

เครื่องกำเนิดโอโซนพลังงานแสงอาทิตย์  
SOLAR ENERGY OZONE GENERATOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน...46556  
วัน, เดือน, ปี- 4 เม.ย. 2546

b.....  
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องกำเนิด โอโซนพลังงานแสงอาทิตย์

TITLE

SOLAR ENERGY OZONE GENERATOR

นักศึกษา

นายทศพล กล้ากมลเลิศ รหัสประจำตัว 43015815

นายพันธุ์เทพ ชูสกุล รหัสประจำตัว 43015827

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

ผศ.อุทัย ศรีธีระวีโรจน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้รับ  
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

  
(อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องกำเนิดโอโซนพลังงานแสงอาทิตย์

TITLE

SOLAR ENERGY OZONE GENERATOR

นักศึกษา

นายทศพล กล้ากมลเลิศ รหัสประจำตัว 43015815

นายพันธุ์เทพ ชูสกุล รหัสประจำตัว 43015827

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้รับ  
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

(กรรมการคุมสอบ)

(กรรมการคุมสอบ)

(กรรมการคุมสอบ)

(กรรมการคุมสอบ)

(กรรมการคุมสอบ)

ลิขสิทธิของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องกำเนิด โอ โชนพลังงานแสงอาทิตย์  
โดย นายทศพล กล้ากมลเลิศ รหัสประจำตัว 43015815  
นายพันธุ์เทพ ชูสกุล รหัสประจำตัว 43015827  
อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์ ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์  
ระดับการศึกษา ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม  
ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม  
ปีการศึกษา 2544

#### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการศึกษา แสดงถึงเครื่องผลิตก๊าซโอ โชนจากพลังงานแสงอาทิตย์ โดยการประยุกต์ใช้ทฤษฎีไฟฟ้าแรงสูง การทำงานเริ่มจากนำพลังงานแสงอาทิตย์มาแปลงเป็นพลังงานไฟฟ้าซึ่งมีขนาดแรงดันกระแสตรง 12 โวลต์ ผ่านเข้าวงจร ดิซี - ดิซี คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะผลิตไฟฟ้าแรงสูงประมาณ 5 กิโลโวลต์ แล้วจ่ายให้แก่แผงอิเล็กทรอนิกส์เพื่อสร้างก๊าซโอ โชนออกมา โดยอาศัยปรากฏการณ์โคโรนา ซึ่งสามารถควบคุมปริมาณได้

**PROJECT TITLE**        **SOLAR ENERGY OZONE GENERATOR SYSTEM**  
**STUDENT**                **Mr. Totsapol    Klakamonlert    No. 43015815**  
                                     **Mr.Punthep    Chusakul        No. 43015827**  
**ADVISOR**                **Asso.Prof. Utai Sritheeravirojana**  
**COURSE**                 **Bachelor of Industrial Technology in Telecommunication**  
**DEPARTMENT**         **Industrial Technology**  
**YEAR**                    **2001**

**ABSTRACT**

This thesis presents the ozone generator which used solar energy that applied voltage theory. First ,solar energy transfer to electrical energy that direct voltage 12 volt. Later ,sent to DC-DC converter and high voltage generator which generate high voltage about 5 kilovolt. Then sent to electrode for generated ozone, which used corona phenomena. Ozone can control quantity by duty cycle.

## กิตติกรรมประกาศ

จากความสำเร็จในการสร้าง เครื่องกำเนิดไอโซน คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ (อาจารย์ที่ปรึกษา) ที่ได้ให้คำชี้แนะให้การสนับสนุนให้ความช่วยเหลือในทุกๆด้านและท่านอาจารย์ ภาควิชาเคมี ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำวิธีในการทำทดลองทางด้านภาคเคมี และสุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ให้การสนับสนุน จนกระทั่งโครงการนี้สำเร็จ ลุล่วงไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



## สารบัญ

เรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์ของ โครงการงาน	1
1.2 ขอบเขตของ โครงการงาน	1
บทที่ 2 ไอโซน	
2.1 การกำเนิด ไอโซน	3
2.2 ข้อควรระวัง	4
2.3 อุณหภูมิ	4
2.4 คุณสมบัติ	4
บทที่ 3 คอนเวอร์เตอร์	
3.1 พื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	6
3.2 พืช-พืตกอนเวอร์เตอร์	10
3.3 เพาเวอร์มอสเฟต	16
3.4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	21
3.5 หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง	26
บทที่ 4 คอนโทรลเลอร์	
4.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์	37
4.2 คุณสมบัติทางเทคนิคของ PIC16F84	37

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง

หน้า

4.3	สถาปัตยกรรมของ PIC16F84	39
4.4	การป้อนสัญญาณนาฬิกาให้แก่ PIC16F84	42
4.5	การจัดสรรหน่วยความจำและแอสติก	43
4.6	การจัดสรรหน่วยความจำรีจิสเตอร์ควบคุมและสแต็ก	43
4.7	ชุดคำสั่งของ PIC16F84	51

บทที่ 5	การออกแบบและการทดลอง	
5.1	การทำงานของวงจร	52
5.2	ภาคตั้งเครื่องกำเนิดไอโซน	55
5.3	ภาคไมโครคอนโทรลเลอร์	56
5.4	ภาคของการทดลองไอโซน	62

ภาคผนวก ก. รหัสโปรแกรมควบคุมตัวไขว้เกลียวของ PIC16F84

ภาคผนวก ข.  
บรรณานุกรม

## สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	แสดงระดับ โอ โชนและผลที่เกิดขึ้น	5
รูปที่ 3.1	แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ	7
รูปที่ 3.2	แสดงวงจรพื้นฐานของ พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 3.3	แสดงการหน่วงเวลาของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	12
รูปที่ 3.4	แสดงการกำหนดเวลาเพื่อ $t_d$	12
รูปที่ 3.5	แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด $D_1$ และ $D_2$	13
รูปที่ 3.6	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	17
รูปที่ 3.7	แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟต	19
รูปที่ 3.8	แสดงวงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน	22
รูปที่ 3.9	แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM	23
รูปที่ 3.10	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาไอซี TTL	23
รูปที่ 3.11	แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T, C_T$ ในการกำหนดความถี่	24
รูปที่ 3.12	แสดงรูปคลื่นทำงานของ TL494	25
รูปที่ 3.13	แสดงการเลือกใช้อัตุ์พุตของ TL494	26
รูปที่ 3.14	แสดงส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง	27
รูปที่ 3.15	แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	28
รูปที่ 3.16	แสดงช่องคั่นอากาศในแกนเฟอร์ไรต์	31
รูปที่ 3.17	แสดงความสัมพันธ์ของหม้อแปลง	31
รูปที่ 3.18	แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวน	32
รูปที่ 3.19	แสดงการเกิดฟลักซ์รั่ว	33
รูปที่ 3.20	แสดงฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ	33
รูปที่ 3.21	แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้น	34
รูปที่ 3.22	แสดงการพันขดลวดโดยการใช้ขดลวดทองแดงขนานกัน	35
รูปที่ 3.23	แสดงการพันขดลวดแบบปกติ	35
รูปที่ 3.24	แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่ว	35
รูปที่ 3.25	แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน	35
รูปที่ 3.26	แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น	35
รูปที่ 4.1	แสดงสถาปัตยกรรมของ PIC16F84	39

## สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.2	แสดงการจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84	40
รูปที่ 4.3	แสดงรายละเอียดโดยสรุปของขาต่อใช้งาน	41
รูปที่ 4.4	แสดงกระบวนการไปป์ไลน์	42
รูปที่ 4.5	แสดงรายละเอียดของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ STATUS	45
รูปที่ 4.6	แสดงรายละเอียดของต่างๆในรีจิสเตอร์ OPTION	46
รูปที่ 4.7	แสดงรายละเอียดของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ INTCON	47
รูปที่ 4.8	แสดงการถ่ายทอดข้อมูลในโปรแกรมเค้านเตอร์	48
รูปที่ 4.9	แสดงรายละเอียดทั้งหมดของรีจิสเตอร์ไฟล์ทั้งหมด	49
รูปที่ 4.10	แสดงรายละเอียดการทำงานทั้งหมดของ PIC16F84	51
รูปที่ 5.1	แสดงส่วนของภาคจ่ายไฟ 12 โวลต์	52
รูปที่ 5.2	แสดงส่วนของภาคจ่ายไฟ 5 โวลต์	52
รูปที่ 5.3	แสดงส่วนของวงจรสร้างพัลส์	53
รูปที่ 5.4	แสดงส่วนของพัลส์ที่ออกจากไอซี TL494	54
รูปที่ 5.5	แสดงส่วนของค่าควิต์ไซเคิลที่ 20 เปอร์เซ็นต์	54
รูปที่ 5.6	แสดงส่วนของค่าควิต์ไซเคิลที่ 25 เปอร์เซ็นต์	55
รูปที่ 5.7	แสดงส่วนของค่าควิต์ไซเคิลที่ 30 เปอร์เซ็นต์	55
รูปที่ 5.8	แสดงส่วนของค่าควิต์ไซเคิลที่ 35 เปอร์เซ็นต์	56
รูปที่ 5.9	แสดงส่วนของค่าควิต์ไซเคิลที่ 40 เปอร์เซ็นต์	56
รูปที่ 5.10	แสดงส่วนของวงจรสวิทช์ชิ่ง	57
รูปที่ 5.11	แสดงส่วนของภาคสังเคราะห์ก๊าซไฮโซน	58
รูปที่ 5.12	แสดงส่วนของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84	59
รูปที่ 5.13	แสดงส่วนของพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์	60
รูปที่ 5.14	แสดงส่วนของโฟลว์ชาร์ทการทำงานของโปรแกรม	61
รูปที่ 5.15	แสดงส่วนของตารางปริมาณไอโซนที่สังเคราะห์ได้	63

# บทที่ 1

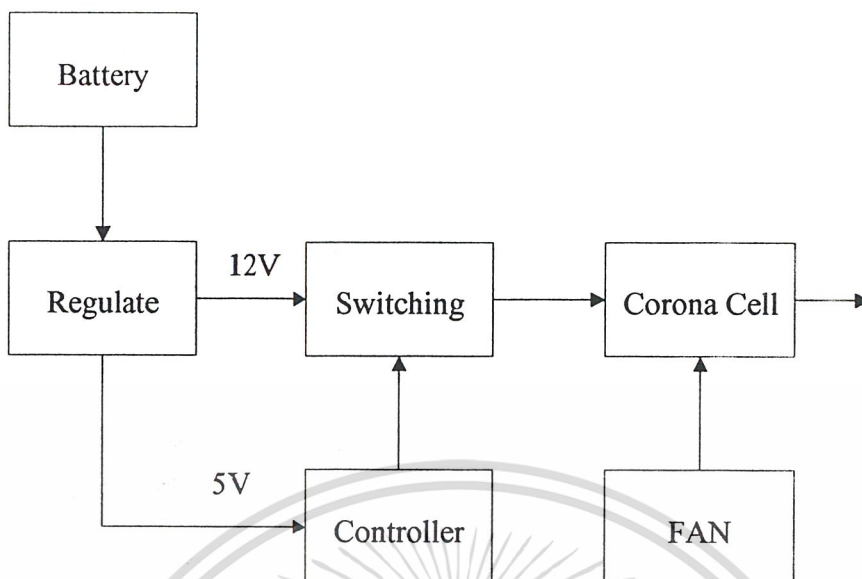
## บทนำ

### วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาปรากฏการณ์โคโรนาและสนามไฟฟ้า
2. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรสวิตซ์ซึ่ง
3. ศึกษาการสังเคราะห์ก๊าซโอโซน
4. สามารถควบคุมการทำงานได้และใช้งานได้จริง

### ขอบเขตของโครงการ

ขอบเขตของโครงการเริ่มจากการรับไฟจากแบตเตอรี่ 12 โวลต์ซึ่งสะสมพลังงานจากแสงอาทิตย์เพื่อจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับวงจรภายในโครงการโดยจะเข้าสู่ภาคแหล่งจ่ายเพื่อรักษาระดับแรงดันให้ได้ 12 โวลต์ และลดแรงดันลงมาเหลือ 5 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับคอนโทรลเลอร์ โดยในส่วนของแรงดัน 12 โวลต์ จะจ่ายไปยังส่วนของวงจรสวิตซ์ซึ่งความถี่สูงเพื่อทำการแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับประมาณ 200 โวลต์ จากนั้นจ่ายให้กับหม้อแปลงพลาสม่า ซึ่งจะได้อุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 5000 โวลต์ ต่อจากนั้นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ก็จะถูกส่งไปยังเส้นลวดที่อยู่บนแผงอิเล็กทรอนิกส์เพื่อทำให้เกิดปรากฏการณ์โคโรนาซึ่งเมื่ออากาศหรือออกซิเจนนั้นไหลผ่านแผงอิเล็กทรอนิกส์ที่กำลังเกิดปรากฏการณ์โคโรนา ซึ่งจะทำให้เกิดก๊าซโอโซนขึ้นมาโดยที่สามารถปรับปริมาณ โอโซนที่เกิดขึ้นได้โดยมีคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนทำหน้าที่ควบคุมส่วนสวิตซ์ซึ่งเพื่อให้ได้ปริมาณตามต้องการ



