องเท่ากัน และระยะการขจัดระหว่างเฟสต่างกันเท่ากับ 120 องศา

## 2.1.3 องค์ประกอบที่สำคัญของรูปคลื่นชานน์เวฟชนิดบลิวเอม

การสร้างรูปคลื่นชานน์เวฟชนิดบลิวเอม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการ ที่จะเป็นตัวการกำหนดลักษณะรูปคลื่นชนิดบลิวเอมได้แก่

- 1.) อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ ต่อสัญญาณอ้างอิง (frequency ratio ; N ) หรืออัตราส่วนความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ต่อความถี่ของคลื่นชานน์

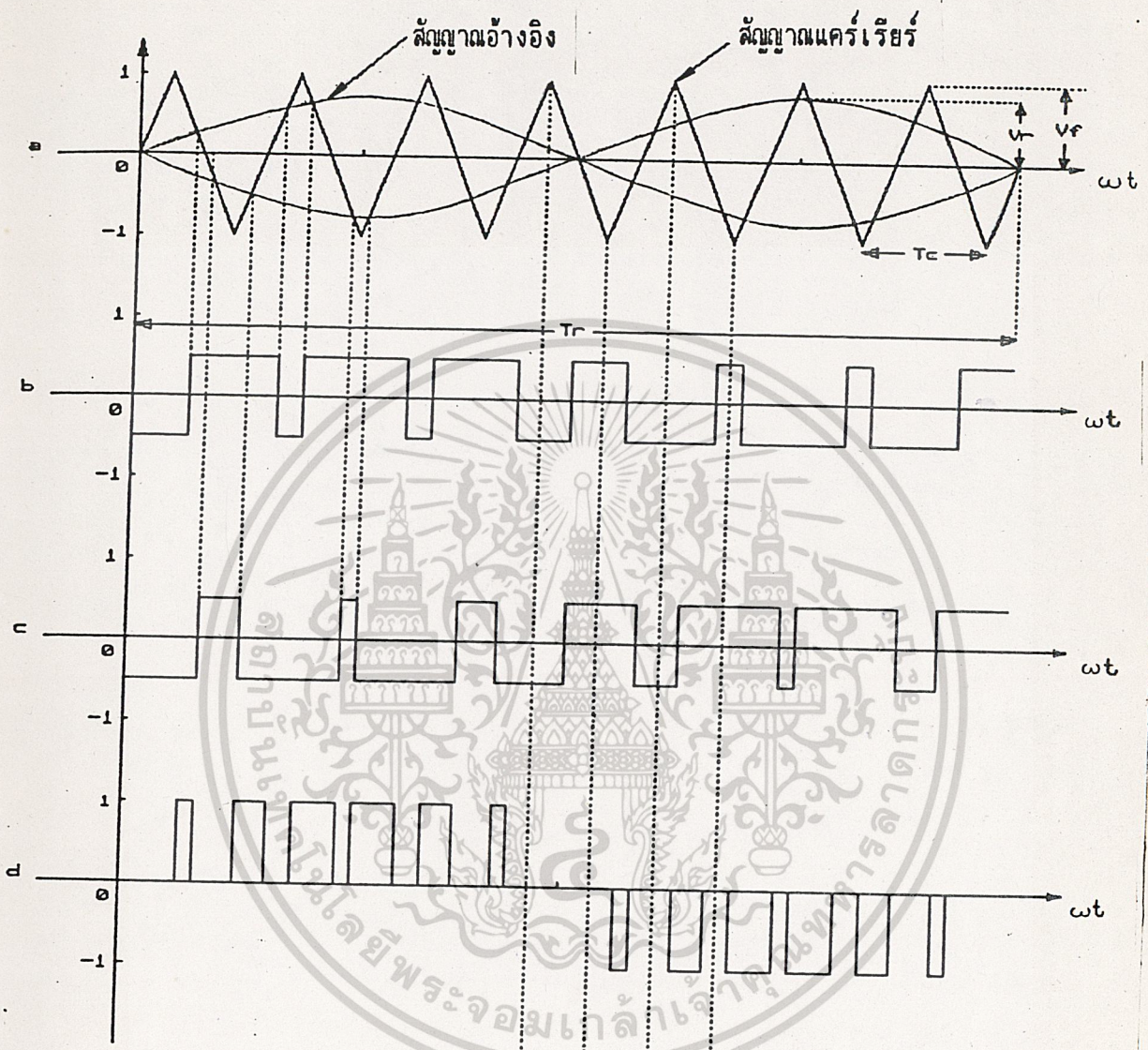
$$N = \text{ความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม} / \text{ความถี่ของคลื่นชานน์}$$

- 2.) อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงคลื่นชานน์ ต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดดูเลชัน ( modulation ratio ; K )

$$K = \text{แอมพลิจูดของคลื่นชานน์} / \text{แอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยม}$$

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดดูเลชัน จะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์ จะยิ่งมากเมื่อค่า K มีค่ามากขึ้น ในทางปฏิบัติสำหรับชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ค่าอัตราส่วนการมอดดูเลชัน K จะอยู่ระหว่าง 0.5 - 0.9

ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่ จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์ จะมีจำนวน  $2N$  มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่ค่า K ไม่เกิน 1 เพื่อให้สำหรับค่าะโนนควรการค่าจะต้องเป็นจำนวนเต็มที่เป็นเลขคู่ให้ค้เพื่อให้คลื่นชานน์ และคลื่นสามเหลี่ยมซิงโคไนซ์กัน และให้รูป



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการมอดูเลต และสร้างสัญญาณ SPWM แบบ 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นครึ่งบวก และคลื่นครึ่งลบซิมเมตรี เพื่อให้มั่นใจว่าจะไม่เกิดองค์ประกอบฮาร์โมนิคคู่ทางด้านเอาท์พุท

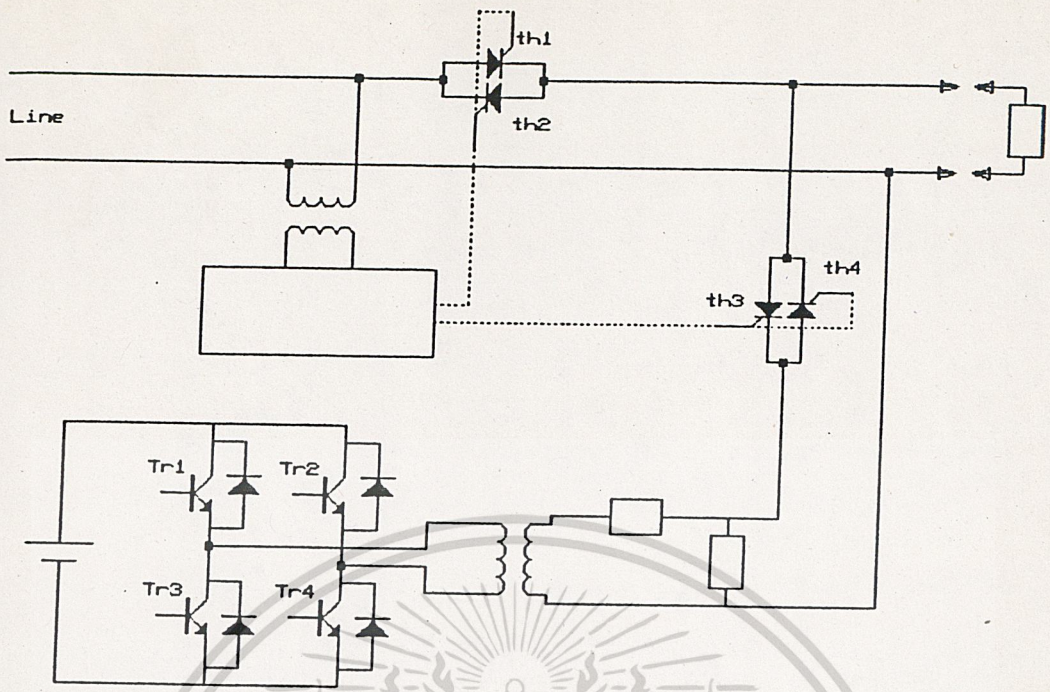
จากรูปที่ 2.3 แสดงเทคนิค SPWM ชนิด 3 ระดับ ที่ได้จากการลบกันระหว่างสัญญาณ SPWM ชนิด 2 ระดับ ที่มีอัตราส่วนการมอดดูเลชัน  $-k$  และ  $+k$  ในรูป  $b$  และ  $c$  จากวิธีดังกล่าว ทำให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวสวิตช์ เท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่ ในการมอดดูเลชัน ซึ่งจะช่วยลดพลังงานสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งลง ขณะที่ความถี่ในการมอดดูเลชันมากทำให้สามารถกำจัดฮาร์โมนิคได้ดีขึ้น อย่างไรก็ตาม การเลือกความถี่ในการสวิตช์ซึ่ง ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการ เช่น การกำจัดองค์ประกอบฮาร์โมนิคเพื่อให้ได้ประโยชน์สูงสุด และเหมาะกับการใช้งาน ความสามารถในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ทั้งนี้เทคนิค SPWM ชนิด 3 ระดับ มีข้อเสียด้วยเช่นกัน คือ ค่ายูทิลิตีแฟกเตอร์ (utility factor) ต่ำ และมีโอกาสลัดวงจรในกึ่งสูงเนื่องจากปัญหาของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง

## 2.2 แหล่งจ่ายไฟสำรอง

สำหรับปรินซิเพิลฉบับนี้ แหล่งจ่ายไฟสำรอง ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ ส่วนชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ ส่วนทรานเฟอร์สวิตช์ และส่วนดีซีลิงค์ ซึ่งเป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาเพื่อใช้ในการทดสอบแหล่งจ่ายไฟสำรอง

แหล่งจ่ายไฟสำรอง ทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ หรือภาระโหลดที่ ต้องการไฟเลี้ยงอย่างต่อเนื่องอยู่ตลอดเวลา โดยจะจ่ายกระแสออกมา ในกรณีที่ค่าแรงดันจ่ายไฟไลน์ มีค่าสูงหรือต่ำกว่าช่วงที่กำหนดไว้ แหล่งจ่ายไฟสำรองจะทำงานแทนไฟไลน์ เรียกช่วงนี้ว่าสภาวะผิดปกติ เมื่อไฟไลน์กลับเข้าสู่ระดับแรงดันปกติแล้ว แหล่งจ่ายไฟสำรองก็จะหยุดจ่ายกระแสไฟฟ้า เนื่องจากอินเวอร์เตอร์หยุดทำงาน ไฟไลน์ก็จะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้แก่ภาระโหลดอีกครั้งหนึ่ง เรียกช่วงนี้ว่าสภาวะปกติ สามารถแสดงวงจรการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรอง ได้ดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟสำรอง

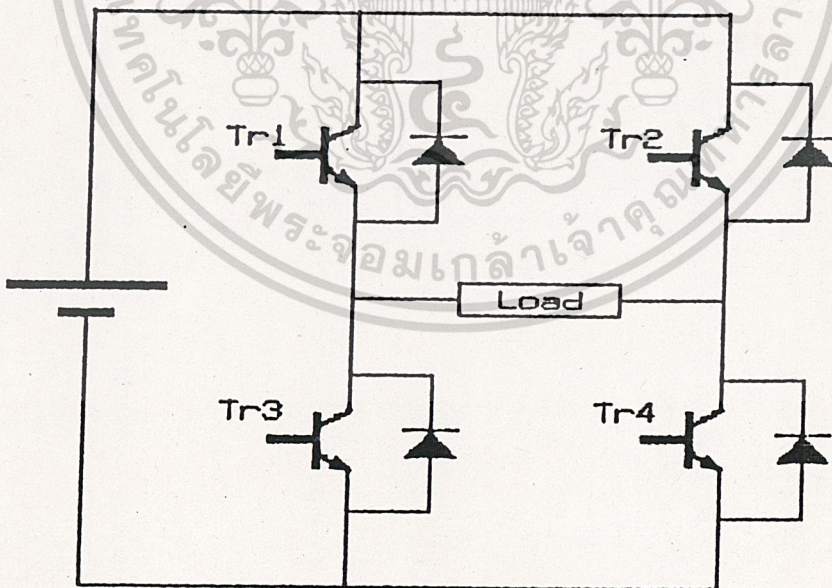
สำหรับรายละเอียด ของการทำงานในแต่ละส่วนที่ประกอบกันเป็น แหล่งจ่ายไฟสำรองนั้น จะกล่าวถึงในบทต่อ ๆ ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### วงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์

วงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์ ( Sine Wave Inverter ) ทำหน้าที่ เป็นวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรง (DC) จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าตรง ให้เป็นไฟฟ้ากระแสลับ (AC) ที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นขายน้มากที่สุด โดยอาศัย เทคนิคการมอดดูเลตความกว้างของพัลส์ ( Sine Wave Pulse Width Modulation ; SPWM ) ซึ่งเป็นเทคนิคของการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อย ๆ หลายพัลส์ โดยใช้วงจรเปรียบเทียบ ( comparator ) สร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมตัดสัญญาณคลื่นขายน้ เกิดเป็นพัลส์นี้ดับบลิเวเอ็มขึ้น สำหรับวงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้ จะใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัว มาต่อกันแบบฟูลบริดจ์ (full bridge) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซิ่ง เพื่อให้ได้เอาท์พุทเป็นสัญญาณ SPWM แบบ 3 ระดับตามต้องการ

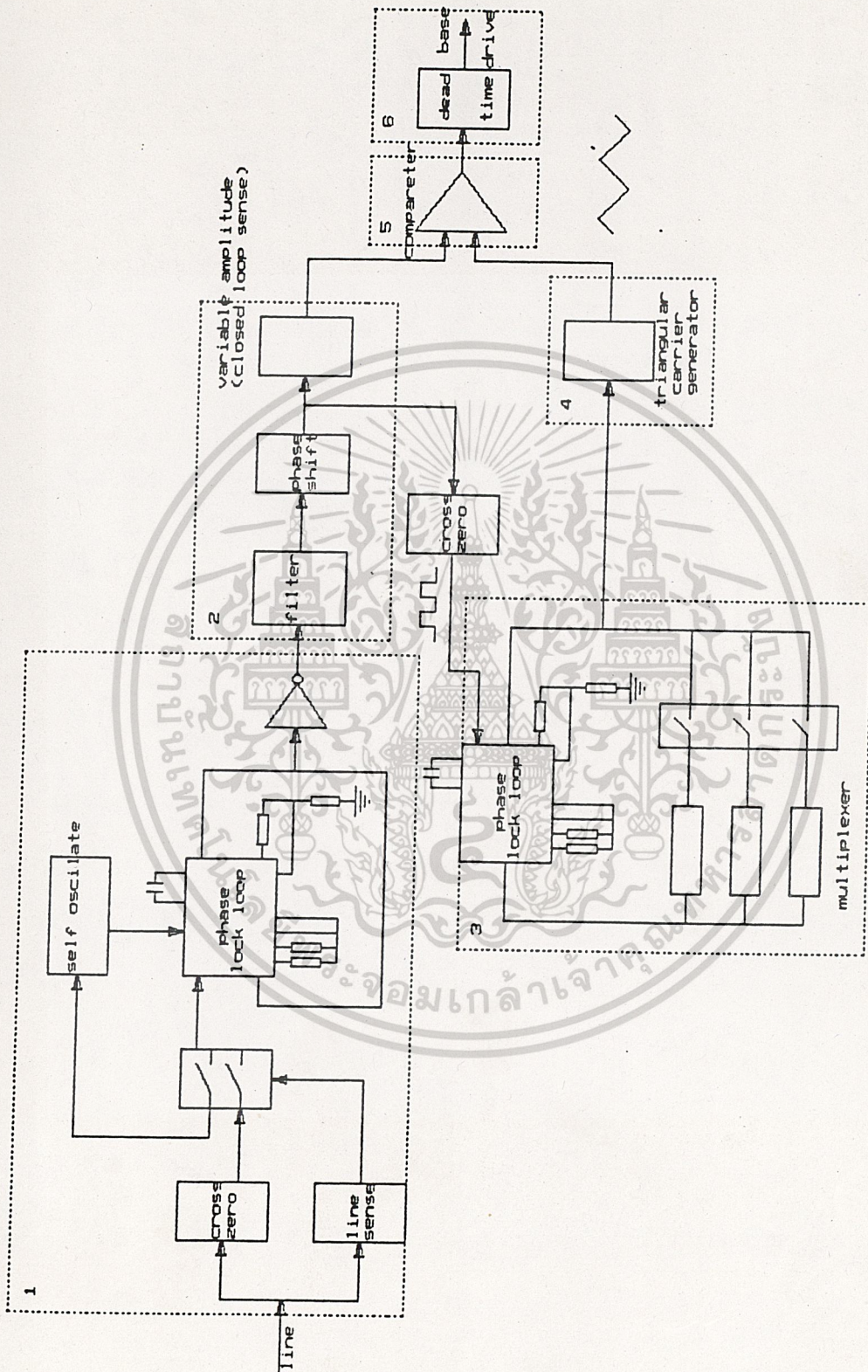


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 3.1 วงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

028770

### 3.1 ขั้นตอนการสร้างรูปคลื่น SPWM ด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์

การสร้างรูปคลื่น SPWM ด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ในบทที่ 2



Control Block Diagram Of PWM Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ SPWM ด้วยวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถสร้างได้หลายแบบนั้น สำหรับในปริวิตถานินพนธ์ฉบับนี้ จะใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) โดยสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม ตัดกับสัญญาณคลื่นซายน์ เกิดเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ เวฟนี่ดับบลิวเอ็ม (SPWM) สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 3.2

จากบล็อกไดอะแกรมข้างต้นสามารถแบ่งการทำงานของวงจรถอดได้เป็น 6 ส่วน ดังนี้คือ

- 1.) ส่วนกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต
- 2.) ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นซายน์
- 3.) ส่วนมัลติเพิลีเคชัน
- 4.) ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม
- 5.) ส่วนวงจรเปรียบเทียบ
- 6.) ส่วนเดคไทม์

### 3.1.1 ส่วนกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต

เป็นส่วนเริ่มต้น ของการสร้างสัญญาณ SPWM โดยการรับสัญญาณซายน์จากไฟไลน์ มาทำการแปลงให้เป็นสัญญาณพัลส์ ที่มีความถี่ 50 เฮิร์ต ให้เท่ากับไฟไลน์ (ถ้าสัญญาณไฟไลน์ที่เข้ามามีความถี่ 60 เฮิร์ต ก็สามารถแปลงสัญญาณได้เช่นกัน) โดยใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ ในการแปลงสัญญาณ ซึ่งในส่วนนี้สามารถ ที่จะแยกการทำงานออกได้เป็น 2 ส่วน คือ

1.) การสร้างสัญญาณด้วยตัวเอง (self oscillate) เป็นการกำเนิดสัญญาณพัลส์ ความถี่ 50 เฮิร์ต ขึ้นเองด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ โดยใช้ไอซีตระกูลซีมอสเบอร์ MC 4046 ในการสร้าง แต่สัญญาณที่ได้ในกรณีนี้ จะไม่ซิงโครไนซ์ กับสัญญาณจากไฟไลน์ เนื่องจากไม่มีสัญญาณอ้างอิง (reference signal)

2.) การสร้างสัญญาณจากไฟไลน์ ก็ถือได้ว่า เป็นการกำเนิดสัญญาณพัลส์ ความถี่ 50 เฮิร์ต ได้อีกวิธีหนึ่ง โดยอาศัยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ด้วยเช่นกัน สัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ได้จะซิงโครไนซ์ไปกับสัญญาณจากไฟไลน์

จากการทำงานที่แยกออกเป็น 2 ส่วนนี้ สามารถเลือกได้ว่า จะต้องการสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต แบบซิงโครไนซ์ไปกับสัญญาณจากไฟไลน์ หรือว่าไม่ต้องการให้สัญญาณพัลส์ที่ได้ซิงโครไนซ์ไปกับสัญญาณจากไฟไลน์ ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ ในกรณีที่ไฟไลน์เกิดดับของวงจรสร้างสัญญาณ SPWM ใช้

ก็จะใช้วิธีการสร้างสัญญาณพัลส์ โดยการสร้างสัญญาณด้วยตัวเอง (self oscillate) แทนการสร้างสัญญาณจากไฟไลน์

### 3.1.2 ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นชายน้

สำหรับการทำงานในส่วนนี้ จะได้รับสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต มาจากส่วนแรก โดยจะทำการแปลงสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต ให้กลายเป็นสัญญาณคลื่นชายน้ความถี่ 50 เฮิร์ต ด้วยเช่นกัน แต่สามารถปรับขนาดของแอมพลิจูดของคลื่นชายน้ได้ ตามที่กำหนดไว้

สำหรับขั้นตอนการทำงานในส่วนนี้ จะแบ่งออกเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้ คือ

1.) ส่วนกรองสัญญาณ (filter) ทำหน้าที่กรอง หรือแปลงสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต ให้กลายเป็นสัญญาณคลื่นชายน้ความถี่ 50 เฮิร์ต

2.) ส่วนปรับมุมเฟสของสัญญาณ (phase shift) เป็นส่วนที่ต่อมาจาก ส่วนกรองสัญญาณ ทำหน้าที่ปรับ หรือเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณ ให้ซิงโครไนซ์กันได้นพอดี

3.) ส่วนปรับขนาดแอมพลิจูด ทำหน้าที่ปรับขนาดแอมพลิจูดของคลื่นชายน้ที่ได้ ให้มีขนาดตามต้องการ รวมไปถึงการนำสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ มาทำการป้อนกลับ ที่อินพุทอีกครั้งหนึ่ง เพื่อเป็นการควบคุม ขนาดของแรงดัน ให้อยู่ในย่านที่ต้องการ เรียกว่าส่วน close loop sense

สำหรับรายละเอียดของ วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต และวงจรสร้างสัญญาณคลื่นชายน้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