จากรูปภาค Battery จะจ่ายไฟ 12V ออกมาให้กับวงจร Regulate จากนั้น Regulate จะจ่ายไฟ 12V และ 5V ออกมาให้กับภาค Switching และภาคคอนโทรลเลอร์ จากนั้นภาคสวิตช์ ซึ่งจะส่งพัลส์ออกไปที่หม้อแปลงและหม้อแปลงก็จะส่งไฟตรงประมาณ 5000 V ให้กับชุด Corona หรือ แผงอิเล็กทรอนิกส์นั่นเองเพื่อสังเคราะห์ก๊าซโอโซนต่อไป โดยจะทำการควบคุมลมที่เข้าสู่ชุดโคโรนาด้วยพัดลม

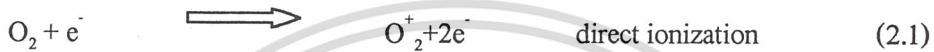
## บทที่ 2

### โอโซน

#### 2.1 การกำเนิดโอโซน

โอโซน ( $O_3$ ) เกิดขึ้นได้จากการแตกตัวของออกซิเจน ( $O_2$ ) และรวมตัวกันเป็นโอโซน  
ดังสมการ

1. Oxygen – free radicals are generated by ionic process:



2. Ozone is generated by free radical reactive:



การทำให้ออกซิเจนในอากาศแตกตัวได้มีผลมาจากความเครียดสนามไฟฟ้าสูงจนอิเล็ก-  
โตรดปล่อยอิเล็กตรอนออกมา ดังนั้นแรงดันไฟฟ้ามีความสำคัญในการกำเนิดโอโซนที่มี ความ  
สัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างขั้วของอิเล็กโตรดและความดัน

$$V = k_1 \cdot P \cdot g$$

V : แรงดันที่จำเป็น

P : ความดันที่ช่องอากาศ

g : ระยะแกป

ในทำนองเดียวกัน ความสามารถในการกำเนิดโอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่  
ค่าคงที่และแรงดันกำลังสอง และ ผกผันกับความหนาของไดอิเล็กตริก

$$\text{Yield} = \frac{k_1(f \cdot e \cdot V)^2}{d}$$

d

เมื่อ f : ความถี่

V : แรงดัน

e : ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

d : ความหนาของไดอิเล็กตริก

จากสมการดังกล่าวจะพบว่าปัญหาในการออกแบบเครื่องกำเนิด โอโซนคือต้องพยายามทำให้ไดอิเล็กตริกบางที่สุดเท่าที่จะทำได้และต้องทนแรงดันได้สูงด้วยขณะเดียวกันเพื่อให้ได้โอโซนมากๆเราก็ต้องเพิ่มแรงดันให้สูงๆด้วย

ในอีกทางหนึ่งขณะที่แรงดันสูงๆถูกนำมาใช้สารไดอิเล็กตริกก็จะเสียหายได้ง่ายขึ้นในปัจจุบันมีวิธีที่นิยมในการเพิ่มปริมาณ โอโซนที่ต้องการ โดยการเพิ่มความถี่ของกระแสที่ใช้ นอกจากนี้ยังมีการเพิ่มคุณภาพของ ไดอิเล็กตริกให้มีคุณภาพยิ่งขึ้นด้วย

## 2.2 ข้อควรระวัง

วัสดุที่ใช้ในระบบการสร้างโอโซนนั้นจะต้องระมัดระวังอย่างมากเพราะว่า โอโซนนั้นมีความสามารถในการทำปฏิกิริยาสูง (Oxidized) กับวัสดุจำพวกยางหรือพลาสติกบางชนิดและอลูมิเนียมจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ วัสดุที่ควรนำมาใช้ ได้แก่ สแตนเลส แก้ว เทฟลอนและคอนกรีต

## 2.3 อุณหภูมิ

ถ้าอุณหภูมิที่ป้อนเข้าเซลล์สร้างโอโซนมีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้เกิดอัตราการเกิดโอโซนลดลงขณะที่การสลายตัวของโอโซนเพิ่มขึ้น ซึ่งแสดงว่าการระบายความร้อนให้กับเซลล์โอโซนนั้นเป็นสิ่งที่จะต้องอย่างมากในการที่จะทำให้เครื่องกำเนิดโอโซนนั้นมีประสิทธิภาพมากขึ้น

## 2.4 คุณสมบัติ

- เป็นก๊าซที่เกิดจากออกซิเจนถูกกระตุ้นด้วยกระแสไฟฟ้าแรงสูง (High Voltage) หรือรังสีอัลตราไวโอเล็ต
- พบได้ทั้งชั้นบรรยากาศสตราโตสเฟียร์
- มีค่าออกซิเดชัน (Oxidation Potential) สูงถึง 2.07 โวลต์
- การละลายน้ำของโอโซนเกิดได้ที่อุณหภูมิต่ำ
- สามารถคงตัวได้นานที่ค่า pH ต่ำ
- สามารถทำลายไวรัส และ แบคทีเรียได้
- สามารถออกซิไดซ์กับสารอื่นได้เป็นอย่างดี
- มีน้ำหนักโมเลกุลเท่ากับ 48

- ความสามารถในการละลายน้ำที่ความดัน 1 บรรยากาศ 25 องศาเซลเซียส คือ 6 มิลลิกรัมต่อลิตร
- จุดเดือด 122 องศาเซลเซียส
- จุดหลอมเหลว 192 องศาเซลเซียส

## 2.5 ระดับของโอโซนและผลที่เกิดขึ้น

Ozone Level (ppm. : part per million)	Effect
0.001-0.125	ระดับที่พบในชั้นบรรยากาศ คำนีแปรผันตามตำแหน่งและสภาพบรรยากาศแวดล้อม
0.05	ระดับสูงสุดที่ผลิตจาก Electric air cleaner และอุปกรณ์ในบ้าน
0.1	ระดับสูงสุดที่ยอมรับให้มีในบรรยากาศ บริเวณอุตสาหกรรมและที่สาธารณะ
0.3	เริ่มปรากฏผลต่อสิ่งมีชีวิตที่สัมผัสโดยตรง ในพืชเกิดจุดดำสีซีด มีใบตาย ในสัตว์เกิดระคายเคืองต่อทางเดินหายใจ
0.5	เกิดอาการปวดศีรษะ ปอดถูกทำลาย ติดเชื้อทางเดินหายใจ
1.00 – 2.00	ใช้ในการทดสอบ การสูดดมเป็นเวลา 2 ชั่วโมงเกิดอาการป่วยคือ ปวดศีรษะ ปวดหน้าอก และทางเดินหายใจแห้งผาก
1.4 – 5.6	การทดสอบกับต้นถั่วพบว่าใน 70 วินาที ใบถั่วเกิดอาการป่วยรุนแรง
25 up	เป็นอันตรายเฉียบพลันต่อสิ่งมีชีวิต ในการทดสอบกับสัตว์พบอาการป่วยซึ่งน่าจะเป็นขั้นสุดท้ายแล้ว