### 3.1.3 ส่วนมัลติเพล็กซ์เซอร์สัญญาณ

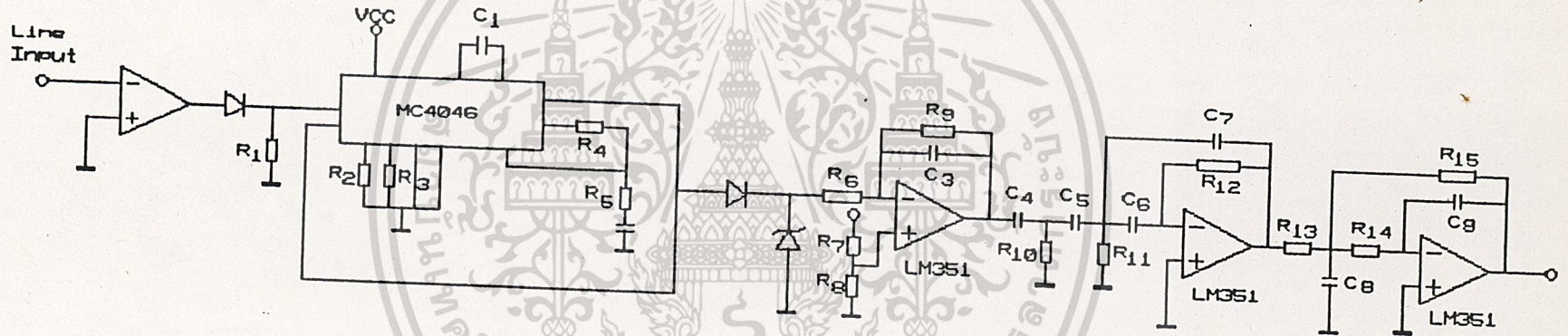
สัญญาณที่ได้จากส่วนสร้างสัญญาณคลื่นชายน้ในส่วนที่ 2 นั้นจะถูกส่งเข้ามา ในส่วนนี้ ซึ่งจะทำการแปลงสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง โดยจะแปลงสัญญาณคลื่นชายน้ความถี่ 50 เฮิร์ต ให้กลายเป็น สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่สูงขึ้น โดยจะผ่านวงจรเฟลลือคูล์อีกครั้งหนึ่ง เพื่อทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณด้วยวงจรคูณ จะได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ตามต้องการ สำหรับในปริณิงานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้ สัญญาณพัลส์ที่ได้มีความถี่เป็น 2 กิโลเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Line Synchronize

Sine Wave Generated



13

รูปที่ 3.3 แสดงรูปของวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 50 เฮิร์ต และวงจรสร้างสัญญาณคลื่นไซน์

### 3.1.4 ส่วนสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม

ในส่วนนี้ จะรับสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต มาจากส่วนมัลติเพล็กซ์เซอร์ เพื่อมาทำการแปลงให้เป็นสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ ก็จะมีความถี่เท่ากับ 2 กิโลเฮิร์ต ด้วยเช่นกัน

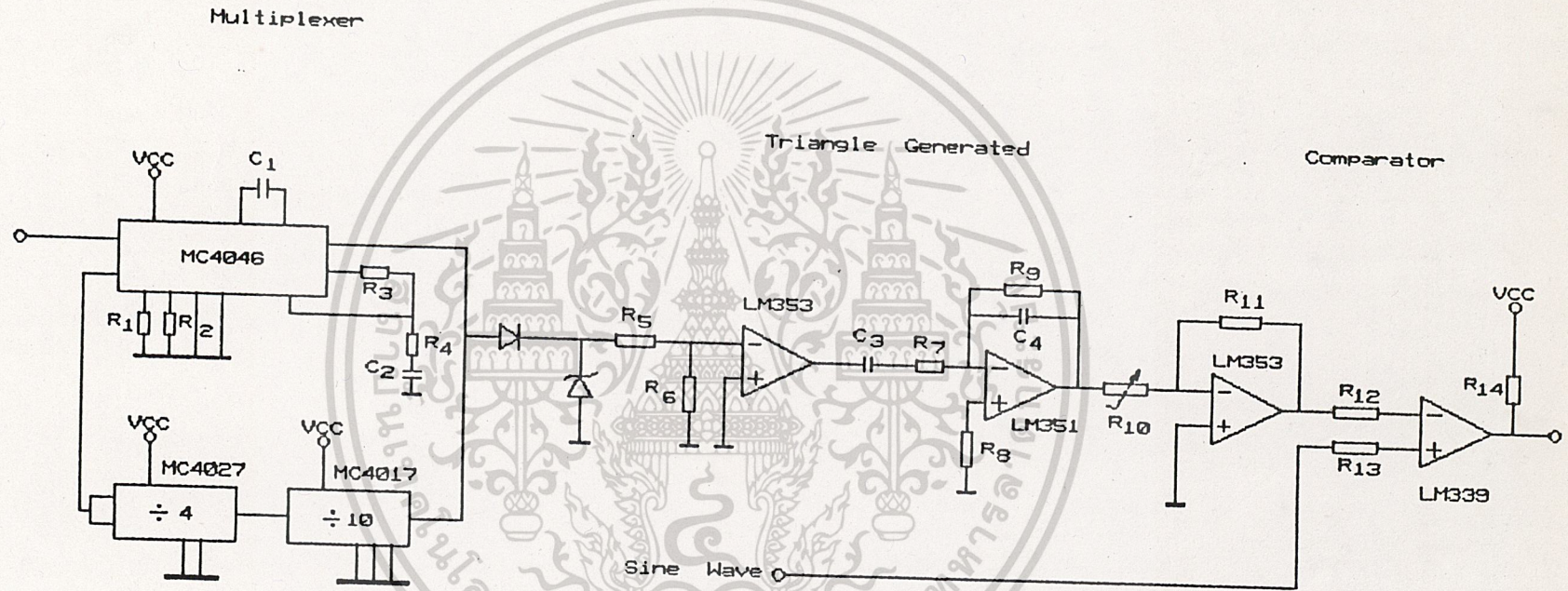
### 3.1.5 ส่วนวงจรเปรียบเทียบ

เป็นส่วน ที่ทำการเปรียบเทียบ สัญญาณที่ใช้ใน การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (SPWM) ระหว่างสัญญาณคลื่นซายน์ หรือสัญญาณอ้างอิง กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม หรือสัญญาณแคร์เรียร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 339 เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณ สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์เวฟนิ้ดับบลิวเอ็มตามต้องการ เนื่องจากวงจรกำลังสำหรับปริยูนานินธ์ฉบับนี้ ใช้วงจรซายน์เวฟอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ โดยใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวมาต่อกัน ดังนั้นสัญญาณซายน์เวฟนิ้ดับบลิวเอ็มที่ได้ จึงต้องมี 4 สัญญาณ ด้วยเช่นกัน

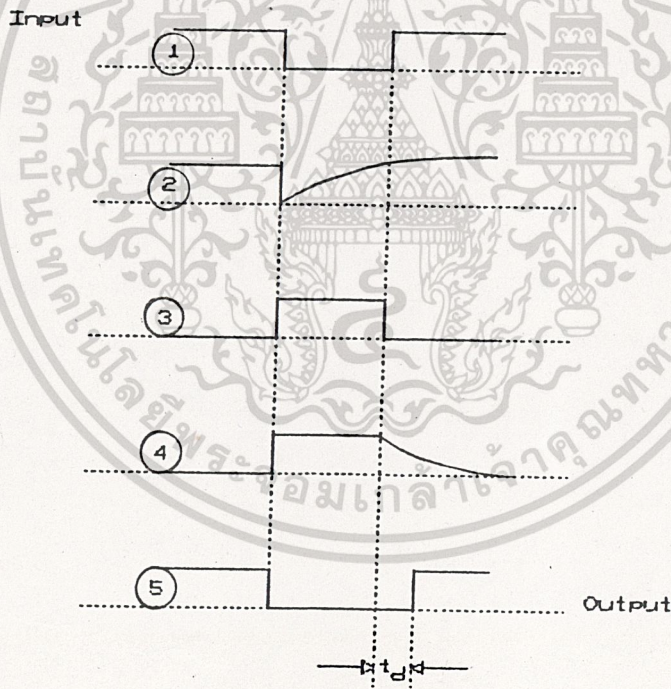
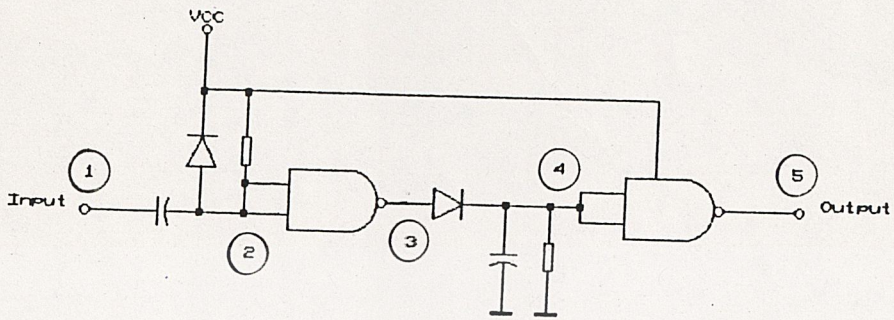
### 3.1.6 ส่วนเดดไทม์

เป็นส่วน สุดท้ายของการสร้างสัญญาณ SPWM ก่อนที่จะนำสัญญาณ SPWM เข้าวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัว การใส่เดดไทม์ ก็เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างกึ่งของทรานซิสเตอร์ ในวงจรกำลัง ซึ่งเป็นผลมาจากสโตเรจไทม์ของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีช่วงสโตเรจไทม์จะทำให้มีโอกาสเกิดการนำกระแสพร้อมกันชั่วขณะ ระหว่างทรานซิสเตอร์ ในกึ่งของวงจรกำลัง ซึ่งอาจทำให้ระบบ หรือทรานซิสเตอร์เสียหายได้ จึงจำเป็นจะต้องใส่เดดไทม์ การใส่เดดไทม์สามารถทำได้หลายวิธี แต่สำหรับปริยูนานินธ์ฉบับนี้ จะใช้วิธีการหน่วงสัญญาณทริก ขณะนำกระแสออกไปเท่ากับ  $t_d$

ค่า  $t_d$  จะประมาณเท่ากับ  $t_d = t_{on} + t_f$  ( $t_{on}$  = สโตเรจไทม์ ,  $t_f$  = fall time) ซึ่งจากรูปที่ 3.5 ค่า  $t_d$  ประมาณ 20  $\mu s$  ซึ่งเพียงพอ ที่จะชดเชยผลของสโตเรจไทม์ในทรานซิสเตอร์ ซึ่งประมาณ 12  $\mu s$  จากรูปที่ 3.5 แสดงวงจรสร้างเดดไทม์ และการทำงานของวงจรในกรขยายเนื้อพัลส์ โดยใช้ RC ปลั๊กและแนนเกตต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์สัญญาณ และวงจรสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม รวมทั้งวงจรเปรียบเทียบ



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรสร้างเดดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรขับเบส

วงจรขับเบสเป็น วงจรที่ทำหน้าที่ ขยายกระแสให้กับสัญญาณพีดับบลิว ที่ป้อนให้กับ วงจรขับเบสแต่ละชุด เพื่อให้มีความสามารถในการจ่ายกระแสได้มากพอ ที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ กำลังทำงานในช่วงอิ่มตัว (saturation) ขณะนำกระแสได้ สำหรับรูปวงจรรขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวนั้น สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.6

หลักการการทำงานของวงจรรขับเบส จะเริ่มจากการรับสัญญาณชายน์เวฟพีดับบลิวเอ็มมาเข้า วงจรรขับเบสในส่วนของ Isolator โดยใช้อุปโต้ จะทำหน้าที่แยกกราวด์ ของสัญญาณชายน์เวฟพีดับบลิวเอ็มแยกกราวด์ระหว่างสัญญาณทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และวงจรกำลัง เป็นการป้องกันสัญญาณรบกวน และอันตรายจากแรงดันสูง ทางด้านของวงจรกำลังด้วย ต่อจากนั้นสัญญาณ จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เพื่อทำการขยายกระแส ให้กับสัญญาณชายน์เวฟพีดับบลิวเอ็ม สำหรับตัวคาปาซิเตอร์  $C_4$  จะเป็นสปีดอัปคาปาซิเตอร์ (speed up capacitor) ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความเร็วของการสวิชชิงให้เร็วขึ้นด้วย หลังจากนั้นสัญญาณ จะเข้าสู่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ซึ่งต่อกันแบบ คอมพลีเมนทารี (complementary) ให้ทำงานแบบpush-pull คือ ทำงานได้ทั้งในซีกบวก และซีกลบ ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่ในส่วนล่างนั้น จะทำหน้าที่ป้องกันการเกิด  $di/dt$  ของกระแสขับเบสจากไฟลอป อันเนื่องมาจากการทำงานแบบpush-pull ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  จะช่วยป้องกันการพังทลายของทรานซิสเตอร์ ต่อจากนั้นจะเข้าสู่ส่วนของเบเกอร์แคมป์ (baker camp) ซึ่งจะเป็นการช่วยลดสตรอโรจใหม่อีกส่วนหนึ่ง และยังช่วยควบคุมการไหลของกระแสขับเบส  $I_B$  ของทรานซิสเตอร์กำลังให้ไหลได้มาก หรือน้อยได้ด้วย โดยขึ้นอยู่กับค่าของกระแส  $I_C$  ที่ไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์กำลัง โดยค่าของกระแส  $I_C$  จะต้องมีความเหมาะสม กับกระแส  $I_B$  คือ ถ้ากระแส  $I_C$  มาก ก็จะทำให้กระแส  $I_B$  มากด้วย หรือถ้ากระแส  $I_C$  น้อย ก็จะทำให้กระแส  $I_B$  มีค่าน้อยด้วยเช่นกัน สรุปได้ว่าค่ากระแสขับเบส  $I_B$  ของทรานซิสเตอร์กำลังจะแปรผันตามค่าของกระแส  $I_C$  ที่ไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์กำลังนั้น สำหรับไฟเลี้ยง วงจรรขับเบส ในส่วนหลังจากที่แยกกราวด์แล้วจะต้องใช้ไฟเลี้ยงวงจรที่มีทั้งไฟบวก และไฟลบ เนื่องจากจะทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้สนิท จากขั้นตอนการทำงานของวงจรรขับเบส ที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนั้น จะได้สัญญาณชายน์เวฟพีดับบลิวเอ็ม หรือสัญญาณทริกที่มีค่าของกระแส  $I_B$  เพียงพอในการที่จะป้อนให้กับขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวซึ่งจะต้องใช้ทั้งหมด 4 ชุด ในการทริกขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัวนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่ได้

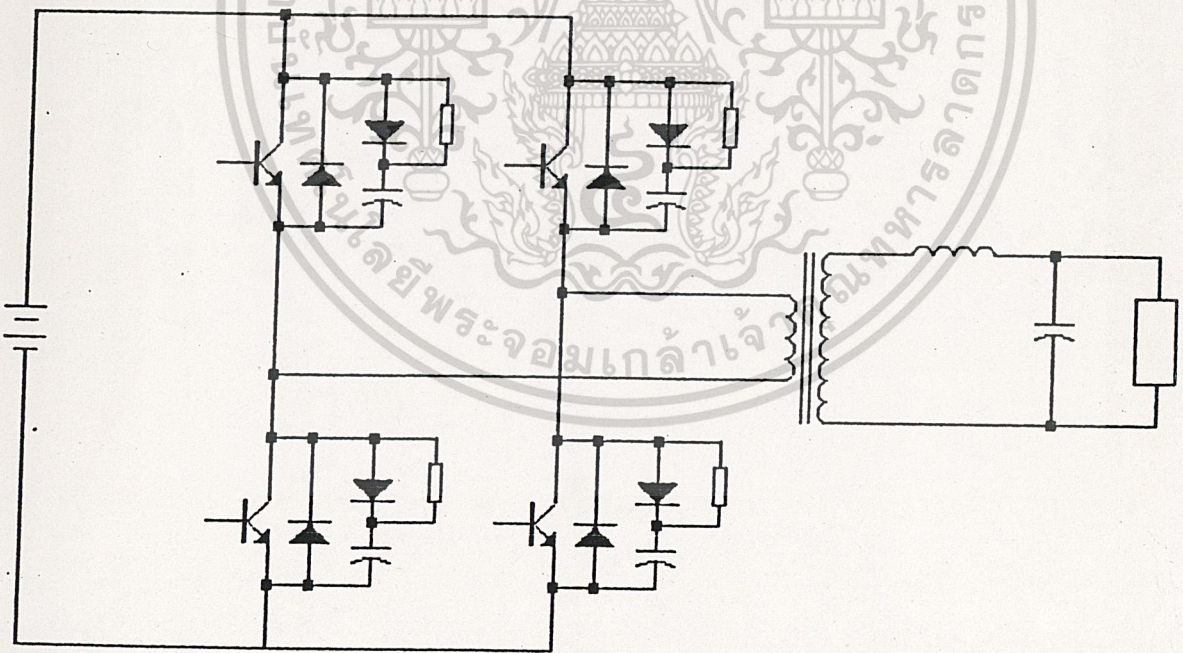
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.3 วงจรกำลัง

วงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์ ในปริณยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัว มาต่อกันเป็นวงจรแบบฟูลบริดจ์ โดยรับสัญญาณขับเบสหรือกระแส  $I_b$  มาจากวงจรขับเบสของ ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัว เอาท์พุทที่ได้จะออกมาในรูปของคลื่นขายน้เวไฟดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ ซึ่งมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นขายน้เว แต่จะมีค่าแรงดันต่ำอยู่ เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจรกำลังมีค่าประมาณ 100 โวลต์ จึงต้องมีการต่อหม้อแปลงแรงดันให้ได้ค่าประมาณ 220 โวลต์ หลังจากนั้นจึงต้องนำสัญญาณเอาท์พุท หรือสัญญาณขายน้เวไฟดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ ที่ได้นำมาผ่าน วงจรกรองความถี่ (filter) เพื่อกรองสัญญาณให้เอาท์พุทที่ออกมา มีลักษณะเป็นคลื่นขายน้เว ที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง เช่นเดียวกับไฟไลน์

จากหลักการข้างต้นสรุปได้ว่า วงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์ จะแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสลับ (AC) โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัว เป็นอุปกรณ์สวิชชิง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรกำลังของวงจรขายน้เวอินเวอร์เตอร์ ที่แสดงดังในรูปที่ 3.7 จะแบ่งออก  
ได้เป็นส่วน ๆ ดังนี้ คือ

- 1.) ส่วนวงจรฟลูบริดจ์ และฟรีวิลไดโอด
- 2.) ส่วนวงจรสับเบอร์ด
- 3.) ส่วนหม้อแปลง
- 4.) ส่วนวงจรกรองความถี่
- 5.) ส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง

### 3.3.1 ส่วนวงจรฟลูบริดจ์ และฟรีวิลไดโอด

วงจรฟลูบริดจ์ขายน้เวอินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวมา  
ต่อกันดังรูปที่ 3.7 จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแส  
สลับ นอกจากนั้นยังประกอบด้วยไดโอด ที่ต่อคร่อมอยู่ระหว่างขาคอลเลคเตอร์และอีมิเตอร์ ของ  
ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวซึ่งเรียกว่า"ฟรีวิลไดโอด" ทำหน้าที่เป็นทางผ่านฟรีวิล (free wheel)  
ให้กับกระแส กระแสที่ไหลลงเป็นอินดักแตนซ์

การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรกำลัง จะใช้งานในลักษณะของสวิตช์ ซึ่งในช่วงที่ทราน  
ซิสเตอร์นำกระแสจะต้องทำงานในช่วงอิ่มตัว (saturation) คือ แรงดันคอลเลคเตอร์-อีมิเตอร์  
( $V_{ce}$ ) จะต้องมีค่าน้อย ๆ เพื่อให้จะให้แรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเกือบทั้งหมด ตกคร่อมภาระไหล  
ลงในช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์จะต้องอยู่ในช่วงคัทออฟ (cut - off) ซึ่งจะมีกระแส  
รั่ว ( $I_{ce}$ ) เล็กน้อย แรงดันทั้งหมดจะตกคร่อมรอยต่อคอลเลคเตอร์-อีมิเตอร์

สำหรับเหตุผลของการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังมาเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง แทนที่จะใช้อุปกรณ์อื่น  
เช่น ไทริสเตอร์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังสามารถที่จะให้รูปคลื่นนิ้ดับบลิวเอ็ม ที่มีการสวิตซ์  
ตามสัญญาณทริกได้มากกว่าไทริสเตอร์ ซึ่งมีช่วงเวลาหยุดนำกระแส มากกว่าทรานซิสเตอร์ และ  
ทรานซิสเตอร์กำลังยังสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงประมาณ 10 กิโลเฮิร์ต ซึ่งสูงกว่าของ  
ไทริสเตอร์มาก แต่กำลังของทรานซิสเตอร์ยังต่ำกว่าของไทริสเตอร์มาก อีกทั้งการใช้ไทริสเตอร์  
จำเป็นจะต้องมีวงจรช่วยในการหยุดนำกระแส ทำให้วงจรสร้างได้ยากกว่า การใช้ทรานซิสเตอร์

กำลัง  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 ส่วนวงจรสับเบอร์

วงจรถับเบอร์เป็นส่วนที่มีความสำคัญ ส่วนหนึ่งในการสวิตช์ที่ความถี่สูง เนื่องจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงในช่วงแรงดันสูง จะเกิดสไปร์คโวลต์เตจ (spike voltage) หรือ กระแสสไปร์ค (spike current) ทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันต่อเวลา ( $dv/dt$ ) และ อัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา ( $di/dt$ ) เพิ่มขึ้นอย่างมาก ซึ่งอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรได้ จึงได้มีการนำเอาวงจรถับเบอร์มาต่อเพื่อที่ลดค่าของ  $dv/dt$  และ  $di/dt$  ให้มีค่าน้อยลง นอกที่วงจรจะทำงานได้โดยทรานซิสเตอร์กำลังไม่เกิดความเสียหาย ซึ่งสามารถแสดงกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ ( Safe Operating Area ; SOA ) ได้ดังรูปที่ 3.8

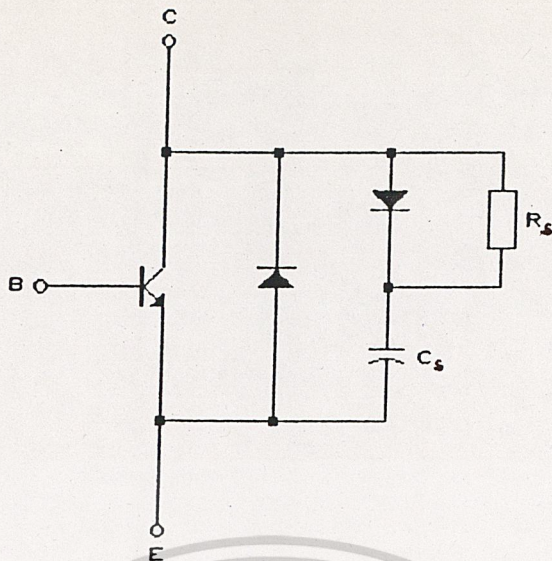


รูปที่ 3.8 แสดงรูปกราฟพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์

จากรูปสามารถแบ่งกราฟออกได้เป็น 4 ส่วน ดังนี้ คือ

- 1.) ขีดจำกัดสูงสุดของพีคกระแส (peak current)
- 2.) ขีดจำกัดของพลังงานสูญเสีย (Power discipation limit)
- 3.) ขีดจำกัดของการพังทลายครั้งที่สอง (second breakdown limit)
- 4.) ขีดจำกัดของพีคแรงดัน (peak voltage limit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงรูปวงจรสแน็บเบอร์

จากรูปที่ 3.9 วงจรสแน็บเบอร์ที่ต่อใช้งาน จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนที่เป็นสแน็บเบอร์แบบขนาน สำหรับป้องกันพีคของแรงดันไม่ให้เกิดขีตจำกัด  $dv/dt$  และส่วนที่เป็นอนุกรมสแน็บเบอร์สำหรับป้องกันพีคของกระแส ไม่ให้เกิดขีตจำกัด  $di/dt$  ของทรานซิสเตอร์กำลังตัวนั้น ๆ

การทำงาน และการออกแบบสแน็บเบอร์แบบขนาน

การทำงานของสแน็บเบอร์แบบขนาน ขณะหยุดนำกระแส สมมติให้ ช่วงเวลากระแสตก  $t_f$  ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น คักตาไฟฟ้าที่คร่อมคาปาซิเตอร์  $C_s$  ที่เวลาใด ๆ จะหาได้จาก

$$V_{C_s} = 1/C_s \int_0^t i_{C_s}(t) dt \quad \dots (1)$$

ดังนั้นเลือกค่า  $C_s$  เพื่อให้คักตาไฟฟ้า คร่อมตัวมันเท่ากับ  $V_{C_s}$  (ประมาณ 1/2 ของ  $V_{CE}$ ) ที่เวลา  $t = t_f$  จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสาร C. ที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาติให้ (2) ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาหลังจาก  $t_f$  คาปาซิเตอร์ ยังคงถูกชาร์จประจุ จนค่าศักดาไฟฟ้าคร่อมตัวมันสูงขึ้น จนเริ่มสูงกว่า  $V_D$  เนื่องจากผลของอินดักแตนซ์ในวงจร และกลับมามีค่าเท่ากับ  $V_D$  พลังงานที่สะสมใน  $C_u$  หาได้จาก

$$E_{C_u} = [1/2] C_u V_D^2 \quad \dots (3)$$

ซึ่งพลังงานส่วนนี้ จะถูกสลายในความต้านทาน  $R_u$  เป็นความสูญเสียใน  $R_u$  เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสอีกครั้ง ถ้า  $f$  เป็นความถี่ของการสวิชชิง กำลังสูญเสียใน  $R_u$  หาได้จาก

$$P_{R_u} = [1/2] C_u V_D^2 f \quad \dots (4)$$

ดังนั้นค่า  $C_u$  เพิ่มขึ้น พลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะลดลง แต่ความสูญเสียในความต้านทานจะเพิ่มขึ้น ขณะเดียวกันค่า  $R_u$  ควรทำหน้าที่จำกัดกระแสการประจุที่ จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ เพื่อไม่ให้เกินค่าสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ถ้า  $I_{1u}$  เป็นกระแสที่มากที่สุดที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ส่วน  $I_1$  เป็นกระแสไหลคืนในขณะที่นำกระแส ดังนั้นหาค่า  $R_u$  ได้จาก

$$R_u > V_D / (I_{1u} - I_1) \quad \dots (5)$$

ซึ่งค่า  $R_u$  ในสมการจะเป็นค่า  $R_u$  ที่น้อยที่สุด ส่วนค่ามากที่สุดของ  $R_u$  หาได้จากระยะเวลาที่นำกระแสน้อยที่สุด คือ  $T_{on(min)}$  ของทรานซิสเตอร์ โดยค่าเวลานำกระแสน้อยที่สุดอย่างน้อยควรจะเป็น 3 เท่า ของไทม์คอนสแตนต์  $R_u C_u$

$$T_{on(min)} > 3R_u C_u$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้/30 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ (6) ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ  $R_u$  จะต้องมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุของ  $C_u$  หมดในช่วงการนำกระแส  
ซึ่งจากสมการ

$$V_d / (I_m - I_1) < R_u < T_{on(min)} / 3C_u \dots (7)$$

การคำนวณหาค่า  $C_u$  และ  $R_u$  ในวงจรสับเบอ์ โดยกำหนดเงื่อนไขในวงจร และคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ดังนี้

$$\begin{aligned} V_d &= 100 \text{ V} \\ V_{cd} &= 50 \text{ V} \\ I_1 &= 10 \text{ V} \\ I_m &= 15 \text{ V} \\ t_f &= 2 \mu\text{s} \\ t_r &= 2 \mu\text{s} \\ V_{rs} &= 20 \text{ V} \\ K &= 2 \text{ KHz} \\ T_{on(min)} &= 20 \mu\text{s} \\ T_{off(min)} &= 10 \mu\text{s} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (2) หาค่า  $C_u$  ได้

$$\begin{aligned} C_u &\geq I_1 t_f / 2V_{cd} \\ &\geq 10 * 2 * 10^{-6} / 2 * 50 \\ &\geq 0.2 \mu\text{F} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าจึงได้เลือกค่า  $C_u$  ที่  $0.2 \mu\text{F}$ ,  $630 \text{ V}$  และจากสมการที่ (7) สารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d / (I_m - I_1) < R_m < T_{on(max)} / 3C_m$$

โดยที่  $T_{on(max)}$  คือ ระยะเวลานำกระแสที่น้อยที่สุด มีค่าประมาณ 20  $\mu s$  ดังนั้น จึงหาค่า  $R_m$  ได้

$$100 / (15 - 10) < R_m < 20 / 3(0.2)$$

$$20 < R_m < 33.33$$

จากวงจรใช้ความถี่ ในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ = 2 กิโลเฮิร์ต  
ดังนั้นพลังงานสูญเสียใน  $R_m$  หาได้จากสมการที่ (4)

$$P_{r_m} = \frac{1(0.2) \mu F (100)^2 (2KHz) / 2}{2 \text{ วัตต์}}$$

จากผลของการคำนวณหาค่า  $R_m$  และกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้น จึงเลือกใช้  $R_m = 33$  โอห์ม  
10 วัตต์

กรณีของการป้องกัน  $di/dt$  ของทรานซิสเตอร์ ในวงจรกำลัง จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรชาน์เนลเวอินเวอร์เตอร์ มีการสวิตช์ผ่านหม้อแปลง ซึ่งถือว่าเป็นโหมตอินดักแตนซ์ จึงเป็นการลด  $di/dt$  ในตัวด้วยโดยที่ไม่จำเป็นต้องเพิ่มสแน็บเบอร์ดอนุกรม อย่างไรก็ตามการจะลดสแน็บเบอร์ดอนุกรมควรจะแน่ใจว่าไม่เกิด  $di/dt$  ที่ทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อป้องกันการพังทลายของทรานซิสเตอร์กำลัง.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.3 ส่วนหม้อแปลง

เนื่องจากขนาดแรงดันเอาต์พุต ที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสียประการหนึ่งของเทคนิค SPWM ที่ให้ค่ายูลิตีตีแพลเตอร์ต่ำ ทำให้จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการแปลงแรงดันที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้น ให้ได้ตามพิกัดโวลต์ที่ตรงตามต้องการคือ 220 โวลต์เอาต์พุต

และผลของการวัดจากการทดลองแสดงให้เห็นว่า แรงดันฮาร์มอนิกที่ 1 หรือแรงดันเอาต์พุต ที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ คิดเป็น ค่า rms ประมาณเพียง  $40 V_{rms}$  ที่อัตราส่วนการมอดระหว่างคลื่นซายน์กับคลื่นสามเหลี่ยม 0.7 และที่แรงดันไปตรง 100 โวลต์ ทั้งนี้เนื่องจากเกิดการสูญเสียบางส่วนในรูปของฮาร์มอนิก และเดดไทม์ที่ใส่ทำให้เนื้อพัลส์บางส่วนหายไป ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลง จึงพิจารณาแรงดันจริง ๆ ที่ได้จากการทดลอง

#### การออกแบบหม้อแปลง

การออกแบบหม้อแปลง จะลดค่าขดเคเบิลแรงดันที่ตกคร่อมในหม้อแปลง และทรานซิสเตอร์ด้วย ซึ่งมีค่าประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ ที่พิกัดหม้อแปลงขนาด 500 วัตต์

$$\begin{aligned} \text{ทางด้าน Input} &= 40 V_{rms} \\ \text{ทางด้าน Output} &= 240 V_{rms} \\ \text{Turn Ratio} &= 240/40 \\ &= 6 \end{aligned}$$

เนื่องจากแรงดันเข้าหม้อแปลงมีลักษณะรูปคลื่นเป็น PWM ที่มีเปอร์เซ็นต์ของความเป็นซายน์มาก จะทำให้

$$E = 4.44fnBA(sf)$$

ซึ่งกำหนดให้  $f = 50 \text{ Hz}$

$$B = 0.9 \text{ T}$$

$$sf = 0.95$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนด

$$A = 2.5'' * 2.5'' \text{ นิ้ว}^2$$

$$= (2.5 * 2.54 * 10^{-2}) (2.5 * 2.54 * 10^{-2})$$

$$= 4.03 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

หาจำนวนรอบของขดลวด

$$N_1 = E_1 / (4.44 f B A (sf))$$

$$= 52.3 \text{ รอบ}$$

$$N_2 = E_2 / (4.44 f B A (sf))$$

$$= 313.6 \text{ รอบ}$$

กำหนดให้

$$J = \text{ค่าความหนาแน่นของกระแส} = 4 \text{ A/mm}^2$$

จะได้

$$I_2 = 500 \text{ VA} / 240 \text{ V}$$

$$= 2.08 \text{ A}$$

$$I_1 = I_2 (N_2 / N_1)$$

$$= 2.08 (313.6 / 52.3)$$

$$= 12.5 \text{ A}$$

พื้นที่หน้าตัดขดลวดปฐมภูมิ

$$a_1 = 12.5 / 4$$

$$= 3.125 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบ 2.0 นี้อะไรก็ตามต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 2.0/25.4$$

$$= 0.078 \text{ นิ้ว}$$

ดังนั้นจะใช้ลวด SWG เบอร์ 14 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.08 นิ้ว

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทุติยภูมิ

$$a_2 = 2.08/4$$

$$= 0.52 \text{ mm}^2$$

เส้นผ่าศูนย์กลาง

$$d_2 = \sqrt{2a_2/\pi}$$

$$= 0.81 \text{ mm}$$

$$= 0.81/25.4$$

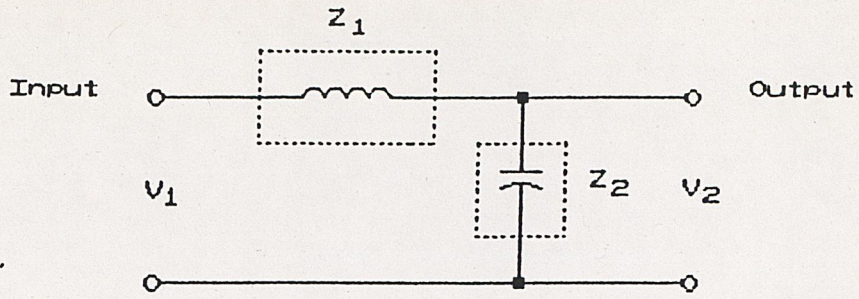
$$= 0.032 \text{ นิ้ว}$$

ดังนั้นใช้ลวด SWG เบอร์ 20 ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.036 นิ้ว

### 3.3.4 ส่วนวงจรกรองความถี่

ในวงจรกรองความถี่ฮาร์โมนิคที่เอาท์พุท ของวงจรชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ จะใช้ วงจรกรองความถี่อย่างง่าย แบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ซึ่งจะประกอบด้วย L และ C ตามรูปที่ 3.10 ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิค SPWM สามารถกำจัดฮาร์โมนิค อันดับต่ำ ๆ ให้หมดไปคงเหลือแต่ฮาร์โมนิคเด่น ๆ ตั้งแต่อันดับประมาณที่ 80 ขึ้นไป ซึ่งจะเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอด หรือที่อันดับ  $2N-1$  ( $N =$  อัตราส่วนการมอด) โดยวงจรกรองความถี่ จะถูกจูนที่ความถี่คัตออฟ (cut off) ที่ฮาร์โมนิค อันดับต่ำสุดที่เกิดขึ้น ทำให้สามารถใช้ค่า L และ C ในวงจรกรองความถี่ ให้มีขนาดเล็กได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจร Low Pass Filter

อย่างไรก็ตาม ค่า  $L$  และ  $C$  ของ Low pass filter มีผลต่อระบบชาน์เนลอินเวอร์เตอร์โดยที่ค่า  $L$  ที่มาก ค่า  $C$  น้อย จะทำให้ Voltage regulation ของชาน์เนลอินเวอร์เตอร์ไม่ดี แต่เป็นการลดโวลเตจของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่ใช้ค่า  $L$  เล็ก ๆ ค่า  $C$  มาก ๆ จะทำให้ Voltage Regulation ดี แต่เป็นการเพิ่มการระเหิดให้กับอินเวอร์เตอร์

จากวงจรกรองความถี่แสดงในรูปที่ 3.10 ค่าอิมพีแดนซ์ของ  $L$  และ  $C$  หาได้จากสมการ

$$Z_L = j\omega L \quad \dots (8)$$

$$Z_C = 1/j\omega C \quad \dots (9)$$

โดยที่  $v_i$  เป็นแรงดันอินพุต ซึ่งประกอบด้วย Fundamental Voltage และองค์ประกอบฮาร์โมนิคต่าง ๆ ส่วน  $v_o$  เป็นเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจากรูป จะเห็นว่าวงจรกรองความถี่ จะทำหน้าที่เสมือน Voltage Divider ที่ลดอันดับฮาร์โมนิคที่  $n$  ตามสมการ

$$f_{(n)} = V_{o(n)} / V_{i(n)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อ Z<sub>2(n)</sub> และ /Z<sub>2(n)</sub> + Z<sub>1(n)</sub> ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1/1+(Z_{1(n)}/Z_{2(n)})$$

จะได้  $f_{(n)} = 1/1+Z_{1(n)}Y_{2(n)} \dots (10)$

จากสมการของ  $f_n$  จะเห็นว่าวงจรกรองความถี่ที่ต่ำ หรือออกแบนได้เหมาะสมแล้ว จะให้ regulation ที่ดี หรือลด Voltage Fundamental เพียงเล็กน้อย หรือกล่าวได้ว่า

$$f_1 = 1$$

หรือที่ Voltage fundamental

$$Z_{1(n)}Y_{2(n)} = 0$$

ขณะที่สามารถลดอันดับฮาร์โมนิกที่  $n$  ได้มาก ๆ หรือ  $f_{(n)} \ll 1$  ทำให้เข้าใกล้ ศูนย์ เมื่อ  $n > 1$

$$Z_{1(n)}Y_{2(n)} = \alpha$$

การคำนวณหาค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรกรองความถี่ ต้องอาศัยสมการ (8), (9) และ (10) เพื่อให้ได้ค่า  $L$  และ  $C$  ที่เหมาะสมและน้อยที่สุด (Optimum) โดยที่อินเวอร์เตอร์ยังคงมีรูปคลื่นเอาท์พุท และค่าแรงดันเรคจูเลชัน ที่ดี

ในทางปฏิบัติแล้ว ค่า  $L$  ในส่วนของหม้อแปลง ก็ถือเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกรองความถี่ด้วย ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึง ค่า  $L$  ในหม้อแปลง และนำมาคำนวณด้วย โดยฮาร์โมนิกที่ถูกรองนี้จะป็นค่ากำลังการสูญเสีย ในวงจรกรองความถี่ และกำลังการสูญเสียในหม้อแปลง จากเทคนิค SPWM จะสามารถวิเคราะห์ องค์ประกอบฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นได้ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า  $L$  และ  $C$  ได้ 20 mH และ 8  $\mu$ F ตามลำดับ โดยให้วงจรกรองความถี่จนที่ความถี่ cut-off ที่ฮาร์โมนิกที่ 60 ขึ้นไป เมื่อแทนค่าในสมการที่ (10) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 f_c &= \left| \frac{1}{(1 + \omega c \omega l)} \right| \\
 &= \left| \frac{1}{(1 + (2\pi * 50 * 20 * 10^{-3} * 2\pi * 50 * 8 * 10^{-6}))} \right| \\
 &= 0.98
 \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned}
 f_n &= \left| \frac{1}{(1 + (n\omega c)(n\omega l))} \right| \\
 &= \left| \frac{1}{(1 + (2\pi * 50 * 60 * 20 * 10^{-3} * 2\pi * 50 * 60 * 8 * 10^{-6}))} \right| \\
 &= 0.017
 \end{aligned}$$

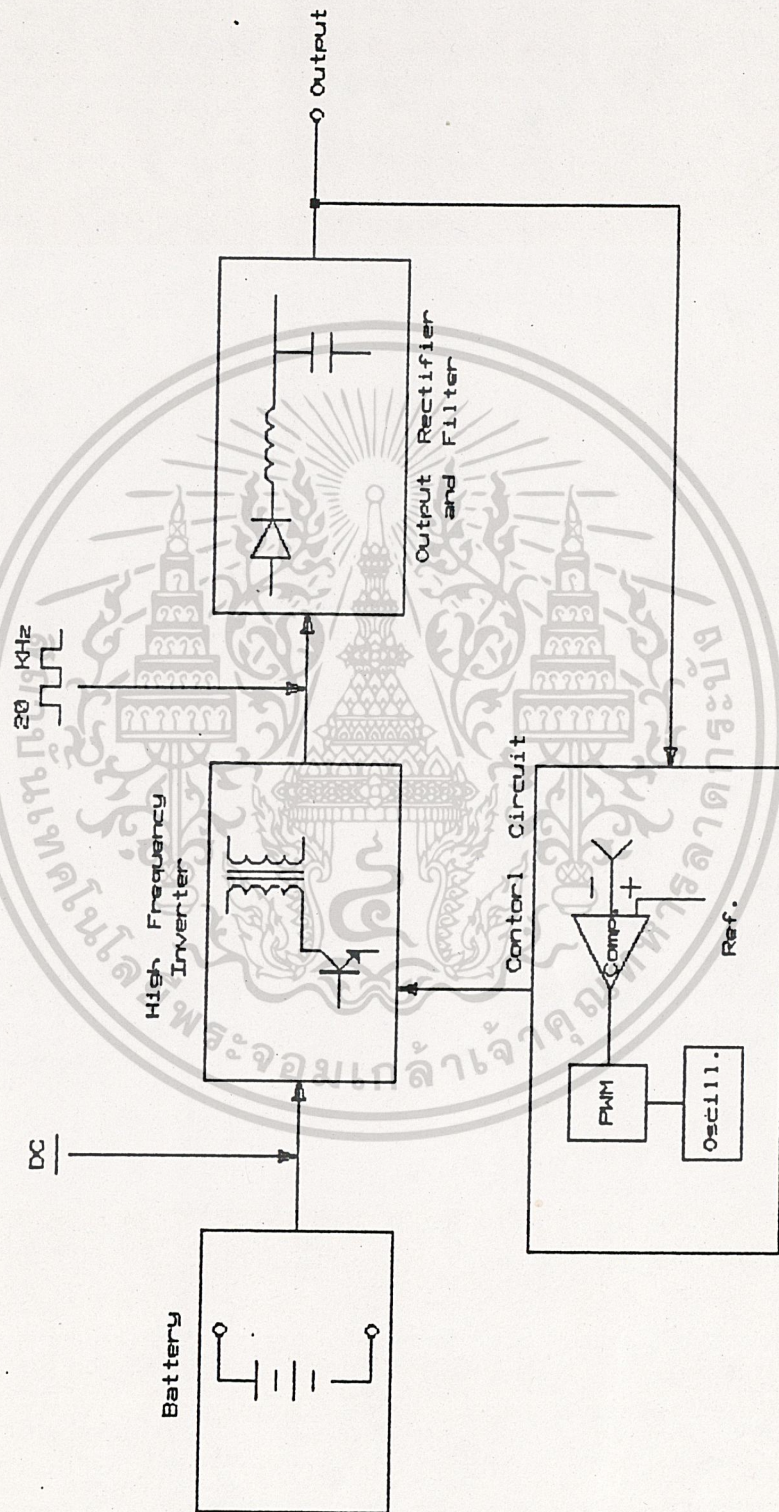
จากการคำนวณ ค่า  $f_c$ ,  $f_n$  โดยใช้ค่า  $L = 20 \text{ mH}$  และ ค่า  $C = 8 \text{ }\mu\text{F}$  จะให้ค่า  $f_c$  เข้าใกล้ 1 และ  $f_n$  เข้าใกล้ 0 ซึ่งหมายความว่า วงจรกรองความถี่ Low Pass Filter ให้ผลตามทฤษฎี