( ข้อมูลจาก IDA : International Ozone Association )

ตารางที่ 2.1 ระดับของ โอโซนและผลที่เกิดขึ้น

## บทที่ 3

### คอนเวอร์เตอร์

#### 3.1 พื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

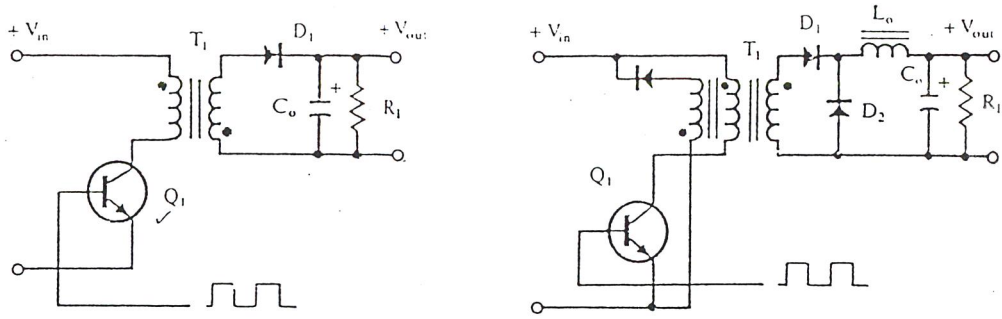
คอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นส่วนสำคัญมากในสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คอนเวอร์เตอร์นั้นมีด้วยกันอยู่หลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรภายในของคอนเวอร์เตอร์แบบนั้นๆ โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนั้นๆ โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์ แบบใดนั้นสามารถพิจารณาถึงลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำหนดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าวนั้นจะทำให้ผู้ออกแบบทราบข้อจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคา เพื่อตัดสินใจว่าจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดจะดีที่สุดจากคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆดังนี้

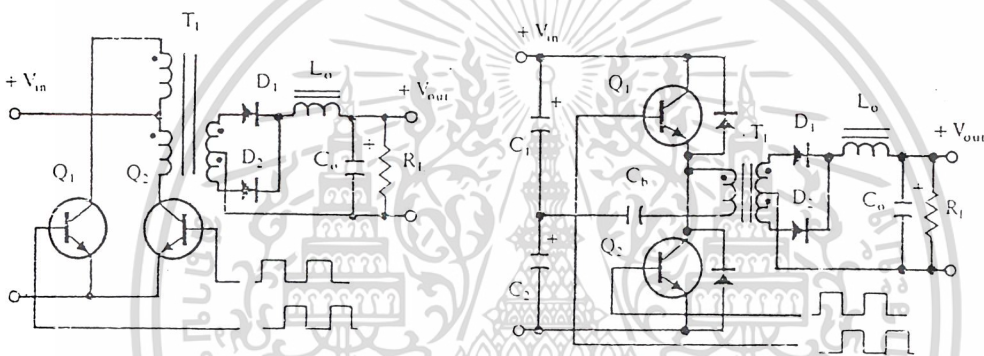
1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ( Flyblack Converter )
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ( Forward Converter )
3. พูช – พูลคอนเวอร์เตอร์ ( Push – Pull Converter )
4. ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ( Half – Bridge Converter )
5. ฟูล – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ( Full – Bridge Converter )

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้จะมีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนักและค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้และยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ ส่วนวงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แสดงไว้ในภาพที่ 3.1



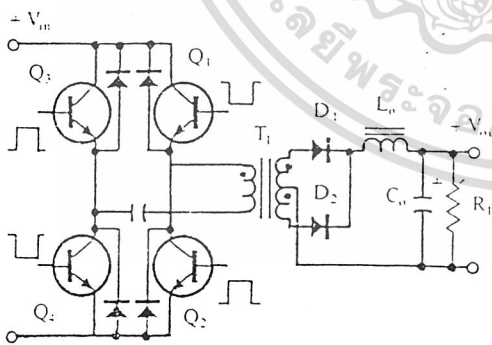
(ก)

(ข)



(ค)

(ง)



(จ)

รูปที่ 2.1 (ก) ปลายแบบคอนเวอร์เตอร์

(ข) พอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

(ค) พูล-พูลคอนเวอร์เตอร์

(ง) ฮาส์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

(จ) พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

### ภาพที่ 3.1 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 3.1 ( ก ) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบสเนื่องจากหม้อ-แปลง  $T_1$  จะกำหนดขอไพรมารีและเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแสไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสจึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารีของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคันดารี  $D_1$  ก็จะถูกไบแอสตรงพลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารีและมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของการทำงานของ  $Q_1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาค่อนข้างถูก

## 2. ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 3.1 ( ข ) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่หม้อแปลง  $T_1$  ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไพรมารี และขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแสไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L_0$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน  $L_0$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวด้วย เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแสไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน  $L_0$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อม ดังนั้นไดโอด  $D_2$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง  $L_0$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัว  $L_0$  และ  $D_2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่  $Q_1$  นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตามตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีราคาสูงกว่า

### 3. พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสจะทำให้ปัญหานี้ลดลงได้ ดังนั้นพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นจึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตซ์ซึ่งเพา-เวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากภาพที่ 3.1 (ค)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน  $L_0$  ไปยังโหลดได้ เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส  $Q_2$  จะเริ่มนำกระแส  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน  $L_0$  ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงมีกระแสไหลอย่างต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบอย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน

### 4. ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับ พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากภาพที่ 3.1 (ง) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้นเมื่อ  $Q_1$  และ  $Q_2$  สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของ พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟรมารีจึงมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  เพื่อแบ่งแรงดันกระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารีจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