### 3.3.5 ส่วนแหล่งจ่ายไฟตรง

แหล่งจ่ายไฟตรงจะใช้ไฟจากแบตเตอรี่ ที่มีค่าแรงดันไฟตรง 100 โวลต์ เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงให้กับวงจรกำลัง โดยเกิดจากการนำเอาแบตเตอรี่ ขนาด 12.5 โวลต์, 90 แอมป์ ต่อชั่วโมง มาต่ออนุกรมกันจำนวน 8 ลูก นอกจากนั้น ยังมีการดึงไฟจากแบตเตอรี่ออกมาเพื่อทำดิซิชันพลาซ่าไฟเลี้ยง 2 ชุด คือ ชุดแรกเป็นดิซิชันพลาซ่า +9, 0, -9 โวลต์ ส่วนชุดที่สองนั้น จะเป็นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งสามารถแยกเป็นชุดๆ ได้ 6 ชุด คือ ไฟเลี้ยง +15 V 1 ชุด และ ไฟเลี้ยง +5, 0, -5 โวลต์ 5 ชุด ซึ่งซัพพลายเหล่านี้ จะนำไปจ่ายไฟให้กับวงจรสร้างสัญญาณระดับบิลเวเอ็ม, วงจรควบคุม, วงจรขับเบส รวมทั้งวงจรอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ที่อยู่ในโครงงานนี้ทั้งหมดไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 สวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นเพาเวอร์ซัพพลายชนิดหนึ่งที่ใช้ การสวิตซ์ิ่งความถี่สูงในการสร้าง โดยใช้วิธีการแบบชอปเปอร์ (chopper)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของสวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลายรั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งปริมาตรนิพจน์ฉบับนี้ใช้ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต ในการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรทั้งหมด 6 ชุด ดังนี้ คือ วงจรขับเบส 5 ชุด (4 ชุด เป็นส่วนของขายันเวฟอินเวอร์เตอร์ ส่วนอีกชุดหนึ่งเป็นของวงจรตีลิ้งค์) กับวงจรทริกไทรสเตอร์ (SCR) ซึ่งอยู่ในส่วนของทรานเฟอร์ลิตซ์อีก 1 ชุด ซึ่งในส่วนของวงจรขับเบสนั้น จะจ่ายไฟในระดับแรงดัน +5, 0, -5 โวลต์ และในส่วนของวงจรทริก SCR จะจ่ายไฟในระดับ +15 โวลต์ โดยดึงไฟมาจากแบตเตอรี่ที่มีค่าแรงดัน 36 โวลต์ มาทำการชอปเปอร์ เพื่อลดขนาดของแรงดันให้ต่ำลงตามต้องการได้ สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมของการทำงานได้ ดังรูปที่ 3.11

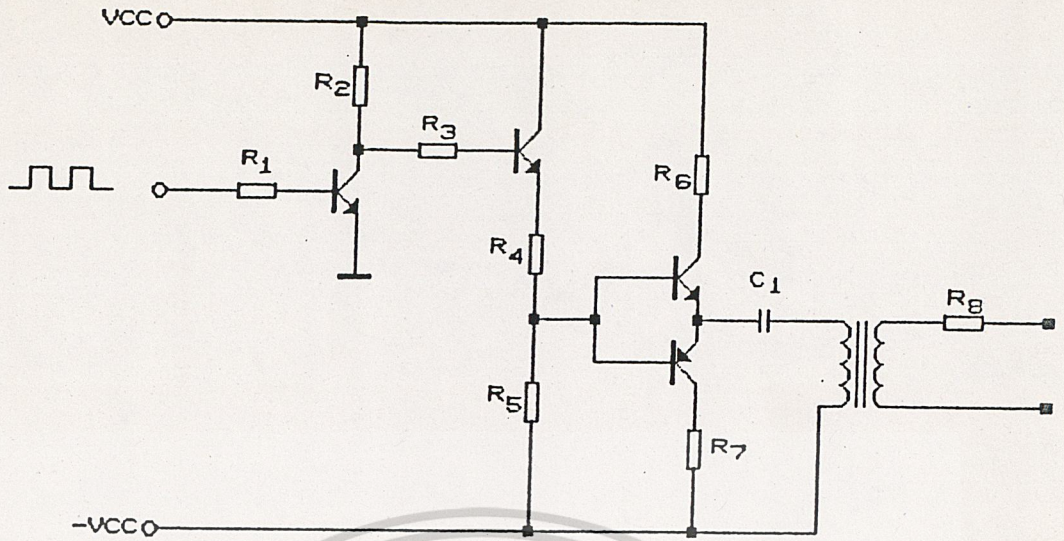
#### 3.4.1 หลักการในการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

โดยทั่ว ๆ ไปการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหลายแบบหลายวิธี แต่สำหรับในโครงการนี้ จะใช้วิธีการสร้างโดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ ฟิลตบลิวเอ็มที่สามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ (duty cycle) ได้สำหรับรายละเอียดของ ไอซี TL 494 ได้กล่าวไว้ในบทของวงจรตีลิ้งค์ ต่อไป

#### 3.4.2 วงจรสร้างสัญญาณขับเบส

จากสัญญาณพัลส์ฟิลตบลิวเอ็มที่ได้จากการสร้างด้วยไอซี TL 494 จะได้พัลส์ฟิลตบลิวเอ็มที่มีความกว้างของเนื้อพัลส์เท่ากับทุกพัลส์ และสามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ ได้ตั้งแต่ 0-100 เปอร์เซ็นต์ สัญญาณที่ได้นี้ จะต้องนำมาเข้าวงจรขับเบส ของทรานซิสเตอร์ที่จะเป็นตัวสวิตชิงในวงจรกำลัง เนื่องจากเป็นวงจรขับเบสเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีหลักการทำงานโดยทั่วไป คล้ายกับวงจรขับเบสของอินเวอร์เตอร์ โดยจะมีส่วนของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เบอร์ 2N 3053 กับ 2N 4037 ตามลำดับ ซึ่งจะเป็นส่วนขยายสัญญาณให้กับฟิลตบลิวเอ็มที่ได้จากไอซี TL 494 หลังจากนั้นจะเข้าไปสู่ส่วนคอมพลีเมนทารี (complementary) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BD 239 กับ BD 240 จะทำงานแบบพุช พูล เพื่อสร้างพัลส์ลบไปขับทรานซิสเตอร์ เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้นี้ ใช้ความถี่สูงประมาณ 20 กิโลเฮิร์ต และจำเป็นที่จะต้องแยกกราวด์ ระหว่างวงจรสร้างสัญญาณ กับวงจรกำลังจึงต้องใช้พัลส์

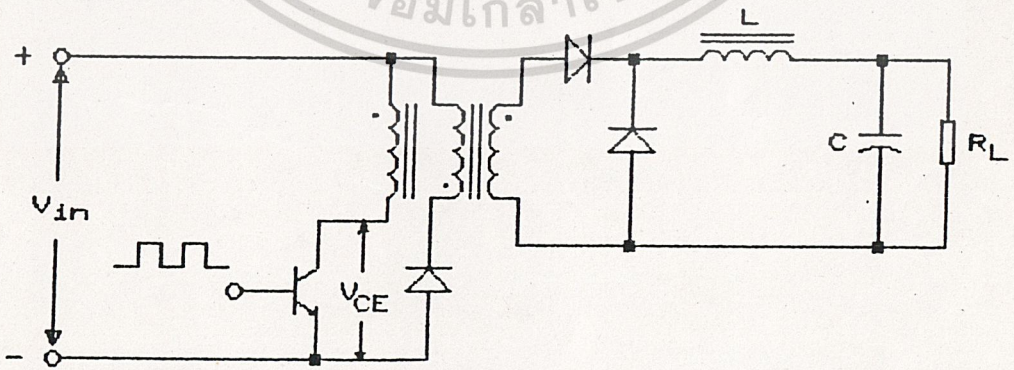
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ทรานเฟอร์เมอร์ (Pulse Transformer) มาต่อกัน ดังรูปที่ 3.12  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุใดเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและห้องข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์สวิชชิง

### 3.4.3 วงจรกำลัง

สำหรับในวงจรกำลังของเพาเวอร์ซัพพลายนี้ จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิชชิง และใช้ฟิลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ เป็นหม้อแปลงลดแรงดัน (step down transformer) สามารถแสดงรูปของวงจรกำลัง ได้ดังรูปที่ 3.13

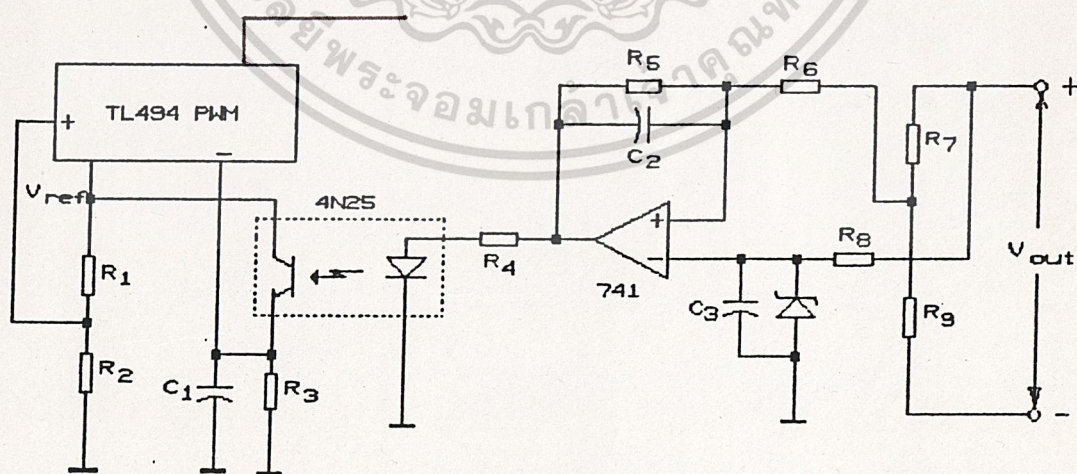


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกำลังของสวิชชิงเพาเวอร์ซัพพลายทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟตรง DC ที่ป้อนให้กับวงจรกำลังมีค่าประมาณ 36 โวลต์ โดยต่อมาจากแบตเตอรี่ พัลส์ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ จะทำหน้าที่เป็นหม้อแปลงลดแรงดัน โดยจะลดแรงดันจาก 36 โวลต์ มาเป็นแรงดันขนาด +5 โวลต์, 5 ชุด และ 15 โวลต์, 1 ชุด โดยที่พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ จะพันขดลวดทางด้านทางดำนปฐมภูมิ (primary coil) 2 ขด โดยขดหนึ่ง จะทำหน้าที่ Induce flux จ่ายกระแสให้กับขดลวดทางด้านทุติยภูมิ ส่วนอีกขดหนึ่ง จะทำหน้าที่เป็น free wheel back emf ของหม้อแปลง ซึ่งทั้งสองขดลวดนี้ จะต่อกลับขั้วกัน เพื่อหักล้างฟลักซ์ทางด้านขดลวดปฐมภูมิ ส่วนขดลวดทางด้านทุติยภูมิจะพันทั้งหมด 11 ขด โดยจะพันเป็นชุดๆ ซึ่งแต่ละชุดจะใช้ 2 ขด เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตออกมามีค่าประมาณ  $\pm 5$  โวลต์ จะมีทั้งหมด 5 ชุด สำหรับอีกขดลวดหนึ่งที่เหลือจะให้แรงดันเอาต์พุตออกมามีค่าประมาณ +15 โวลต์ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทั้งหมดเหล่านี้ จะนำไปเข้าวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้ ไฟตรง DC  $\pm 5$  โวลต์ และ +15 โวลต์ตามต้องการ

### 3.4.4 วงจรป้องกันกลับ

สำหรับในส่วนนี้ จำเป็นจะต้องมีการป้องกันกลับของสัญญาณเอาต์พุต เพื่อนำมาควบคุมและรักษาระดับแรงดันของไฟตรง ให้มีค่าคงที่อยู่เสมอถึงแม้ว่าจะมีการะไหลลด หรือไม่มีก็ตาม แรงดันเอาต์พุตที่จ่ายออกมาจะต้องมีค่าคงที่ เพื่อนำไปจ่ายเป็นชั้นพลายให้กับวงจรต่างๆต่อไป ซึ่งสามารถแสดงรูปของวงจรป้องกันกลับ ได้ดังรูปที่ 3.14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.14 แสดงรูปของวงจรป้องกันกลับของสวิชชิงเพาเวอร์ชั้นพลาย

การทำงานของวงจรถ้อนกลับนี้ จะดึงสัญญาณเอาที่พหุของขดลวด ที่ให้ค่าแรงดันเท่ากับ 15 โวลต์ มาใช้ในการควบคุม ให้แรงดันคงที่เสมอ โดยจะใช้ออปโต ทำหน้าที่แยกกราวด์ออกจากกัน ระหว่างวงจรถ่วงกำลัง กับวงจรถ่วงสัญญาณ หลังจากนั้นจะผ่านออปแอมป์ เบอร์ 741 ซึ่งทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ ขยายกระแสเพื่อเข้าสู่ตัวไอซี TL 494 ที่ ขา 1 ก็คือส่วนของ error amplifier สัญญาณเอาท์พุทนี้ จะไปคอยปรับระดับแรงดันให้มีค่าคงที่อยู่เสมอ ไม่ว่าจะมีการะโหลด หรือไม่ก็ตาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดีซีลิงค์

วงจรดีซีลิงค์ (DC Link) เป็นวงจรการทำงานแบบชอปเปอร์ อย่างหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวปรับระดับแรงดันไฟตรง จากแรงดันไฟสูง มาเป็นแรงดันไฟต่ำ โดยใช้เทคนิคของการปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ที่ดับบลิวเอ็ม (PWM) โดยใช้ไอซี TL 494 สร้างขึ้นมา สำหรับรายละเอียดการทำงานของไอซี TL 494 นั้น ได้กล่าวไว้ภายในบทนี้แล้ว รวมทั้งวงจรควบคุมต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็น วงจรดีซีลิงค์

4.1 หลักการทำงานของวงจรดีซีลิงค์

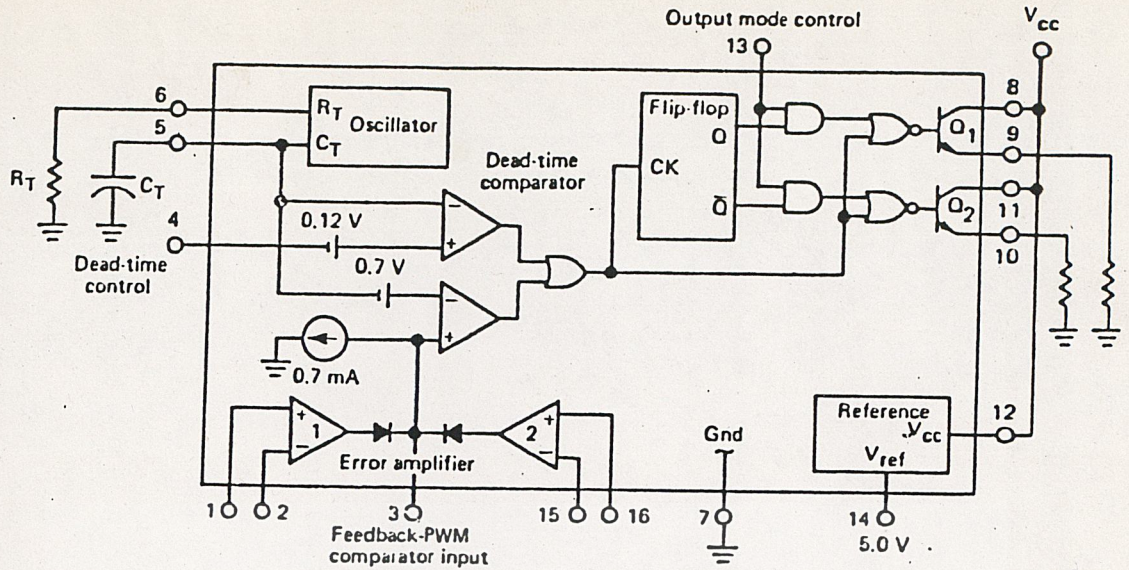
จากส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟสำรอง ที่ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือส่วนชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์ และส่วนทรานเฟอร์สวิทช์นั้น สำหรับในปริภูมิตฤษฎีฉบับนี้ได้เพิ่มเติมส่วนของดีซีลิงค์เข้าไปด้วยเพื่อที่จะได้พัฒนาให้กลายเป็น ups ต่อไปได้ในอนาคต นอกจากดีซีลิงค์ทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันไฟตรงแล้วยังสามารถที่จะเป็นส่วนของการชาร์จประจุ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ battery charger อีกด้วย

สำหรับการทำงานของวงจรดีซีลิงค์ในโครงงานนี้ จะเป็นตัวปรับระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรกติฟายันไฟ 220 โวลต์ ให้เหลือเพียง 100 โวลต์ ซึ่งจะนำไปป้อนให้กับวงจรชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์ แทนการใช้แบตเตอรี่ได้

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น เกี่ยวกับการใช้ เทคนิคการปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ที่ดับบลิวเอ็ม (PWM) โดยใช้ TL 494 สร้างขึ้นเพื่อมาทำการควบคุม สัญญาณพัลส์ที่จะเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง ในวงจรกำลังของดีซีลิงค์นั้น สามารถแสดงรายละเอียดโครงสร้างภายในของตัวไอซี TL 494 ได้ ดังรูปที่ 4.1

ไอซี TL 494 เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ใช้สร้าง สัญญาณดับบลิวเอ็ม ที่มีขนาดของเนื้อพัลส์เท่ากัน ซึ่งสามารถกำหนดความถี่ขึ้นมาค่า ๆ หนึ่ง โดยค่าของความถี่นี้หาได้จาก อุปกรณ์  $R_c$  และ  $C_c$  ที่ต่ออยู่ที่ขา 6 และ ขา 5 ของตัวไอซี TL 494 สามารถหาค่าความถี่ได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นการขออนุญาตและต้อง  $f = 1 / (R_c * C_c)$  เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL 494

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่า ไอซี TL 494 จะมีส่วนที่สร้างสัญญาณออสซิลเลต โดยสามารถเลือกสัญญาณความถี่ตามที่ต้องการได้ ตามค่า  $C_T$  และ  $R_T$  ที่เหมาะสม แล้วนำไปแทนค่าหาความถี่ได้ ดังสมการข้างต้น ก็จะได้สัญญาณ saw tooth ซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยจะนำเอาสัญญาณแคร์เรียร์นี้ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงในส่วนของ dead - time comparator ซึ่งจะสามารถเลือกการทำงานได้ 2 แบบ คือ ใช้ส่วน dead - time control สร้างสัญญาณอ้างอิง หรือใช้ส่วน error amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิงก็ได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของการทำงานของวงจร ที่ ประกอบอยู่ โดยสามารถแยกออกเป็น 2 กรณี คือ

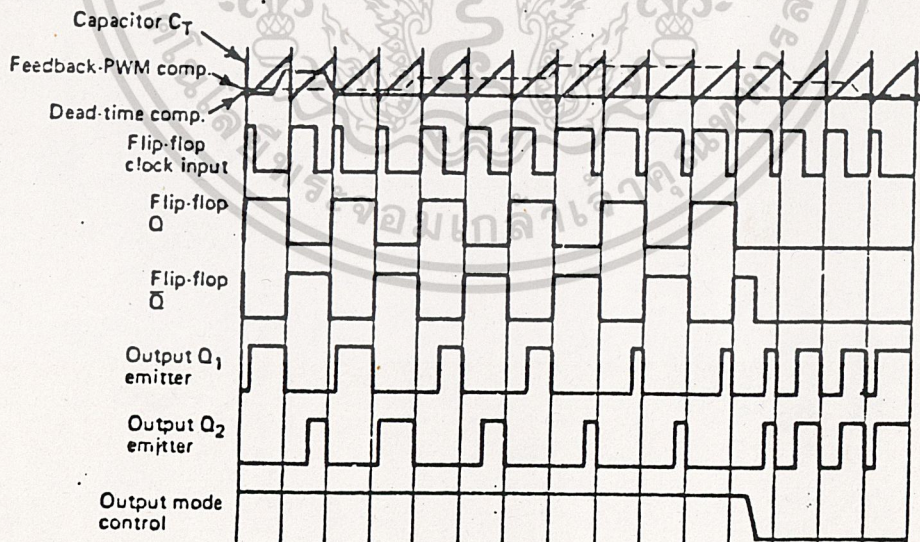
- 1.) กรณีที่ใช้ส่วน dead - time control สร้างสัญญาณอ้างอิง เหมาะสำหรับการนำไปใช้กับวงจรที่ไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณ (feedback)
- 2.) กรณีที่ใช้ส่วน error amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิง เหมาะสำหรับการนำไปใช้กับวงจรที่มีการป้อนกลับแบบ closed loop ซึ่งในโครงงานนี้ จะใช้ส่วนนี้ในการสร้างสัญญาณอ้างอิง เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับ สัญญาณแคร์เรียร์ ต่อไป

หลังจากที่ได้ทำการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง กับสัญญาณแคร์เรียร์ในส่วน dead - time comparator แล้วจะนำเอาสัญญาณที่ได้หลังจากเปรียบเทียบ ไปเข้าสู่ส่วนเลือกโหมดการทำงาน ในส่วนของ output mode control ซึ่งจะสามารถเลือกโหมดการทำงานได้เป็น 2 แบบ คือ

- 1.) โหมดการทำงานแบบพหุผล
- 2.) โหมดการทำงานแบบสวิชิ่ง

โหมดการทำงานแบบพหุผล จะสามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ ได้ไม่เกิน 50 เปอร์เซ็นต์ คือ ปรับได้ตั้งแต่ 0 - 50 เปอร์เซ็นต์ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณความถี่ออสซิลเลต (สัญญาณ saw tooth หรือสัญญาณแคร์เรียร์) สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ในตัวไอซี TL 494 จะทำงานสลับกัน หรือตรงกันข้ามกัน ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 8 และขา 11 จะมีลักษณะตรงกันข้ามกัน

โหมดการทำงานแบบสวิชิ่ง จะสามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ได้ 100 เปอร์เซ็นต์ คือ ปรับได้ตั้งแต่ 0 - 100 เปอร์เซ็นต์ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ จะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณออสซิลเลต สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานเหมือนกัน ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 8 และขา 11 จะมีลักษณะเหมือนกัน ซึ่งจากหลักการการทำงานของโหมดนี้ จึงนำมาทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีลักษณะเป็นพัลส์ที่ดับบลิวเอ็มแบบหนึ่งที่สามารถปรับความกว้างของเนื้อพัลส์ได้ เพื่อนำไปสร้างสัญญาณควบคุมวงจร ดิซีลิ่งค์ ต่อไป

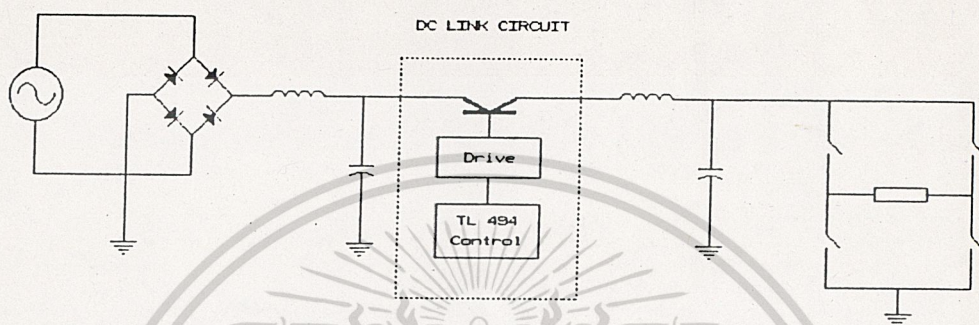


รูปที่ 4.2 แสดง Timing Diagram Waveforms ของไอซี TL 494 หนีดับบลิวเอ็ม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



#### 4.3 วงจรกำลังของดิซิ่งค์

เนื่องจากวงจรดิซิ่งค์ ที่ใช้ในโครงงานนี้ สามารถที่จะใช้แทนแบตเตอรี่ 100 โวลต์ ได้ โดยจะนำมาใช้ปรับแรงดันไฟตรง จ่ายให้กับวงจรขายน์เวอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง เป็นอุปกรณ์ในการสวิชชิง สามารถแสดงรูปของวงจรกำลัง ได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรกำลังของดิซิ่งค์

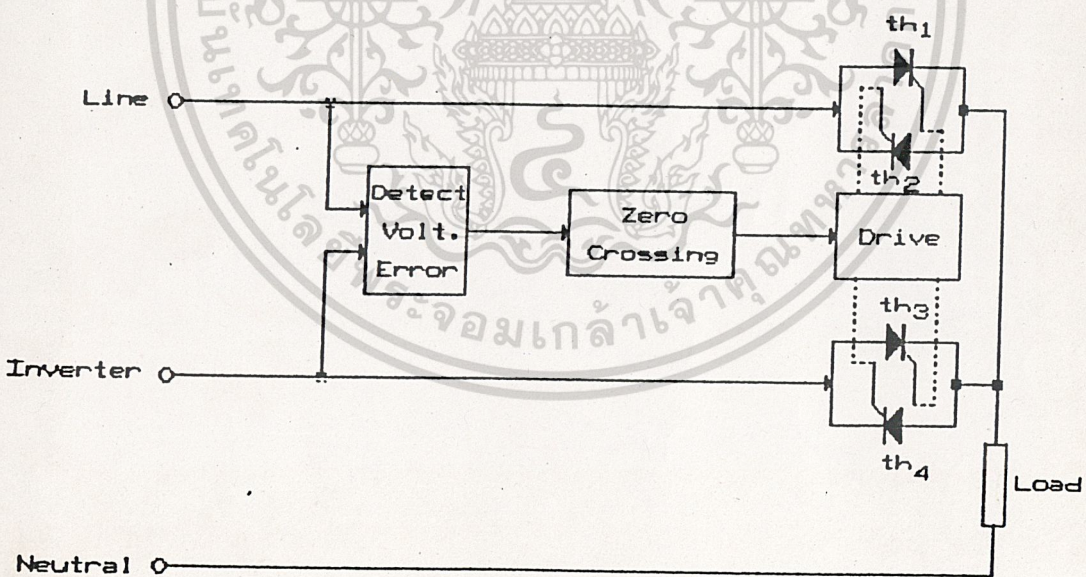
จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่า ส่วนของวงจรดิซิ่งค์ จะอยู่ในตำแหน่งเดียวกับ ส่วนของแหล่งจ่ายไฟตรงเดิม คือ แบตเตอรี่ ซึ่งสามารถใช้ได้ทั้ง 2 แบบ แต่เหตุผลสำหรับการที่ได้เสนอ ส่วนของวงจรดิซิ่งค์ เข้ามาในโครงงานนี้ ก็เพื่อที่จะเป็นแนวทางในการที่จะพัฒนา จากระบบแหล่งจ่ายไฟสำรอง ไปสู่ระบบ UPS ที่สมบูรณ์ต่อไปได้ในอนาคต เนื่องจากการที่จะเป็นระบบ UPS ที่สมบูรณ์ได้นั้น จะต้องมีส่วนประกอบที่สำคัญ อีกส่วนหนึ่ง คือ ส่วนแบตเตอรี่ชาร์จเจอร์ (battery charger) ซึ่งวงจรดิซิ่งค์ ก็เป็นส่วนประกอบที่สำคัญ ของแบตเตอรี่ ชาร์จเจอร์ ด้วยเช่นกัน โดยจะทำหน้าที่ในการชาร์จประจุเข้าแบตเตอรี่ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### ทรานเฟอร์สวิตช์

ทรานเฟอร์สวิตช์ (Transfer Switch) เป็นส่วนหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (Standby Power Supply) ที่สำคัญอีกส่วนหนึ่ง นอกเหนือไปจาก ส่วนของซายน์เวฟอินเวอร์เตอร์ ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทต้น ๆ ทรานเฟอร์สวิตช์ จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์โอนย้าย สับเปลี่ยนพลังงาน จากไฟไลน์ มาเป็นพลังงานจากอินเวอร์เตอร์ ในสภาวะผิดปกติ หรือสับเปลี่ยนพลังงาน จากอินเวอร์เตอร์ กลับไปสู่พลังงานที่มาจากไฟไลน์ ในกรณีกลับสู่สภาวะปกติ โดยใช้ไทรสเตอร์ชนิดที่เป็นแบบ SCR เป็นอุปกรณ์สวิตช์โอนย้าย ซึ่งจะต้องมีวงจรตรวจสอบแรงดัน เพื่อทำการตรวจสอบแรงดัน ว่ากำลังอยู่ในสภาวะใด สามารถแสดงส่วนของทรานเฟอร์สวิตช์ ได้ดังรูปที่ 5.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 5.1 แสดงส่วนของทรานเฟอร์สวิตช์ กรุณาอย่าให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

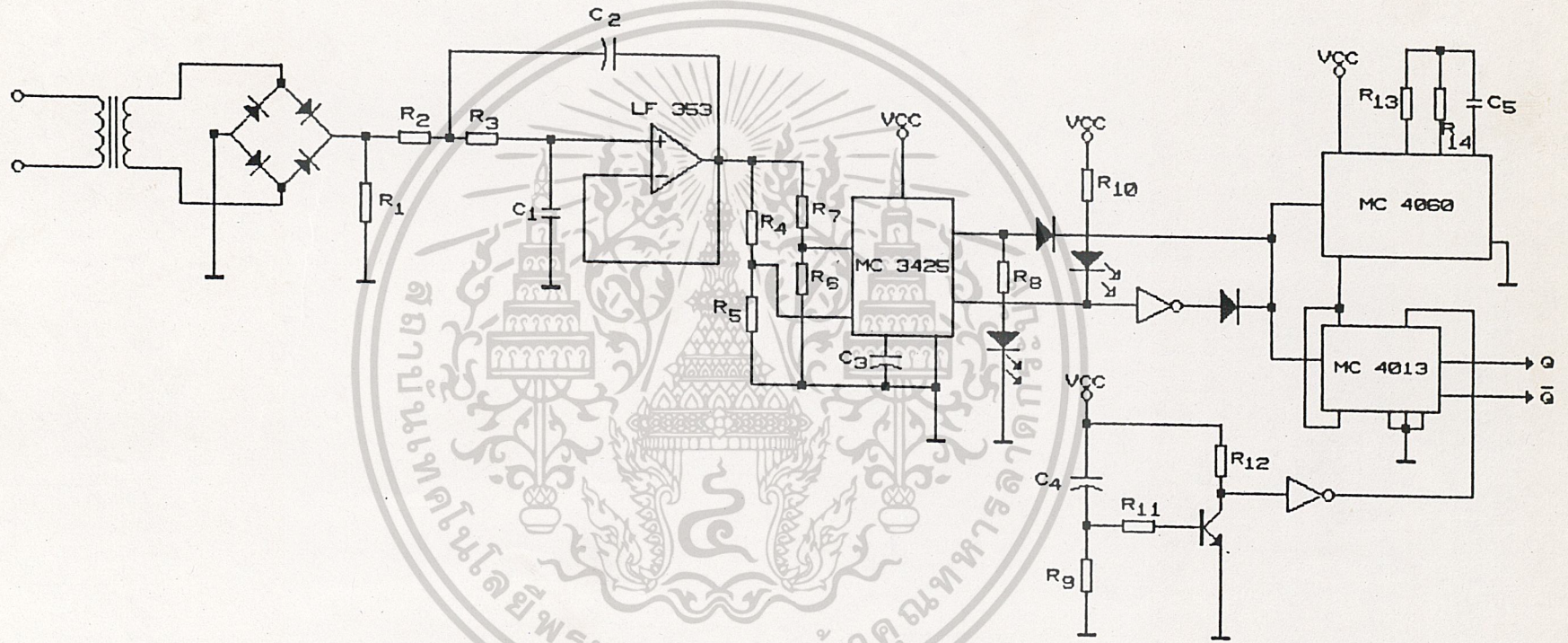
## 5.1 หลักการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์

ในการทำงานของทรานเฟอร์สวิตช์ ต้องมีวงจรตรวจสอบแรงดันผิดปกติ ซึ่งจะทำหน้าที่ตรวจสอบแรงดันจากไฟไลน์ 220 โวลต์ เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมวงจรจุดชนวน ของไทรสเตอร์ ให้ทำหน้าที่เป็นทรานเฟอร์สวิตช์ ในสถานะไฟไลน์มีค่าปกติ ( 210 - 230 โวลต์ ) สัญญาณควบคุม จากวงจรตรวจสอบแรงดัน จะไปทำให้ไทรสเตอร์  $t_{h_1}$ ,  $t_{h_2}$  ทำงาน ส่วน ไทรสเตอร์  $t_{h_3}$ ,  $t_{h_4}$  จะไม่ทำงาน ระบบจะใช้ไฟไลน์ ในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้แก่โหลด สำหรับสถานะผิดปกติ ก็คือ แรงดันมีค่าต่ำกว่า หรือสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้  $\pm 5$  เปอร์เซ็นต์ ประมาณอยู่ในช่วง 210 - 230 โวลต์ สัญญาณควบคุม จะไปจุดชนวนไทรสเตอร์  $t_{h_3}$ ,  $t_{h_4}$  ให้ทำงาน นำกระแสได้ ส่วนไทรสเตอร์  $t_{h_1}$ ,  $t_{h_2}$  จะหยุดนำกระแสไม่ทำงาน ซึ่งเป็นการนำพลังงานไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์ มาจ่ายให้กับระบบแทนไฟไลน์ เมื่อระบบกลับเข้าสู่สภาวะปกติอีกครั้งหนึ่ง ทรานเฟอร์สวิตช์ ก็จะสลับเปลี่ยนไปใช้พลังงานไฟฟ้าจากไฟไลน์ อีกครั้งหนึ่ง

## 5.2 วงจรตรวจสอบแรงดันผิดปกติ

วงจรตรวจสอบแรงดันผิดปกติ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ตรวจสอบแรงดันของไฟไลน์ ว่ากำลังอยู่ในสภาวะใด ปกติหรือผิดปกติ เพื่อนำไปสร้างสัญญาณควบคุมวงจรจุดชนวนไทรสเตอร์แต่ละชุด คือคู่  $t_{h_1}$  กับ  $t_{h_2}$  เป็นของไฟไลน์ และคู่  $t_{h_3}$  กับ  $t_{h_4}$  เป็นของไฟจากอินเวอร์เตอร์ สำหรับการควบคุมการจุดชนวน หรือการทริกให้ไทรสเตอร์คู่ใด ทำงานนั้น ขึ้นอยู่กับสภาวะของไฟไลน์ในขณะนั้น ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น

จากรูปที่ 5.2 ไฟจากไลน์ จะนำมาผ่านหม้อแปลง เพื่อลดระดับแรงดันจากไฟ 220 โวลต์ ให้เหลือเพียง 6 โวลต์ และนำไปเข้าวงจรบริดจ์เรกติฟายน์ เพื่อเปลี่ยนไปเป็นไฟตรง (DC) หลังจากนั้น จะนำสัญญาณไฟตรงที่ได้ มาผ่านออมแอมป์ 741 เพื่อทำการกรอง สัญญาณความถี่ (filter) ต่อจากนั้น จะนำสัญญาณไปเข้าตัว ไอซี MC 3425 ซึ่งเป็นไอซีชนิดที่ เรียกว่า Over - Under Voltage Detector ซึ่งทำหน้าที่ตรวจสอบระดับแรงดัน ของสัญญาณที่ผ่านเข้ามา เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าแรงดัน reference ของภายในตัวไอซีเอง ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ โดยสัญญาณอินพุตที่เข้ามา จะแยกออกเป็น 2 ส่วน ซึ่งจะแยกเป็นส่วนที่เข้าทางขา over voltage sense และเข้าทางขา under voltage sense สัญญาณอินพุตใช้



รูปที่ 5.2 แสดงรูปของวงจรตรวจสอบแรงดันผิดปกติ

จะถูกเปรียบเทียบกับค่าแรงดัน reference นั้น ถ้าสัญญาณอินพุตที่เข้าทางขา over voltage sense มีค่ามากกว่า ค่าแรงดัน reference เอาท์พุทที่ออกมา จะส่งสัญญาณเป็นลอจิก "1" แสดงว่าไฟไลน์เกิดการผิดปกติขึ้น ถือว่าเป็น กรณีของแรงดันเกิน (over voltage) ส่วนอีกกรณีหนึ่ง ถ้าสัญญาณอินพุตที่เข้ามาทางขา under voltage sense มีค่าต่ำกว่า ค่าแรงดัน reference สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมา ก็จะส่งสัญญาณเป็นลอจิก "1" เช่นกัน แสดงว่าไฟไลน์เกิดการผิดปกติขึ้นถือว่าเป็นกรณีของ แรงดันต่ำ (under voltage) ซึ่งถือเป็นการผิดปกติของไฟไลน์ทั้ง 2 กรณี

สัญญาณที่ได้ทำการตรวจสอบแล้ว จะนำไปเข้าวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 4060 เพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกา ที่มีคาบเวลา 40 วินาที เป็นสัญญาณหน่วง (delay) ป้อนเป็นสัญญาณนาฬิกา (clock) ให้กับไอซีเบอร์ MC 4013 ซึ่งเป็นดีฟลิปฟล็อป (D Flip-Flop) จะทำหน้าที่แลทช์ (latch) สัญญาณตรวจสอบ สำหรับการทำงาน ในกรณีที่แรงดันจากไฟไลน์ เกิดการเปลี่ยนแปลง สามารถอธิบายได้ดังนี้

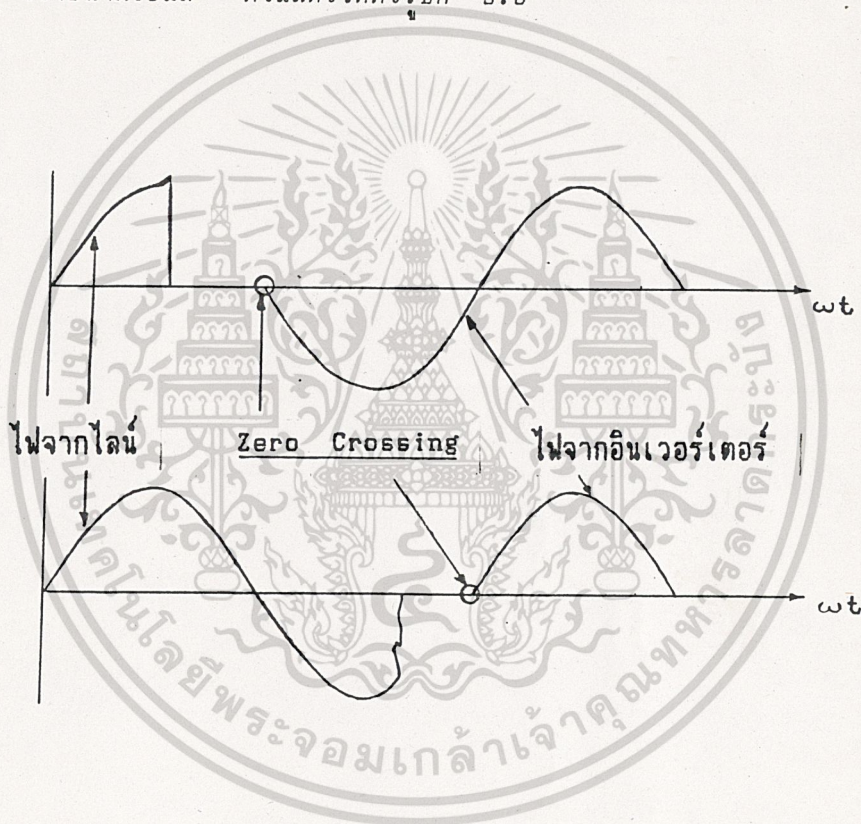
- 1.) กรณีแรงดันไฟไลน์ เปลี่ยนจากแรงดันปกติ เป็นผิดปกติ สัญญาณตรวจสอบ จะมีระดับสูงขึ้นทันที และจะทำการรีเซท (reset) ดีฟลิปฟล็อป ทำให้สัญญาณ Q ของดีฟลิปฟล็อปมีลอจิกเป็น "1" ทันทีที่เกิดแรงดันผิดปกติขึ้น
- 2.) กรณีแรงดันไฟไลน์ กลับคืนสู่สภาวะปกติ อีกครั้งหนึ่ง สัญญาณตรวจสอบ จะมีค่าลอจิกเป็น "0" สัญญาณ Q ของดีฟลิปฟล็อป จะยังคงมีลอจิกเป็น "1" อยู่ และจะเปลี่ยนเป็นลอจิก "0" เมื่อสัญญาณนาฬิกา (clock) จากไอซี MC 4060 เปลี่ยนลอจิกจาก "0" เป็นลอจิก "1" ซึ่งจะเป็นเวลาประมาณ  $T/2$  คือ ประมาณ 20 วินาที เป็นการหน่วงเวลาไว้เพื่อให้แน่ใจว่าแรงดันไฟไลน์กลับคืนสู่สภาวะปกติแล้วอย่างแน่นอน

สำหรับสัญญาณ Q และ  $\bar{Q}$  ที่ออกมาจากดีฟลิปฟล็อป จะถูกนำไปใช้สร้างเป็น สัญญาณไลน์ และสัญญาณชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์ เพื่อควบคุมการจุดชนวนให้คู่ของไทรสเตอร์ชุดนั้น ๆ นำกระแสได้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 ส่วนตรวจจับผ่านศูนย์ ( Zero Crossing )

เป็นส่วนที่ใช้ตรวจจับ หรือตรวจลอบไฟไลน์ หรือไฟจากอินเวอร์เตอร์ ในกรณีที่จะมีการสลับเปลี่ยนโอนย้ายพลังงานจากไฟไลน์ ไปสู่พลังงานไฟจากอินเวอร์เตอร์ ช่วงที่จะเกิดการสลับเปลี่ยนนี้  $t_{h_1}$  กับ  $t_{h_2}$  ยังทำงานอยู่ และ  $t_{h_3}$  กับ  $t_{h_4}$  ยังไม่ทำงาน เมื่อไฟไลน์ผิดปกติ  $t_{h_1}$  กับ  $t_{h_2}$  จะหยุดทำงาน ส่วน  $t_{h_3}$  กับ  $t_{h_4}$  ยังไม่นำกระแส จะรอจนกว่าคลื่นขายนที่หายไปของไฟไลน์ จะผ่านจุดศูนย์ ( Zero ) หลังจากนั้น  $t_{h_3}$  กับ  $t_{h_4}$  จึงจะนำกระแสได้ เช่นเดียวกันกับ กรณีกลับสู่สภาวะปกติ  $t_{h_3}$  กับ  $t_{h_4}$  จะหยุดนำกระแส ส่วน  $t_{h_1}$  กับ  $t_{h_2}$  ยังไม่นำกระแส ( จะรอจนกว่าคลื่นขายนที่หายไป ของไฟจากอินเวอร์เตอร์ จะผ่านจุดศูนย์เช่นกัน  $t_{h_1}$  กับ  $t_{h_2}$  จึงจะนำกระแส ดังแสดงได้ดังรูปที่ 5.3