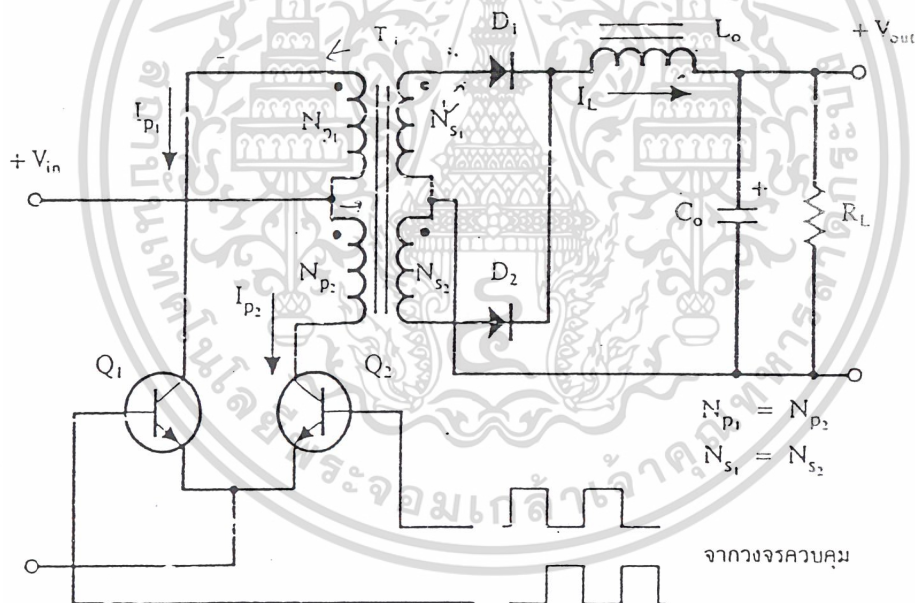
### 5. ฟูล – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 3.1 (จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย  $Q_1$  จะนำกระแสพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  จะนำกระแสพร้อมกับ  $Q_3$  กระแสไหลผ่านขดไฟรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ – บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ข้อได้เปรียบของ ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไฟโพรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตกระแสที่ไหลผ่านขดไฟโพรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงาน ได้สูงกว่าคั้งนั้นสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เป็นหลัก

### 3.2 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของ พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ ( Push-Pull Converter ) เปรียบเหมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อรวมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลา ในลักษณะกลับเฟสทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ถึง 1000 วัตต์อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูง รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตร ในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ง่าย



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของ พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์

### 3.2.1 การทำงานของ พูช – พูลคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.2 เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานโดยการนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส จะมีกระแสไพรมารี  $I_p$  ไหลผ่านขด  $N_{p1}$  ทำให้ไดโอด  $D_1$  อยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงทำให้เกิดกระแสไหลที่ขดเซคันดารี  $N_{s2}$  ผ่านไดโอด  $D_2$  ผ่านไปยัง  $L_o$  ในระหว่างที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  นำกระแส จะเกิดแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  มีค่าประมาณ  $2V_{in}$  ในเวลาครึ่งคาบที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  นำกระแสจะมีกระแสไพรมารีไหลผ่านขดไพรมารี  $N_{p2}$  ทำให้ไดโอด  $D_2$  อยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับส่วนไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงทำให้เกิดกระแสไหลที่ขดเซคันดารี  $N_{s1}$  ผ่านไดโอด  $D_1$  ผ่านไปยัง  $L_o$  เพื่อจ่ายกระแสไปยังโหลดต่อไปและในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  นำกระแสจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  เท่ากับ  $2V_{in}$

### 3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead Time)

วัตถุประสงค์เพื่อไม่ให้เพาเวอร์มอสเฟตมีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป ซึ่งเกิดจากสาเหตุหลัก 2 ประการคือ

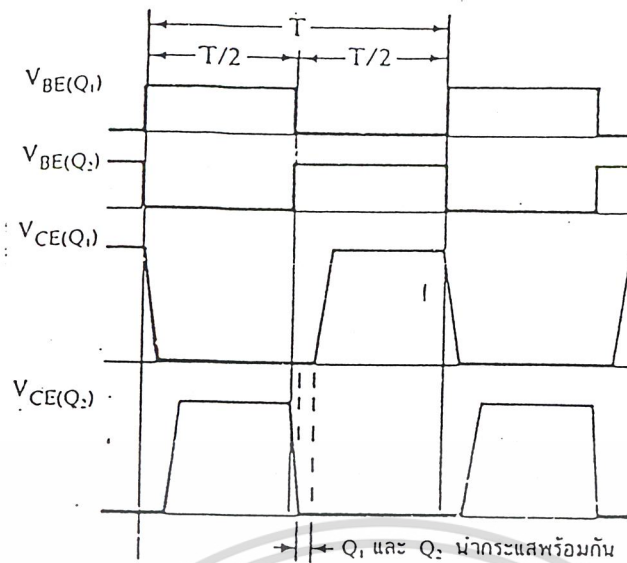
1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแส ถ้าเกิดการดึงกระแสจากโหลดมากขึ้นทำให้วงจรถูกควบคุมสั่งให้เพิ่มช่วงเวลานำกระแสจากโหลดมากขึ้นทำให้วงจรถูกควบคุมสั่งให้เพิ่มช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นส่งผลให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวมีค่าลดลงทำให้เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในหม้อแปลงซึ่งจะเป็นผลทำให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

2. เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสพร้อมกันในกรณีนี้เกิดได้จากการตอบสนองที่ช้าของเพาเวอร์มอสเฟต จากประจวบสมในการคายประจุของเพาเวอร์มอสเฟตออกเพื่อให้ตัวมันหยุดนำกระแสการกำหนดเวลาเพื่อให้กับเพาเวอร์มอสเฟต จะใช้เวลาไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์เวลาครึ่งคาบดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะมีค่าไม่เกิน