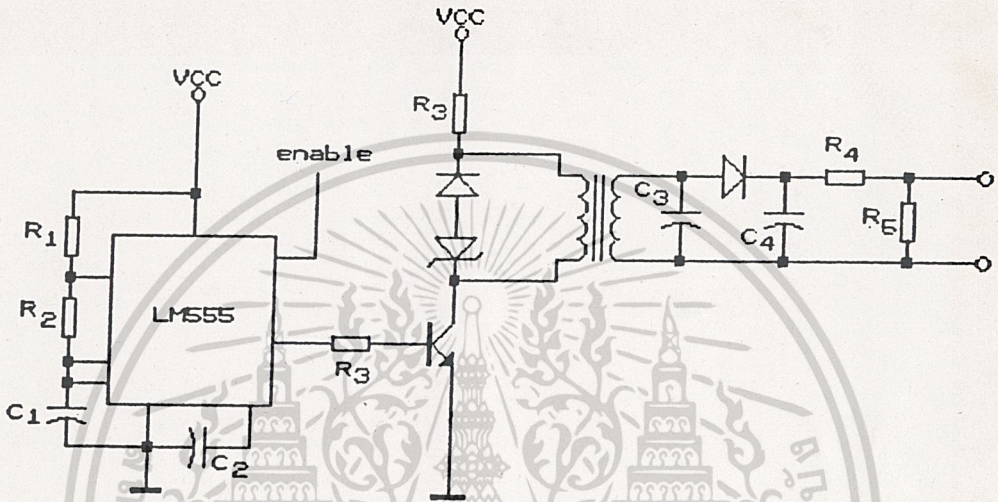


รูปที่ 5.3 แสดงรูปการตรวจจับผ่านศูนย์

จากขบวนการ Zero Crossing ที่กล่าวมาข้างต้น จะทำให้ช่วงเวลาของการทรานเฟอ์ สลับเปลี่ยน มีค่าไม่เกิน ครึ่งลูกคลื่น อีกทั้งยังเป็นการช่วยลดอันตรายอันอาจจะ ทำให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายขึ้นได้ เนื่องจากการทรานเฟอ์ที่จุดศูนย์ ค่ากระแส และค่าแรงดันจะน้อย ซึ่งถ้าไม่มีขบวนการ Zero crossing อาจเกิดการทรานเฟอ์ที่แรงดันพีก (peak voltage) ทำให้มีกระแสสูง ค่าแรงดันจะมีค่ามากด้วย อันอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายกับอุปกรณ์ได้นำไปใช้

#### 5.4 วงจรจุดชนวน

เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ ในการโอนย้าย ใช้ไทรสเตอร์ชนิดที่เป็น SCR ดังนั้นจึงจำเป็นที่ จะต้องมีการสร้างสัญญาณ เพื่อนำไปจุดชนวน เข้าที่ขาเกต (gate) ของ SCR เพื่อที่จะทำให้ SCR นั้นทำงาน นำกระแสได้ วงจรจุดชนวนที่ใช้ทริกขาเกตของ SCR จะใช้ไอซีเบอร์ LM 555 ในการสร้างสัญญาณพัลส์ ซึ่งสามารถแสดงวงจร ได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงวงจรจุดชนวน

สัญญาณเอาต์พุต  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $\bar{Q}_1$  และ  $\bar{Q}_2$  ที่ออกมาจากดีฟลิปฟล็อป ของส่วน Zero Crossing นั้นจะถูกนำมาเป็นสัญญาณ enable ของไอซี LM 555 ซึ่งเป็นส่วนของวงจรสร้างสัญญาณจุดชนวนทั้งหมด 4 ชุด เอาต์พุตที่ออกมาจาก LM 555 จะเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ต นำไปขยายกระแส โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 2222A เพื่อใช้ในการจุดชนวน ให้ไทรสเตอร์ทำงาน โดยใช้พัลส์ทรานเฟอร์เมอร์ ทำหน้าที่แยกกราวด์ แล้วจึงใช้ไดโอด และคาปาซิเตอร์กรองความถี่สูง สัญญาณพัลส์ที่ได้ จะต้องมีความถี่ของกระแสทริก มากกว่าค่ากระแส latching current ของ SCR ตัวนั้น ๆ ซึ่งค่า latching current นี้เป็นค่าของกระแสที่มีค่าน้อยที่สุดที่ SCR จะสามารถนำกระแสได้ ดังนั้นการออกแบบ วงจรจุดชนวน หรือวงจรทริกทั้ง SCR นั้น จะต้องคำนึงถึงค่าของ latching current ของ SCR ตัวนั้น ๆ ด้วย

## บทที่ 6

### ผลการทดลอง

จากการทดลองสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรอง (Standby Power Supply) ขึ้นมา โดยได้ทำการทดลอง รวมทั้งทดสอบส่วนต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็น แหล่งจ่ายไฟสำรองนั้นสามารถแสดงผลการทดสอบต่าง ๆ และสามารถกำหนดค่าพิกัด ขนาดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง ของโครงงานนี้ ได้ดังต่อไปนี้

ขนาดพิกัดโพลต	500	วีเอ
ขนาดพิกัดกระแส	3	แอมป์
ขนาดพิกัดแรงดัน	$220 \pm 5 \%$	โวลท์

สำหรับผลการทดลอง ของส่วนต่าง ๆ นั้น จะแสดงได้ด้วย รูปคลื่นสัญญาณที่ถ่ายจาก สโคป โดยสามารถแบ่งออกเป็น ส่วน ๆ ดังนี้

- 1.) ส่วนชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์
- 2.) ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์
- 3.) ส่วนดีซีลิงค์

#### ส่วนชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์

จะเริ่มจากการสร้างสัญญาณชานน์เวฟดับขลิวเอ็ม ด้วยสัญญาณคลื่นชานน์ตัดกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม เกิดเป็นสัญญาณชานน์เวฟดับขลิวเอ็มเพื่อนำไปเข้าวงจรขับเบส ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรฟูลบริดจ์ชานน์เวฟอินเวอร์เตอร์ สัญญาณขับเบสของคู่ทรานซิสเตอร์ในแต่ละกิ่ง จะมีการหน่วงเวลาในการนำกระแส เรียกว่า ช่วงเดดไทม์ สัญญาณจะหน่วงกันอยู่ประมาณ  $15 \mu s$  หลังจากให้สัญญาณขับเบสแก่ทรานซิสเตอร์กำลัง ทั้ง 4 ตัวแล้ว จะได้สัญญาณชานน์เวฟดับขลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ นำสัญญาณที่ได้ขึ้นไปเข้าวงจรรองความถี่ก็จะได้ สัญญาณรูปคลื่นชานน์ที่มีลักษณะคล้ายสัญญาณคลื่นชานน์จากไฟไลน์ เมื่อนำสัญญาณคลื่นชานน์นี้ไปวิเคราะห์ฮาร์โมนิคด้วย สโคปแบบสเปคตัมก็จะได้ รูปสัญญาณฮาร์โมนิค ต่าง ๆ ดังรูปที่แสดงต่อไป

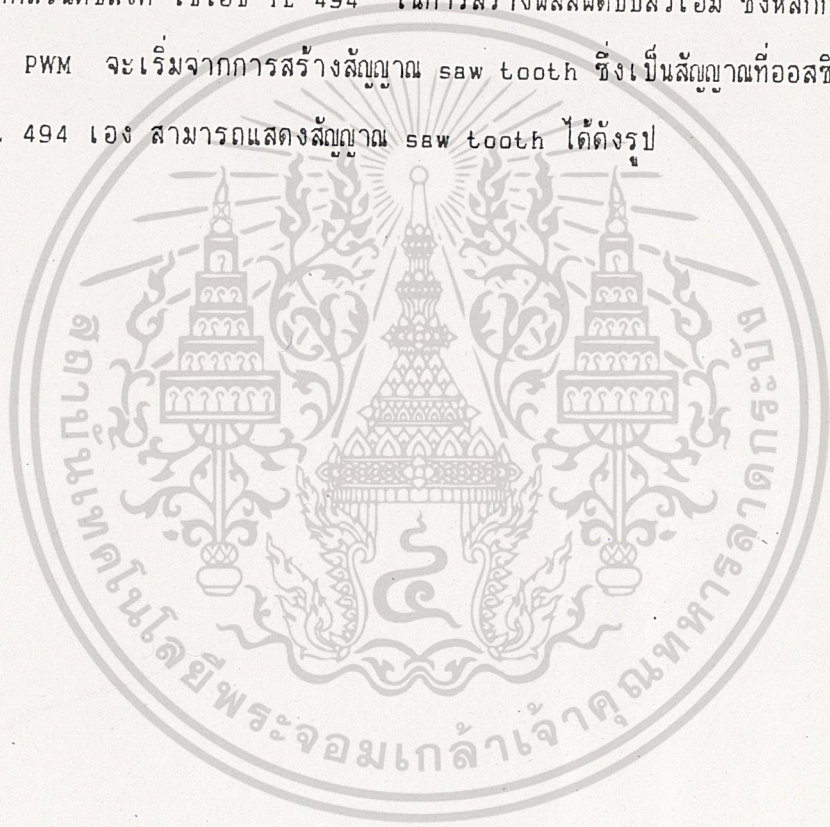
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ส่วนทรานเฟอร์สวิตซ์

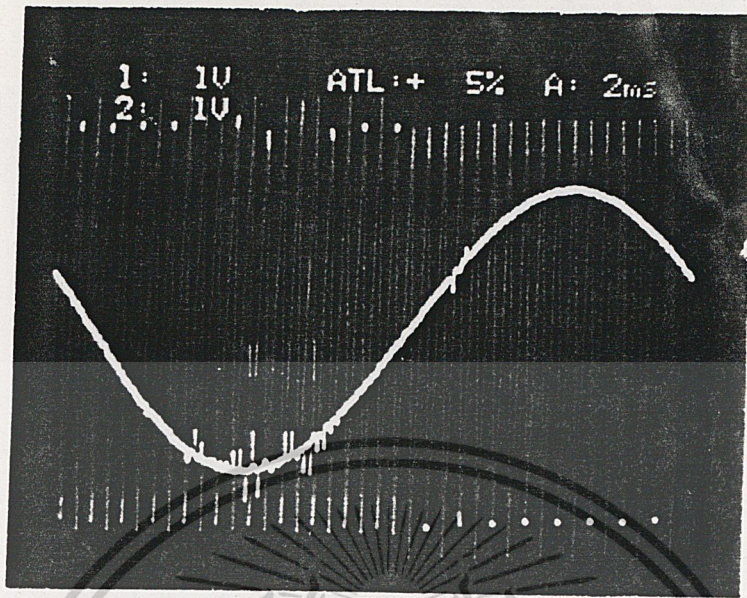
จะเริ่มจากการสร้างสัญญาณพัลส์ทริก ให้กับขาเกตของ SCR เพื่อไปทริกให้ SCR นำกระแสสำหรับกรณีของการทริก SCR ให้นำกระแสได้นั้น จะขึ้นอยู่กับสภาวะที่เกิดในขณะนั้นว่า ปกติหรือผิดปกติซึ่งรูปที่แสดงนั้นจะแสดงไว้หลายกรณี เช่น กรณีเกิดแรงดันผิดปกติ ที่ไฟไลน์ทั้งแรงดันเกินและแรงดันต่ำ (over and under voltage) รวมทั้งกรณีไฟไลน์ เกิดดับไปกระชันทัน จากรูปจะเห็นได้ว่า ไฟจากอินเวอร์เตอร์ จะจ่ายไหลดให้แทนไฟไลน์

## ส่วนดีซีลิงค์

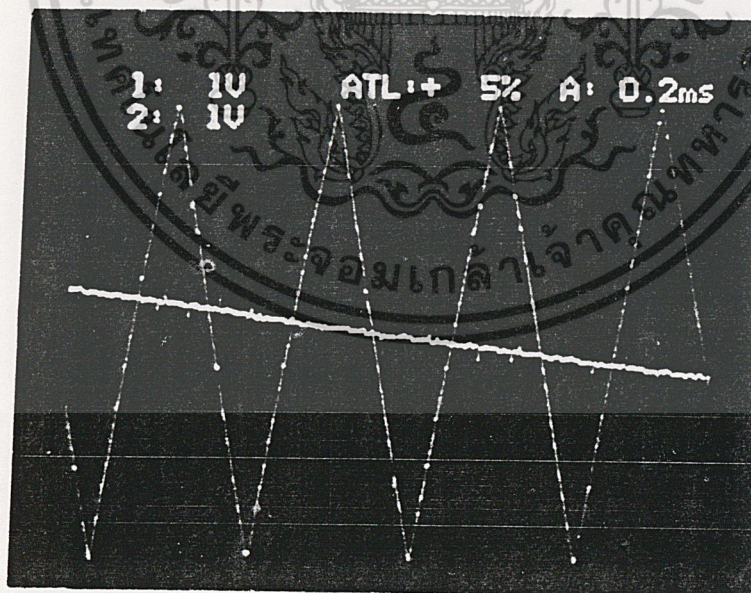
เนื่องจากส่วนดีซีลิงค์ ใช้ไอซี TL 494 ในการสร้างพัลส์ที่ดับบลิวเอ็ม ซึ่งหลักการขั้นต้นของการสร้างพัลส์ PWM จะเริ่มจากการสร้างสัญญาณ saw tooth ซึ่งเป็นสัญญาณที่ออสซิลเลตขึ้นด้วยตัวของไอซี TL 494 เอง สามารถแสดงสัญญาณ saw tooth ได้ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ <

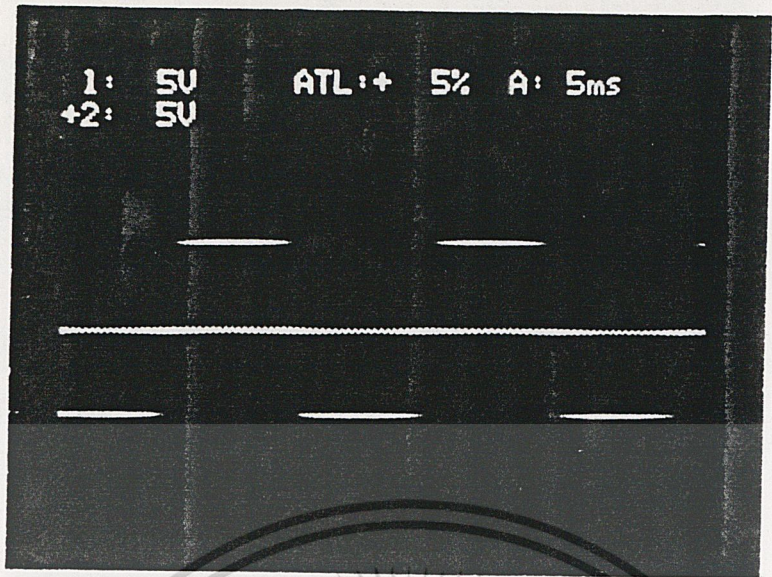


รูปที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณคลื่นไซน์ 50 Hz กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 2 KHz

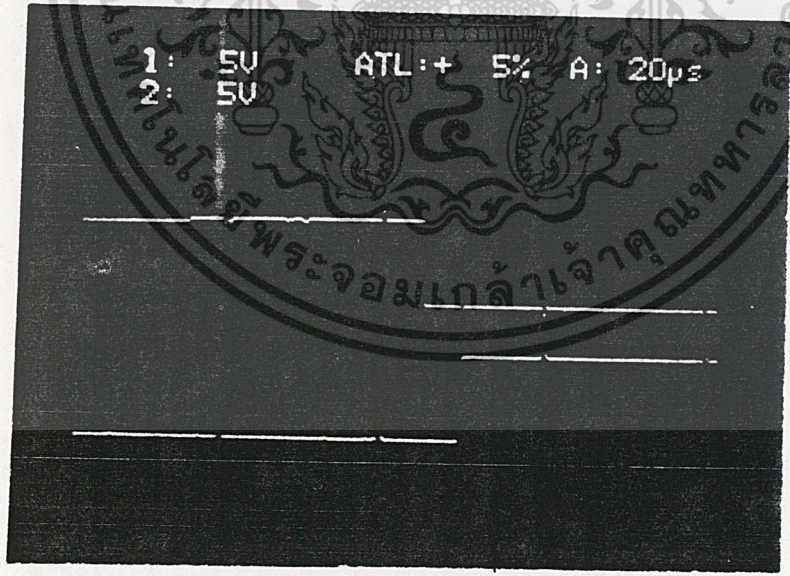


รูปที่ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณคลื่นไซน์ กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ขยายสเกล ทรัพยากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

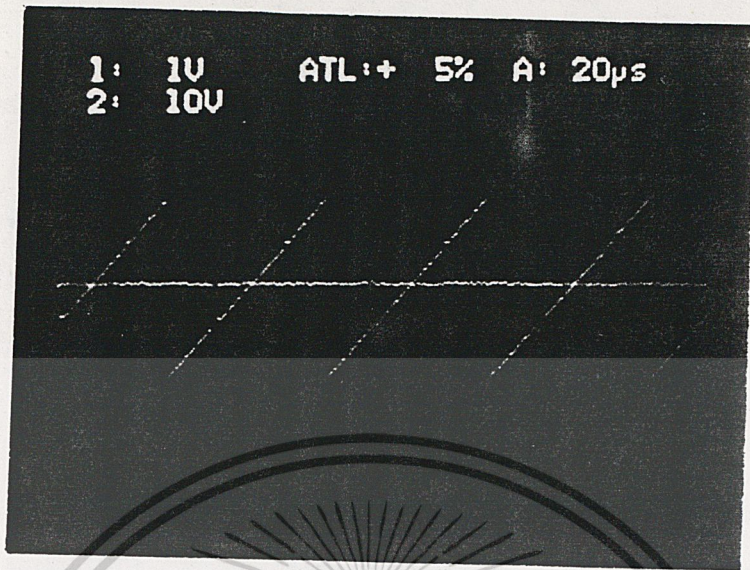


รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่น SPWM ชนิด 3 ระดับ ที่ได้จากการมอดูเลชั่น

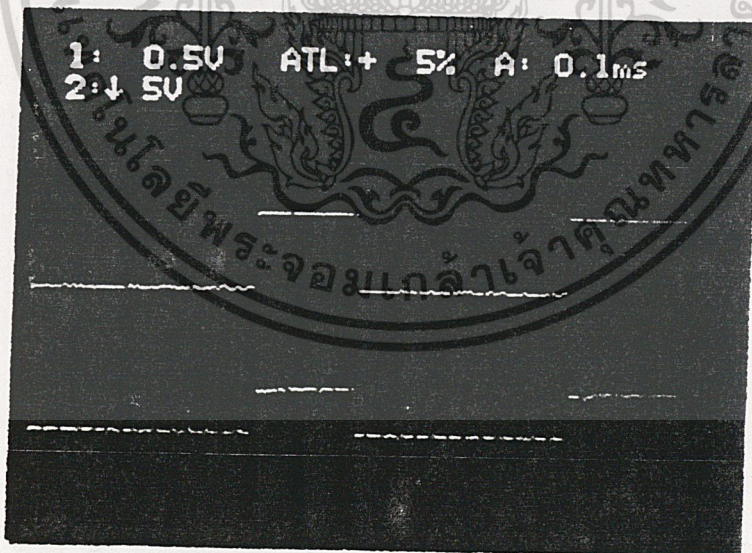


รูปที่ 6.4 แสดงการหน่วงสัญญาณกระแส (เดดไทม์) = 15 µs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

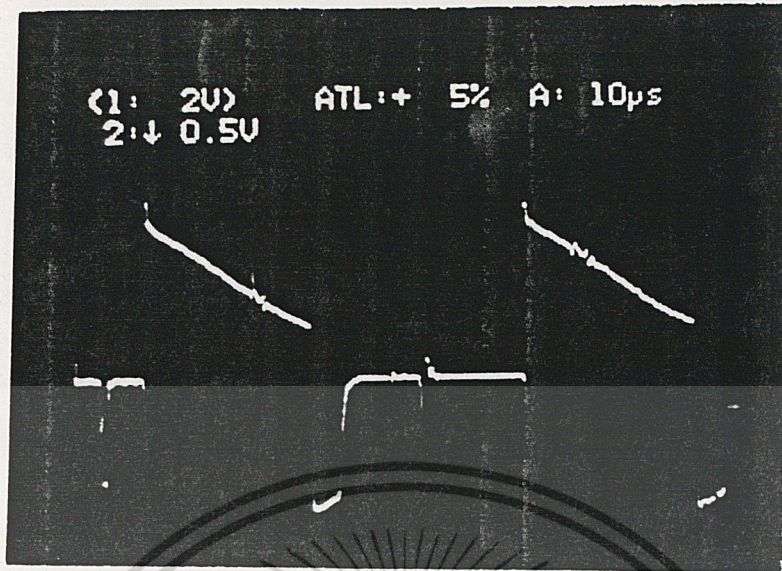


รูปที่ 6.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ saw tooth กับสัญญาณไฟตรงของ  
วงจรถิษฐ์ลิ้งค์