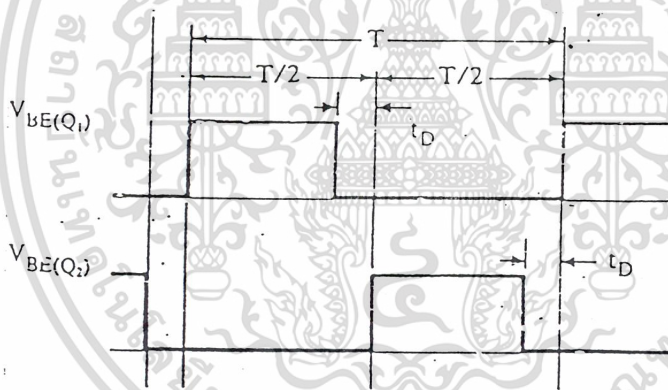
$$T_{ON(MAX)} = 0.8 \times (T/2)$$

$$T_{ON(MAX)} = \text{ช่วงเวลาที่สวิทช์ปิด}$$

$$T = \text{ช่วงเวลาใน 1 คาบเวลา}$$



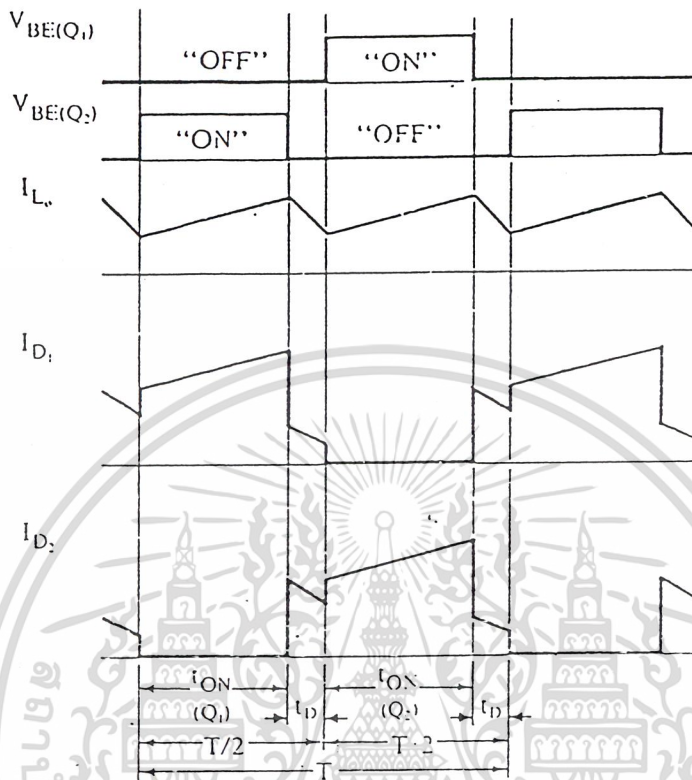
รูปที่ 3.3 แสดงการหน่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูป 3.4 แสดงการกำหนดเวลาเพื่อ  $t_d$

จากรูปที่ 3.4 ในช่วงเวลาเพื่อนี้  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันซึ่งเปรียบได้กับเวลา  $t_{OFF}$  ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตใช้  $L_0$  จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากจาก พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายบิล ในกรณีนี้ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด  $N_{S1}$  และ  $N_{S2}$  เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมพลังงานในโช้ค  $L_0$  โดยกระแสจะไหลจากโช้ค  $L_0$  ถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  แต่มีพลังงานที่สะสมในโช้ค  $L_0$  เป็นผลให้มีกระแสไหลในขดเค้นคาร์รีเพียงขดเดียว เนื่องจากไดโอดที่คั่นกับขดเค้นคาร์รีที่เหลืออยู่ในลักษณะไบแอสกลับ

ทำให้มีกระแสลดทอนกระแสที่ได้จากโหลด  $L_0$  ดังนั้นกระแสขบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเผื่อของ ไดโอดตัวหนึ่งจะมีค่ามากกว่าอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังในรูปที่ 3.5



รูป 3.5 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุต โหลด  $L_0$

### 3.2.3 การไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์

การเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงซึ่งจะทำให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวอย่างรวดเร็วและเพาเวอร์มอสเฟตเกิดการพังเสียหายขึ้นได้ซึ่งมีสาเหตุมาจากการที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีช่วงเวลาก่อนหยุดนำกระแส (turn off time) ไม่เท่ากันอย่างแท้จริง ถ้าเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดใช้เวลาในการหยุดนำกระแสมากกว่า จะทำให้ค่ากระแสสูงสุดของมัน ในช่วงที่นำกระแสมีค่ามากกว่าของอีกตัวหนึ่งลักษณะเช่นนี้จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงมีลักษณะไม่สมมาตรและจะมีการเลื่อนของค่าฟลักซ์สูงสุดที่เกิดขึ้น โดยค่าฟลักซ์สูงสุดจะวิ่งเข้าหาจุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ถ้าแกนเกิดการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กก็จะเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์มอสเฟต

### 3.2.4 การคำนวณเพื่อการออกแบบของพวง – พูล คอนเวอร์เตอร์ค่าแรงดันเอาต์พุต

การจัดวงจรด้านไพรมารีกับด้านเซคันดารีของ พวง – พูลคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเดียวกันกับการจัดวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์โดยมีคาบเป็นครึ่งหนึ่งของการทำงานในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์และมีการเผื่อเวลา Dead Time ด้วยดังนั้น

$$V_{OUT} = \frac{[N_S/N_P] \cdot [V_{IN} - V_{DS(SAT)}] t_{ON} - V_D}{T/2} \quad (3.2)$$

เมื่อ	$V_{OUT}$	คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
	$V_{IN}$	คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์
	$V_{DS}$	คือ แรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟต
	$V_D$	คือ แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเอาต์พุตขณะนำกระแส
	$N_P$	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$N_S$	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี

การกำหนดจำนวนรอบ  $N_P/N_S$

$$N_P/N_S = \frac{[V_{IN(min)} - V_{DS(SAT)}] \cdot t_{ON(max)}}{[V_{OUT} + V_D] \cdot [T/2]} \quad (3.3)$$

การกำหนดจำนวนรอบ  $N_P$

$$N_P/N_S = \frac{[V_{IN(min)} - V_{DS(SAT)}] \cdot t_{ON} \times 10^8}{\Delta B_{max} \Delta C} \quad (3.4)$$

แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวนำกระแส

$$V_{DS} = V_{IN(min)} + (N_P/N_S) V_{IN} \quad (3.5)$$

แต่เนื่องจาก  $N_P = N_S$  ดังนั้น

$$V_{DS(max)} = 2 V_{IN(min)} \quad (3.6)$$

อย่างไรก็ตามยังมีแรงดันสไปค์ ( Spike ) ที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลง โดยอาจมีค่าสูงถึง 30 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันอินพุตเพื่อความปลอดภัยค่าอัตราทนแรงดันสูงสุด  $V_{DS(max)}$  ที่มีค่าต่ำสุดเท่ากับ

$$V_{DS(max)} = 1.3 \times 2 V_{IN(min)} \quad (3.7)$$

### กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัว

ใน 1 คาบเวลามีกระแสไพรมารีไหลถึงสองครั้งหรืออาจกล่าวได้ว่าคาบเวลาลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นค่ากระแสไพรมารีหาได้จาก

$$I_p = \frac{P_o T}{(2\eta V_{IN(min)} \times t_{ON})} \quad (3.8)$$

ค่ากระแสไพรมารีสูงสุด เมื่อคิดโดยรวมกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กด้วย

$$I_p = \frac{P_o T}{(2\eta V_{IN(min)} \times t_{ON})} + \frac{[V_{IN(min)} - V_{DS(SAT)}] \cdot t_{ON(max)}}{L_p} \quad (3.9)$$

### 3.2.5 ข้อดี – ข้อเสียของพูน – พูลคอนเวอร์เตอร์

#### ข้อดี

1. กระแสที่ผ่านสวิตซ์ซิงเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวต่ำ
2. สวิตซ์ซิงเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน
3. ปริมาณของแกนเหล็กเล็ก

#### ข้อเสีย

1. เพาเวอร์มอสเฟตต้องทนค่าแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของ  $V_{IN}$  บวกกับแรงดันสไปค์ที่เกิดการเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลง
2. เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนหม้อแปลง เนื่องจากการนำกระแสไม่เท่ากันของเพาเวอร์มอสเฟตในแต่ละครั้งคาบ