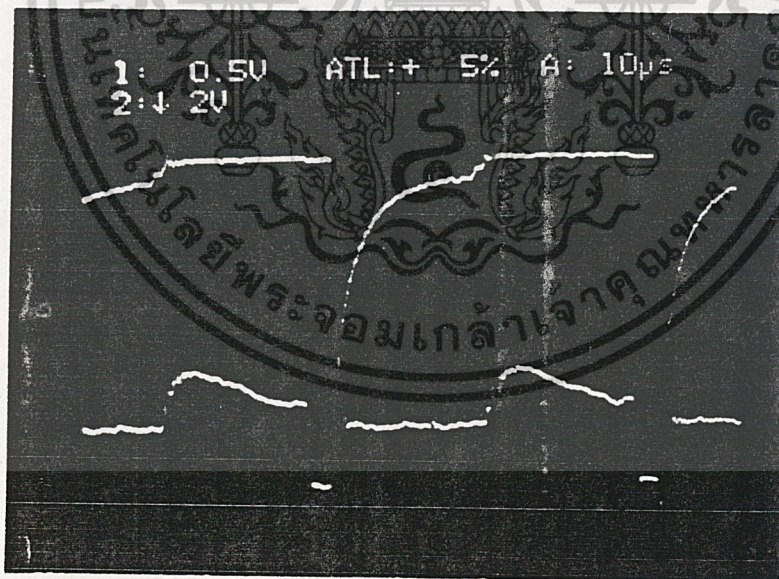


รูปที่ 6.6 แสดง  $V_{ce}$  และ กระแสเบส  $I_b$  ที่ขั้วทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

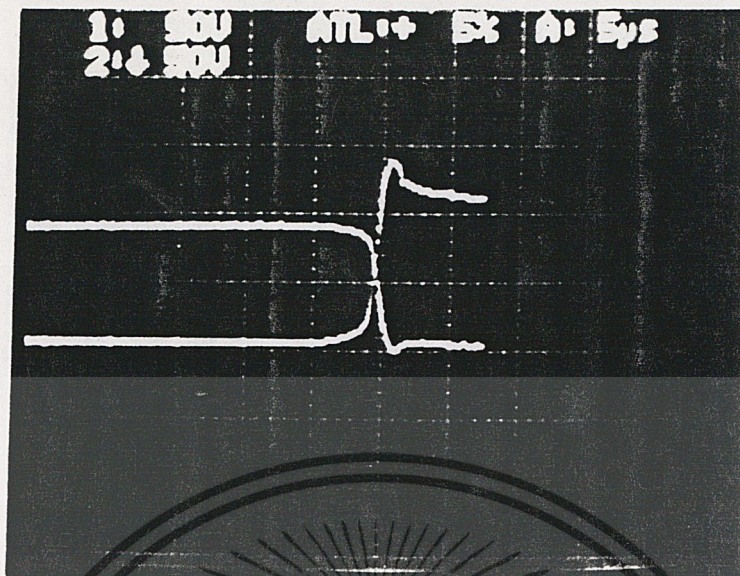


รูปที่ 6.7 แสดงแรงดันคร่อมเกทของ SCR ในวงจรทรานเฟอร์สวิตช์

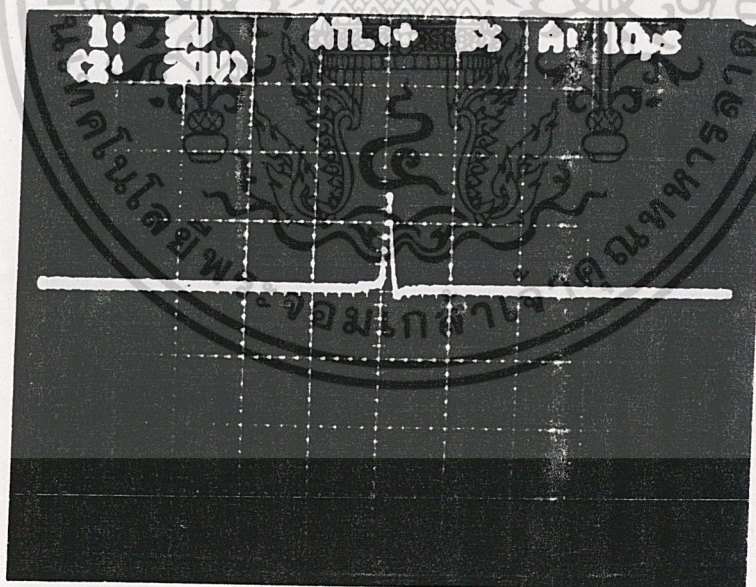


รูปที่ 6.8 แสดง  $V_g$  และกระแส  $I_a$  ที่ใช้ขับทรานซิสเตอร์ของสวิตช์ซึ่งซับซ้อนหลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

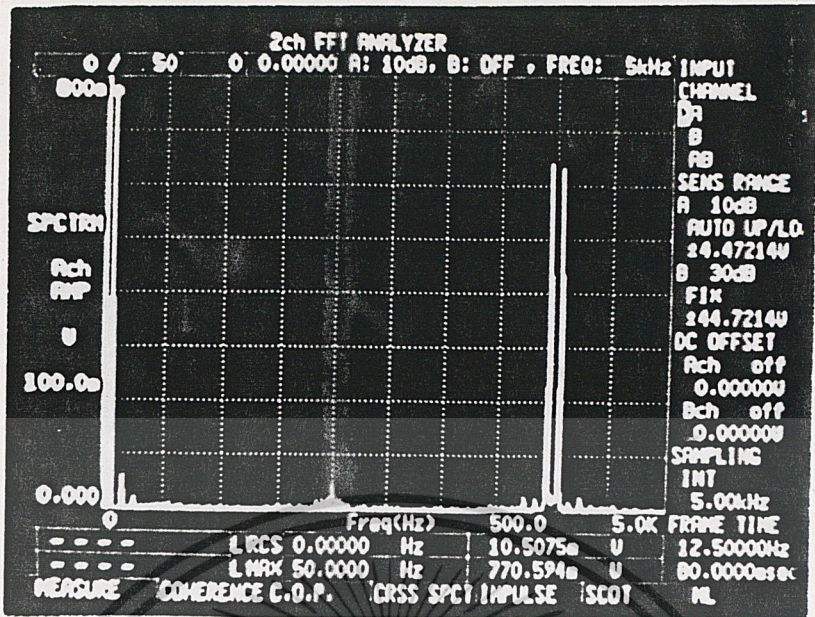


รูปที่ 6.9 แสดงแรงดันคร่อม  $V_{C_2}$  และกระแส  $I_{C_2}$  ขณะทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส



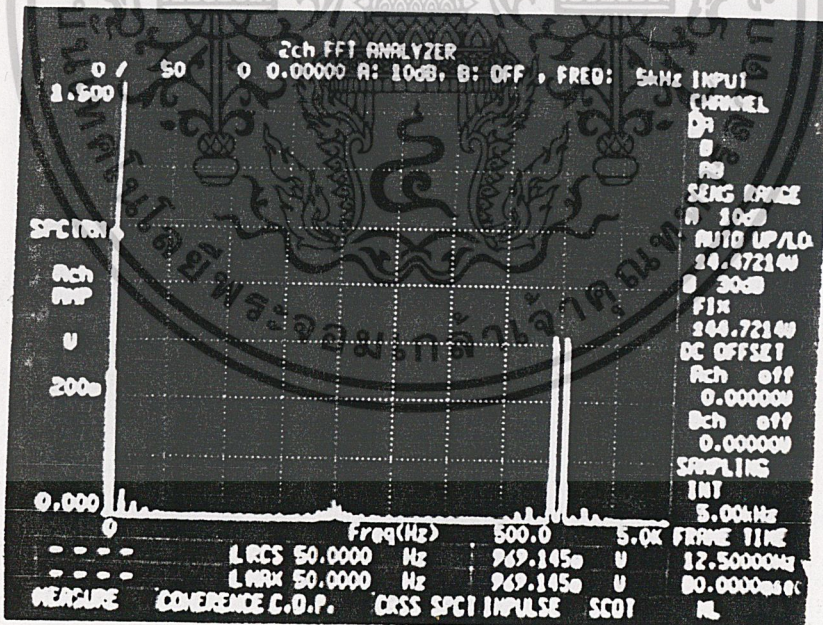
รูปที่ 6.10 แสดงกระแสที่ประจุเข้าคาปาซิเตอร์ของวงจรสับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิก ที่อัตราส่วนความถี่การมอด 80 และ อัตราส่วนแอม

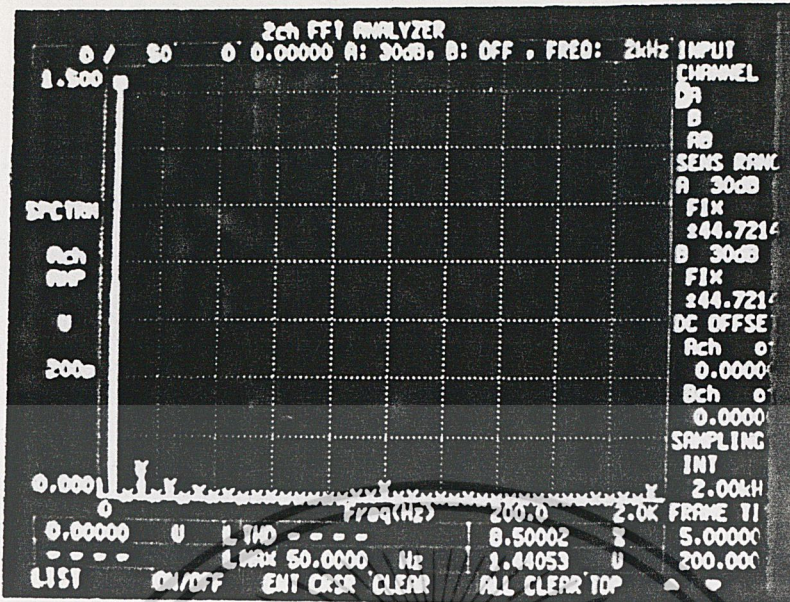
ปลิจูด 0.6



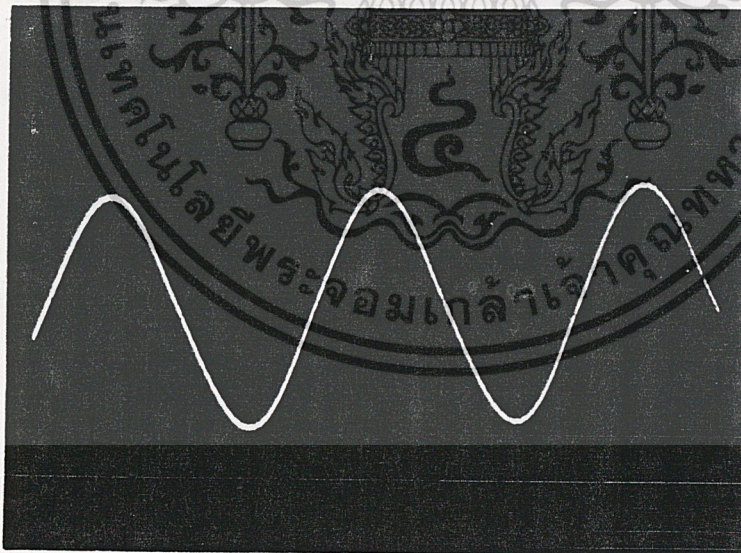
รูปที่ 6.12 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิก ที่อัตราส่วนความถี่การมอด 80 และ

อัตราส่วนแอมปลิจูด 0.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

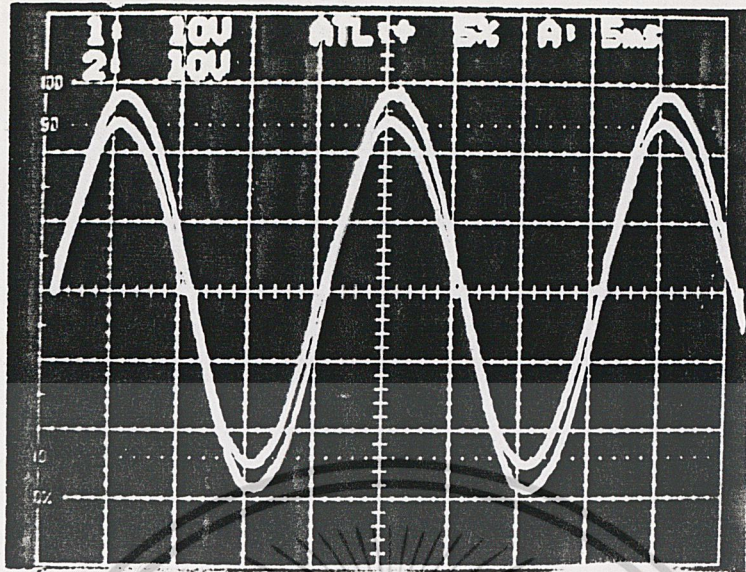


รูปที่ 6.13 แสดงสเปกตรัมการเกิดฮาร์โมนิค หลังจากกรองความถี่

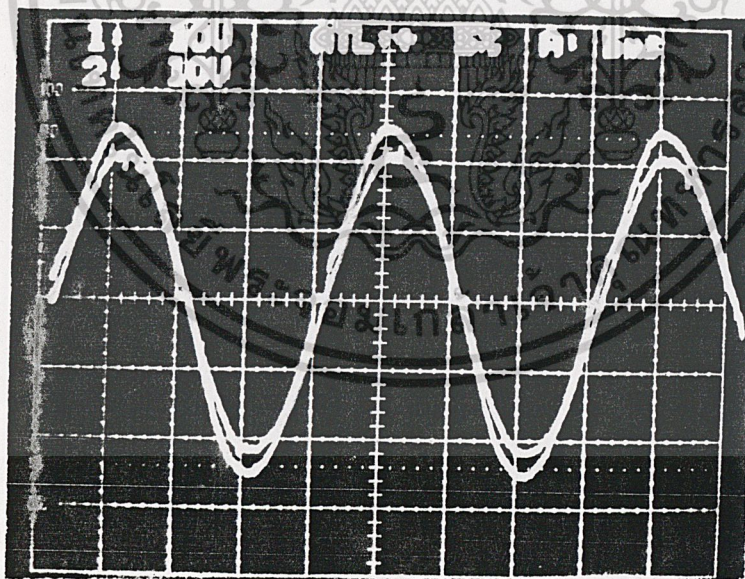


รูปที่ 6.14 แสดงเอาต์พุตของซายน์เวฟอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



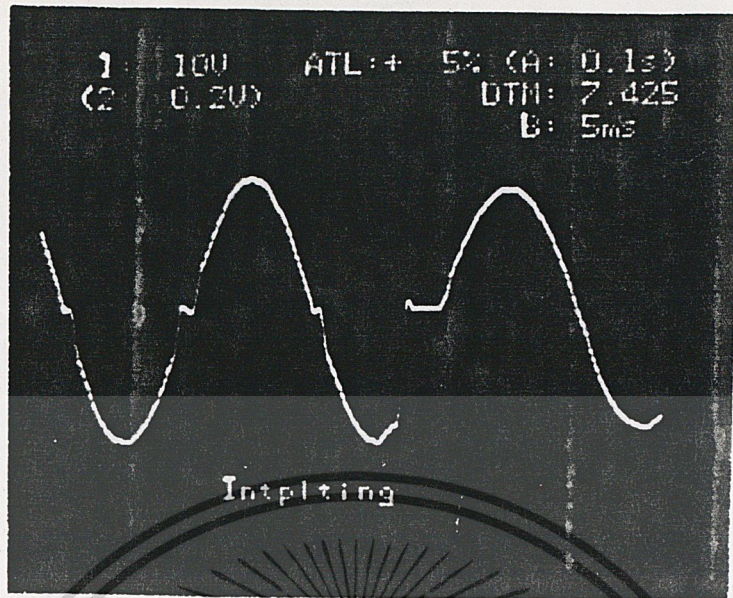
รูปที่ 6.15 แสดงการซิงโครไนซ์ระหว่างไฟไลน์กับอินเวอร์เตอร์ขณะไลน์เกิดแรงดันเกินปกติ



รูปที่ 6.16 แสดงการซิงโครไนซ์ระหว่างไฟไลน์กับอินเวอร์เตอร์ ขณะไลน์เกิดแรงดัน

ต่ำปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



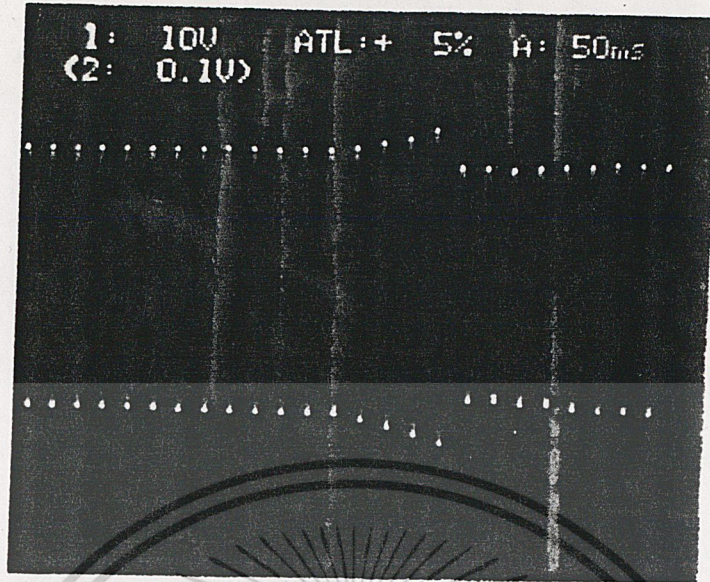
รูปที่ 6.17 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะไฟไลน์หายไป ช่วงครึ่งลบ



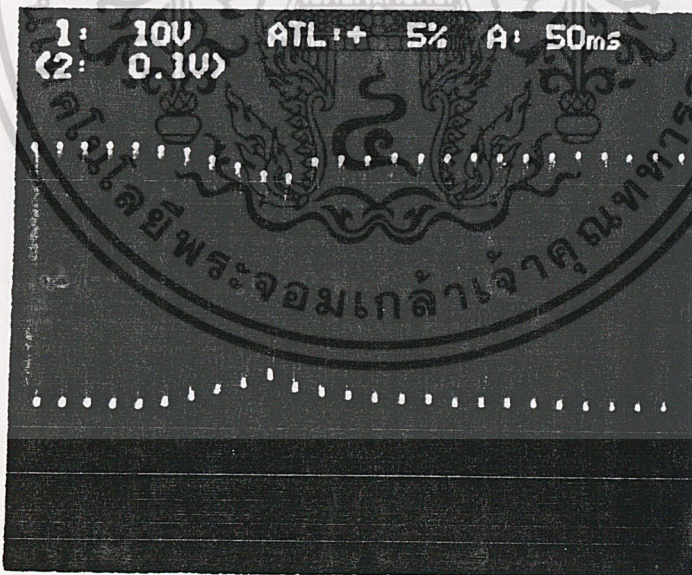
รูปที่ 6.18 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะไฟไลน์หายไป

ช่วงครึ่งบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.19 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะเกิดแรงดันไฟไลน์เกินปกติ



รูปที่ 6.20 แสดงการทรานเฟอร์จากไฟไลน์ไปอินเวอร์เตอร์ ขณะเกิดแรงดันไฟไลน์

ต่ำกว่าปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

ในปฏิญานพจน์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรอง ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ คือ ส่วนขายน้เวฟอินเวอร์เตอร์ , ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์ และ ส่วนดีซีลิงค์ โดยมีหลักการในการสร้างของแต่ละส่วน ดังนี้

- ส่วนขายน้เวฟอินเวอร์เตอร์ จะใช้เทคนิคของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (SPWM) ในการสร้างสัญญาณ โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์สร้างขึ้นมา

- ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์ จะใช้วงจรตรวจสอบแรงดัน เป็นส่วนควบคุมการทรานเฟอร์ หรือ สับสวิทช์ โอนย้าย

- ส่วนดีซีลิงค์ จะใช้เทคนิคการปรับเนื่อพัลส์ชนิดบิลวเอ็ม ที่สร้างมาจาก ไอซี TL 494 สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ในโครงงานนี้ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นตัวสวิตซ์ ซึ่ง ทั้งในส่วน ของวงจรฟลูบริดจ์ขายน้เวฟอินเวอร์เตอร์ และส่วนวงจรดีซีลิงค์ ส่วนทรานเฟอร์สวิทช์จะใช้ไทรส เตอร์ (SCR) เป็นอุปกรณ์ในการทรานเฟอร์ หรือสับสวิทช์โอนย้าย

จากโครงงานที่ได้ทำมาทั้งหมดนี้ สามารถที่จะนำไปใช้งานได้ โดยมีภาระโหลดไม่เกิน 500 วิเอ กระแสไม่เกิน 3 แอมป์ ที่ค่าแรงดัน 220+5% v. แต่เนื่องจากเวลาที่ใช้ในสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ มีระยะเวลาจำกัด จึงทำได้เพียงแค่ส่วนประกอบที่ยังไม่สมบูรณ์ แต่สามารถใช้งานได้ตามปกติที่ได้อกล่าวไว้ข้างต้น นอกจากนี้ยังได้สร้างส่วนของดีซีลิงค์เพิ่มขึ้นมา เพื่อที่จะได้สามารถพัฒนาให้กลายเป็น UPS ที่สมบูรณ์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลาย ๆ ท่านโดยเฉพาะ ท่านอาจารย์ วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ อาจารย์วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็น อาจารย์ที่ปรึกษา เป็นผู้ให้ความรู้ คำแนะนำ แนวความคิด รวมทั้งข้อมูลต่าง ๆ และขอขอบคุณ รุ่นพี่ระดับปริญญาโททุกคน โดยเฉพาะ นິบงุมา หาญอุดม ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และให้กำลังใจ รวมทั้งขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ได้ร่วมกันทำงาน ให้ความรู้ใหม่ ๆ แลกเปลี่ยนความคิดเห็นซึ่งกันและกัน

สุดท้ายนี้หวังว่าปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คงเป็นประโยชน์ และแนวทาง สำหรับรุ่นน้อง ๆ และผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. การประยุกต์ใช้ พัดขบลิวเอ็ม ชายนเวฟ อินเวอร์เตอร์ ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง โดย  
ธีระวัฒน์ นิมสนทร, สมศักดิ์ ขณปาน, เอกพันธ์ กรกุม
2. The power transistor in its Environment Thomson-CSF semi-conductor Divitor
3. Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using PWM natural sampling, Jofian Hamman and Fredevik S.Van Der Mevwe, IEEE transaction on power electronics, Vol.3, No 3 July 1988
4. High-Freqiemcu switching power supplies theory and design, Mr. George Chiryssis
5. Protection and switching-aid networks for transistor bridge inverters, K.S Rajaskekara, Joseph Vithgatil and V.Rajagopalan, IEEE transaction on industrial
6. Selection and design of inverter output filters for UPS system, R.M. Hilloowala and S.M.Sriraghavan INT J. electronics, 1986, Vol.61, No.3, 371-385

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# POWER MODULES

The demand for large capacity high voltage power transistors with a greater number of functions is expanding rapidly, due no doubt to the advantages of power modules over discrete devices. FUJI modules feature their degree of electrical isolation. Modules are already electrically-isolated between the package and the lead terminals and so isolation of each individual component is not required. Use of these power modules will lead to the simplification of circuits, permit more compact layouts and reduce manufacturing time and costs — all important items in this energy conservation age.

## Features

- The electrically-isolated package  
FUJI modules are electrically-isolated. In ordinary discrete transistors the collector carries base plate potential. This is not so with FUJI power modules, so that several FUJI power modules can be mounted on the same cooling fin without interfering with their individual functions. This permit better utilization of heat sinks and savings in system size and weight.

## ■ Simple connections

The screw-type collector, emitter and base terminals are all on the same plane. Groups of modules can be bus bar connected.

## ■ Free wheel diodes

FUJI power modules incorporate built-in free wheel diodes for higher efficiency. Circuit designs can be simplified with reductions in both size and weight.

## ■ Planar reliability

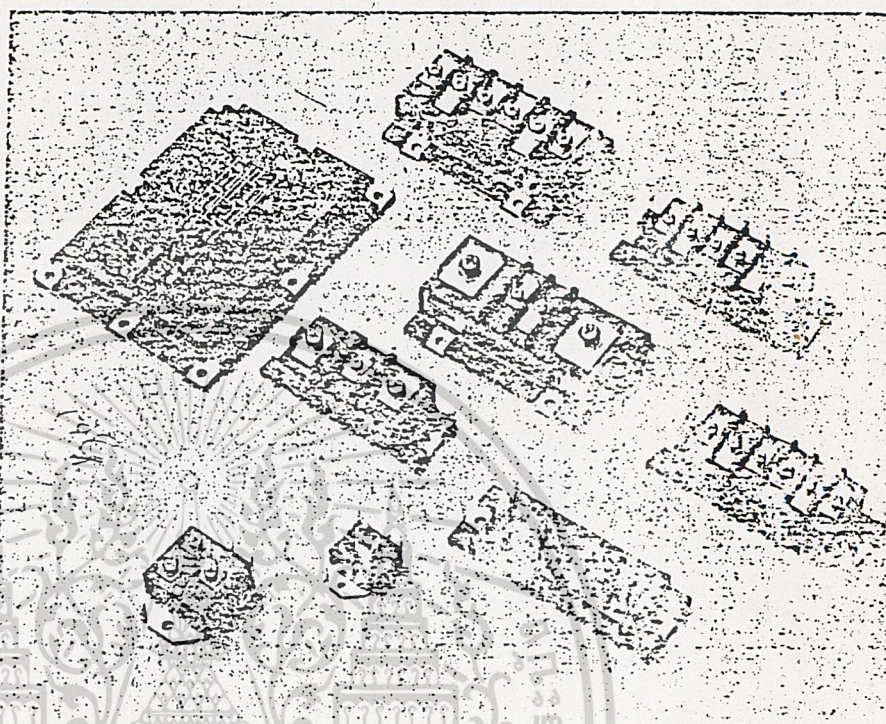
FUJI modules employ highly reliable triple diffusion planar transistors. Their dependable uniform characteristics set new standards in operational efficiency.

FUJI power modules are available in 1-pack, 2-pack and 6-pack types.

V<sub>CB0</sub>: 1000Volts, V<sub>CEx</sub>(SUS): 1000 Volts. For direct connection to 460Volt line circuits.

IC's available from 15A to 200A.

IC's can handle up to 1200A when mounted in parallel.



## Specifications

Device type	V <sub>CB0</sub>	V <sub>CE0</sub>	V <sub>CE0</sub> (sus)	I <sub>C</sub>	P <sub>C</sub>	h <sub>FE</sub> min.	I <sub>C</sub>	V <sub>CE</sub>	Switching time			Module package
	volts	volts	volts	amps.	watts		amps.	volts	t <sub>on</sub> μs	t <sub>s</sub> μs	t <sub>f</sub> μs	
ETF81-050	600	600	450	15	120	100	15	5	1	12	2	1-pack
ETG81-050	600	600	500	30	200	100	30	5	3	12	3	1-pack
ETK81-050	600	600	500	50	300	100	50	5	3	12	4	1-pack
ETK85-050	600	600	450	75	350	70	75	5	2	10	2.5	1-pack
ETL81-050	600	600	500	100	600	100	100	5	3	10	3	1-pack
ETN81-055	600	600	550	200	1000	70	200	5	2	12	3	1-pack
ET1273	1000	1000	1000*	50	400	100	50	5	3	14	2	1-pack
ET1255	1000	1000	1000*	100	1000	100	100	5	3	14	2	1-pack
ET1275	1000	1000	700	15	120	20	12	5	3	15	2	1-pack
EVG31-050	600	600	450	30	200	100	30	5	3	12	4	2-pack
EVG33-050	600	600	450	30	200	100	30	5	3	12	4	2-pack
EVK31-050	600	600	450	50	300	100	50	5	3	12	4	2-pack
EVK33-050	600	600	450	50	300	100	50	5	2	12	4	2-pack
EVK71-050	600	600	450	75	350	70	75	5	2	10	2.5	2-pack
EVL31-050	600	600	450	100	600	100	100	5	3	12	4	2-pack
EVM31-050	600	600	500	150	600	70	150	5	2	10	2.5	2-pack
EV1234	1000	1000	1000*	50	1000	100	50	5	3	15	2	2-pack
EV1255	1000	1000	1000*	100	800	200	100	5	3	15	2	2-pack
EV1274	1000	1000	1000*	20	200	100	20	5	3	12	2	2-pack
EV1277	1000	1000	1000*	30	300	100	30	5	3	12	2	2-pack
EV1298	1000	1000	1000*	150	1000	70	150	5	3	15	2	2-pack
EVF31T-050	600	600	450	15	100	100	15	5	1.5	12	2.5	6-pack
EVG32T-050	600	600	450	25	100	100	25	5	1.5	12	2.5	6-pack

\*V<sub>CEx</sub> (sus)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# TL494

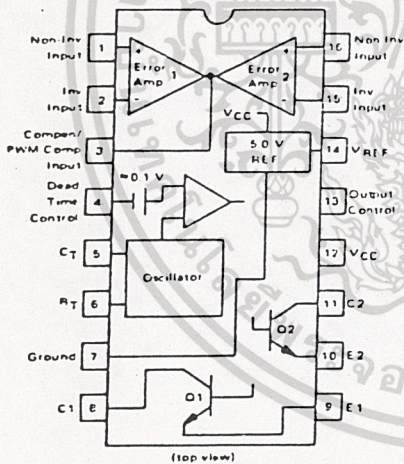
## SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- 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 Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

## SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06

The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

### Description

The TL494 is a 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 approximate oscillator frequency is determined by:

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

For more information refer to Figure 4.

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

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

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

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

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 1.5\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$f_{out} = f_{osc}$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

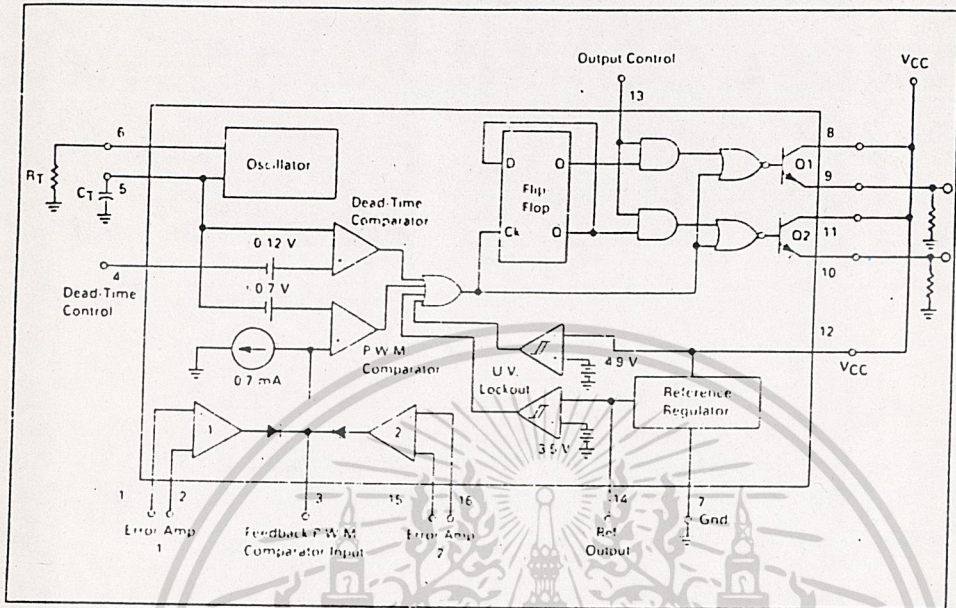
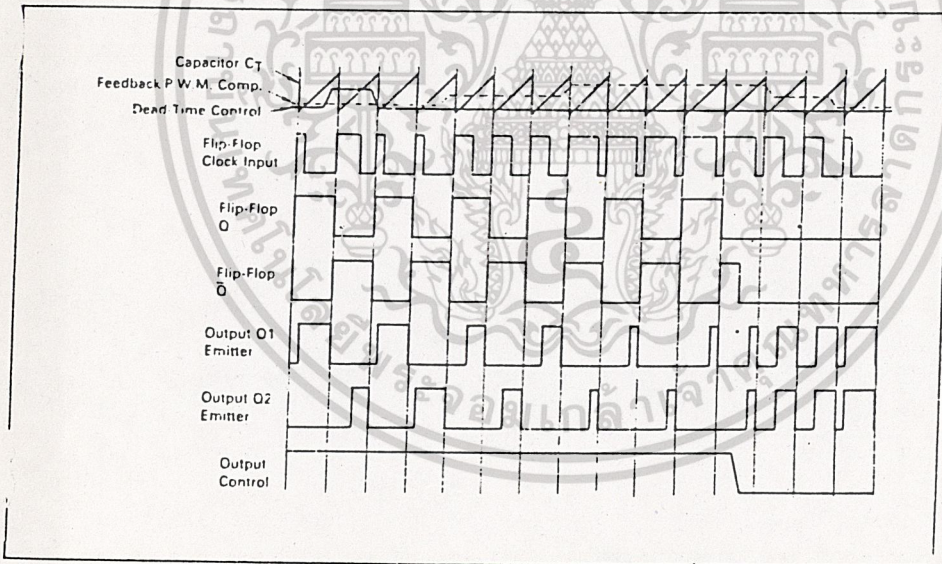


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation (at T <sub>A</sub> = 45°C)	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	125	125	—	°C
		150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to 125	-55 to 125	—	°C
		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed

**THERMAL CHARACTERISTICS**

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

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	-0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>T</sub> = 0.01 μF, R<sub>T</sub> = 12 kΩ 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	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

**REFERENCE SECTION**

Reference Voltage (I <sub>O</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I <sub>O</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	35	75	15	35	75	mA

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) unless otherwise noted.  
 For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			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 ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$ )	$I_{IB}\ (DT)$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8 —	3.3 —	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{osc}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ) ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$I_{CC}$	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )	—	—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1}}$$

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  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	TL494C.I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>OUTPUT SECTION</b>								
Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	100	—	—	-150	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(IC)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(IE)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>					
Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	-0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_c$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	65	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O^-}$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O^+}$	2.0	4.0	—	mA

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

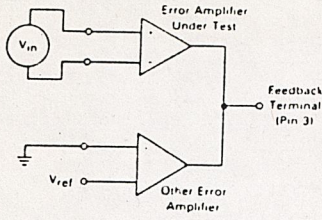


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

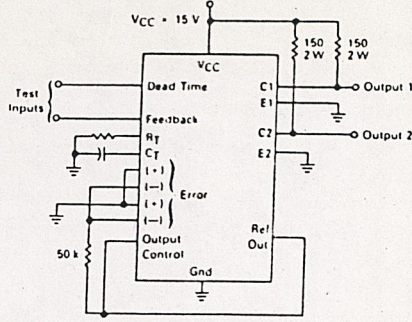


FIGURE 13 — COMMON EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

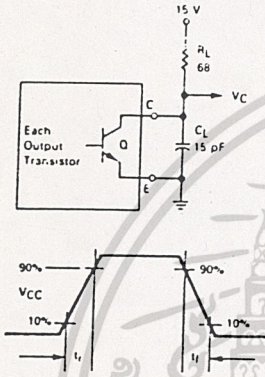


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

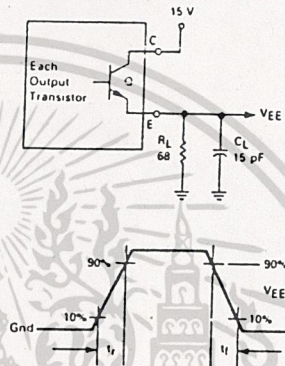


FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

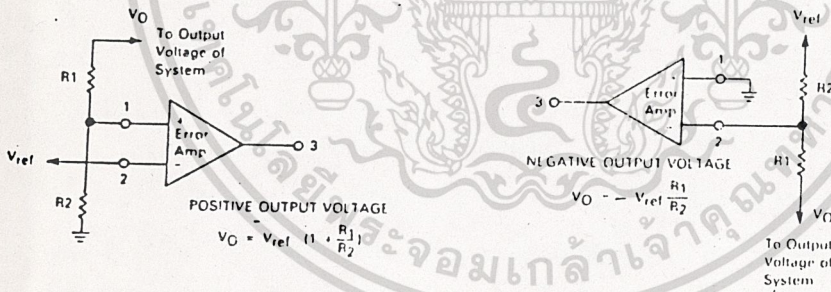
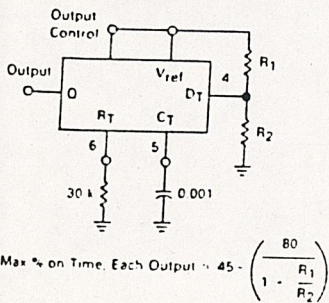
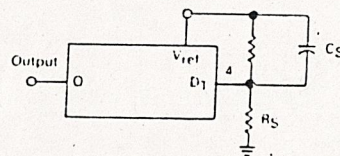


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT



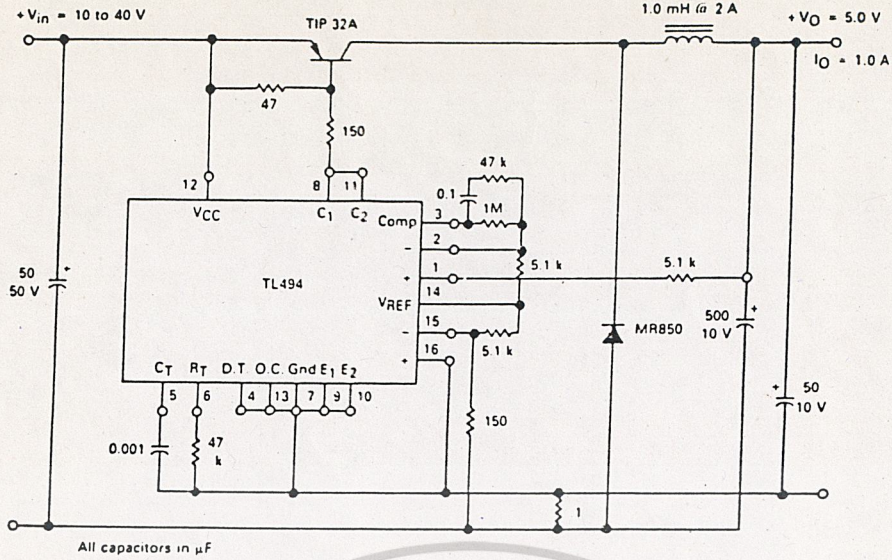
$$\text{Max \% on Time, Each Output} = 45 \cdot \left( \frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$$

FIGURE 17 — SOFT START CIRCUIT



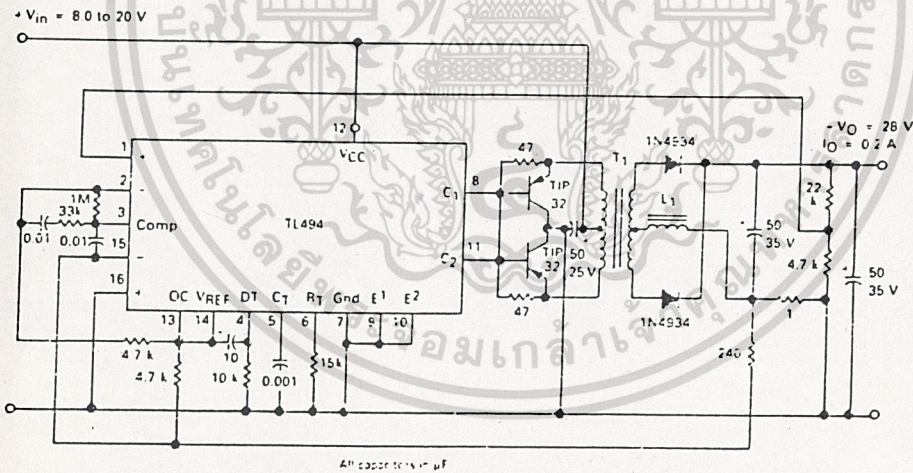
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV p-p P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



L1 — 3.5 mH ( $\mu$  0.3 A)  
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG  
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 40 \text{ V}$	12 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_O = 1 \text{ mA to } 1 \text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_O = 1.0 \text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_O = 1 \text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและตัวอักษรอย่างใดอย่างหนึ่งจากเอกสารนี้ที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA LINEAR INTERFACE DEVICES

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY  
versus TIMING RESISTANCE

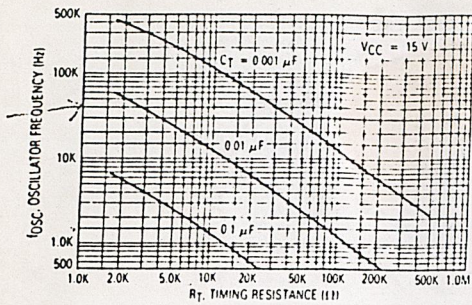


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE  
versus FREQUENCY

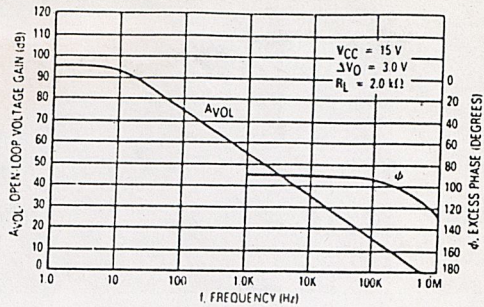


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus  
OSCILLATOR FREQUENCY

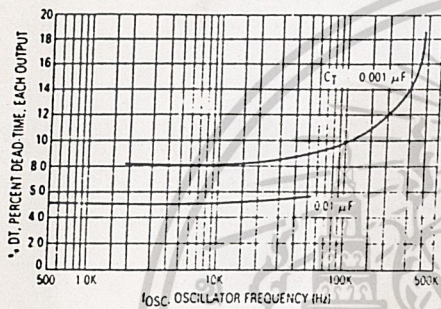


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus  
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

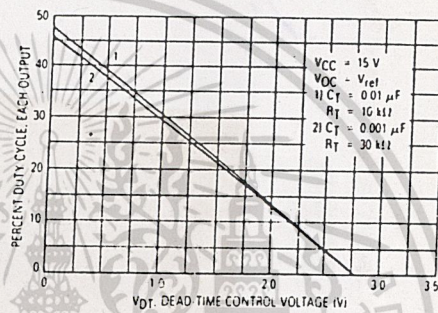


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION  
OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus  
EMITTER CURRENT

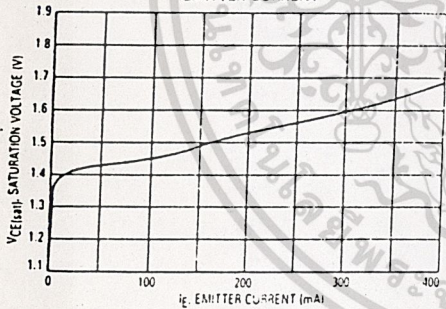


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION  
OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus  
COLLECTOR CURRENT

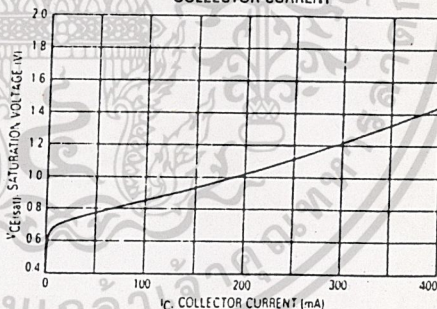
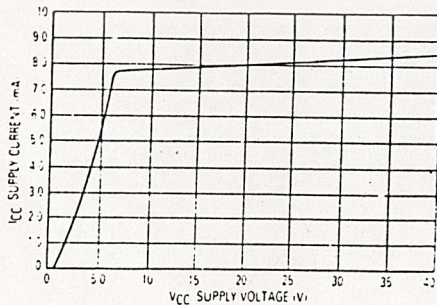


FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT  
versus SUPPLY VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้