## การแก้ไขผลจากข้อเสีย

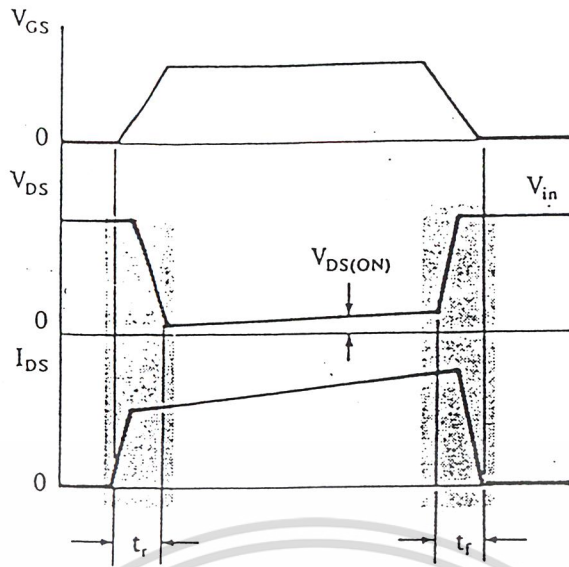
- 1.เลือกเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันมากกว่า 2 เท่าของแรงดันป้อนเข้าและบวกแรงดัน  $\sigma$  ไปค้ โดยมีไดโอดป้องกันระหว่างขาเกตและขาซอสของเพาเวอร์มอสเฟต
- 2.แก้ไขการไม่สมมาตร โดยการปรับค่าเพื่อเวลา Dead Time ของคอนเวอร์เตอร์ให้มี ค่าที่เหมาะสมเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเท่ากันในแต่ละครึ่งคาบ

### 3.3 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ประมาณ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้นและการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ ไบโพล่าห์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ชิพหลาย ในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

#### 3.3.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟต ขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ เช่นเดียวกับ ไบโพล่าห์ทรานซิสเตอร์ คือกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสแต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพล่าห์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตาม โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพล่าห์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง ดังนั้นการสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตในขณะนำกระแสจึงค่อนข้างสูงกว่าไบโพล่าห์ทรานซิสเตอร์



รูป 3.6 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรเงาจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (3.10)$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5 I_{PK(ON)} \cdot V_{IN} \times t_r}{T} \quad (3.11)$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5 I_{PK(OFF)} \cdot V_{IN} \times t_r}{T} \quad (3.12)$$

$$P_C = I_D^2 \times R_{DS(ON)} (T_j) \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	$P_{SW(ON)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{SW(OFF)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{PK(ON)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{PK(OFF)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$I_{D(rms)}$	คือ	ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(ON)}$ ( $T_j$ )		คือ	ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอสที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

## หมายเหตุ

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตทั่วไปช่วงเวลาริเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสใน Data sheet ของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบวนมาเป็นค่า  $t_r$  ( current rise time ) และ  $t_f$  ( current fall time ) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น  $t_{ON}$  และ  $t_C$  แทน  $t_{ON}$  และ  $t_C$  เมื่อเปรียบเทียบกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

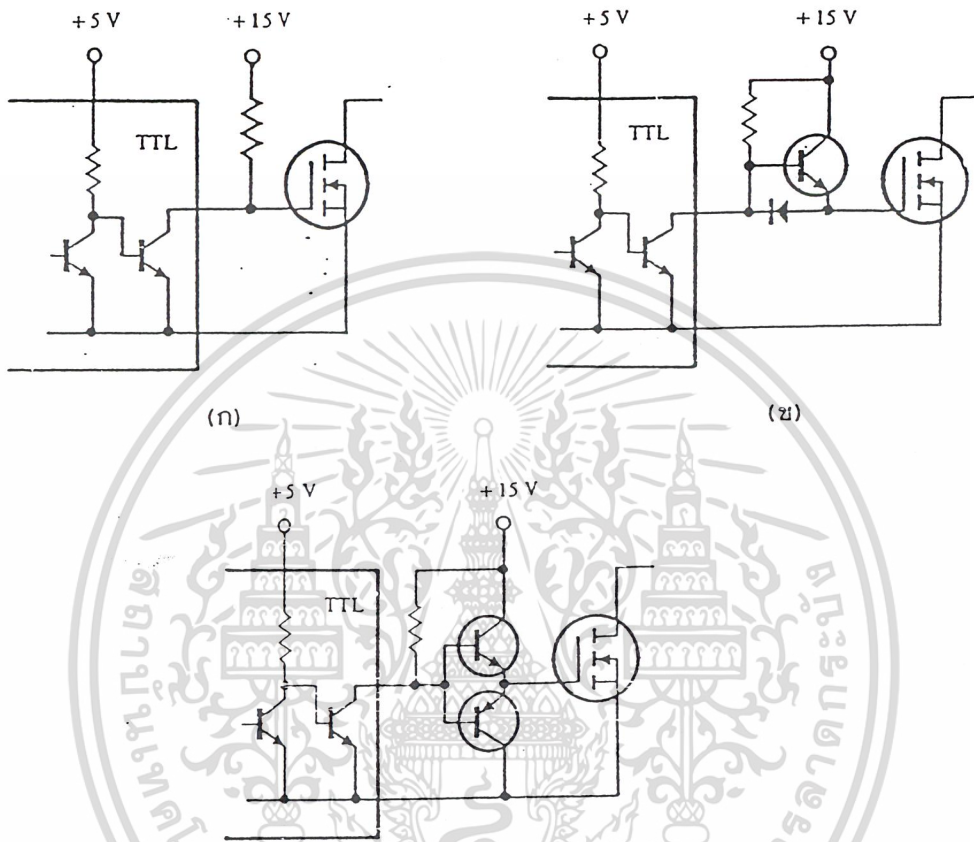
### 3.3.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างกับการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านเดรนและซอสก็ต่อเมื่อแรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอสมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม ( Threshold - Voltage ) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อย่างไรก็ตามเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆสำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเสียก่อน ซึ่งมีดังนี้

### วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี

TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆเพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว



รูป 3.7 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และพูลอัพรีซิสเตอร์ (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจร 3.7 (ก) เพื่อเพิ่มความเร็วในการนำกระแสและ(ค)แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัว ในวงจรรูป 3.7 (ข) เพื่อเพิ่มความเร็วในการหยุดนำกระแส

รูป 3.7 (ก) แสดงการต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิดการต่อพูลอัพรีซิสเตอร์เข้าช่วยจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

รูป 3.7 (ข) ทรานซิสเตอร์ที่ต่อเพิ่มเข้ามาจะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

รูป 3.7 (ค) จะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัวซึ่งจะทำให้ความเร็วในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้นกว่าเดิม

### วงจรับัพพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ซึ่งได้แก่ไอซีตระกูล 14000 ซึ่งมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ทารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสำหรับการใช้ับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆการต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 3.12 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกตและทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น

### 3.3.3 ข้อดี – ข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟต

#### ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

1. ใช้แรงดันในการควบคุมการทำงานโดยทำการควบคุมการไหลของกระแสจึงไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันสูงมาก
2. การสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งค่อนข้างต่ำเพราะเวลาในการสวิตช์ซึ่งเปลี่ยนสถานะสั้นทำให้เกิดการสูญเสียน้อย
3. พื้นที่ของ SOA ( Safe Operating Area ) กว้างกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ( Bipolar-Transistor ) และไม่มีเซคันดารีเบรคดาวน์ ( Secondary Breakdown )

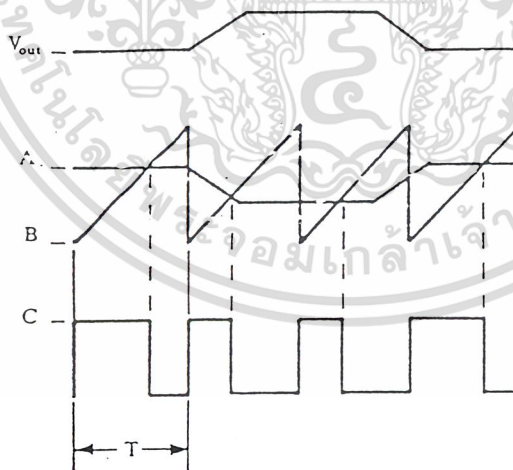
#### ข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟต

1. เกิดการสูญเสียขึ้นที่บริเวณชั้นสาร โดยเปรียบเทียบกับปริมาณความหนาแน่นของกระแสต่อหน่วยพื้นที่จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามลำดับเมื่อค่าอัตราการทำงานแรงดันของมอสเฟตเปลี่ยนไป
2. เกิดการสูญเสียในกรณีค่า  $r_{DS(ON)}$  มีค่าสูงในภาพของการสูญเสีย  $I_{D(rms)}^2 \times r_{DS(ON)}$



จากภาพวงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายความแตกต่าง  $E/A$  ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันภาพฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลการมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของเพา-เวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

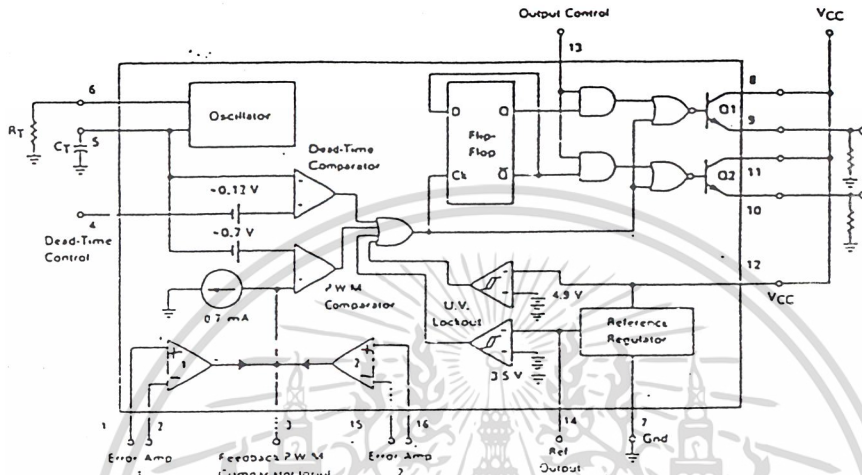
เนื่องจากแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตซึ่งผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลาเวลาการนำกระแสของเพา-เวอร์ทรานซิสเตอร์  $t_{ON}$  ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถลดค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะภาพคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 3.9 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมแรงดันได้แก่เบอร์ MC 34060, MC 34166, TL 494



รูป 3.9 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM

### 3.4.2 ไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมคควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงได้ดังรูปที่ 3.10

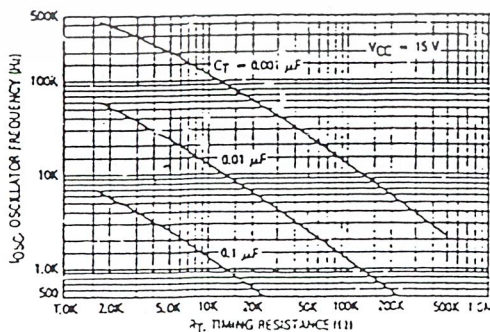


รูป 3.10 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาไอซี TL 494

#### การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรถ่าย TL 494 เป็นวงจรถ่าย PWM ที่มีความถี่คงที่คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = R_T C_T / 1.1 \quad (3.14)$$



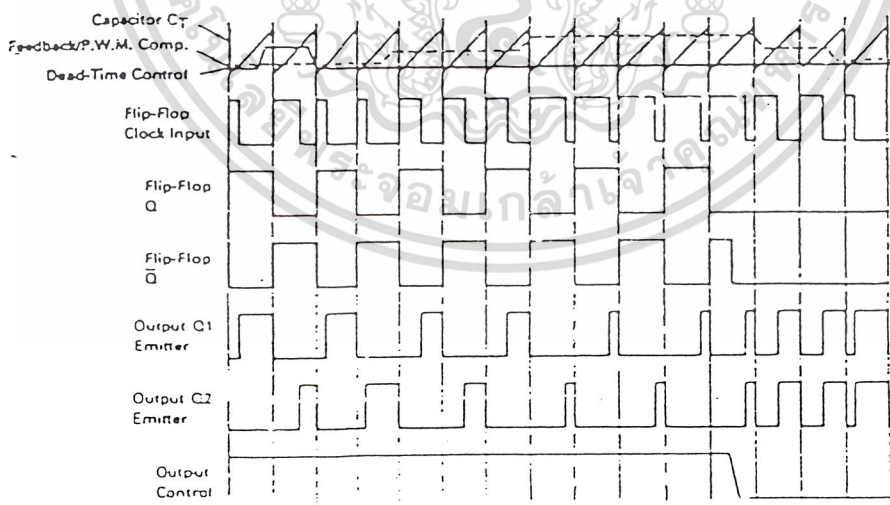
รูป 3.11 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T, C_T$  ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะ ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรถยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR Gate ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา  $C_K$  ของ Flip - Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น  $C_K$  จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error -Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลงในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีสามารถสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงอินพุตคอมมอนใหม่คั้งแต่  $-0.3$  ถึง  $(V_{CC} - 2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High ( active high ) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non - Inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซี TL 494



รูป 3.12 แสดงรูปคลื่นการทำงานของ TL494

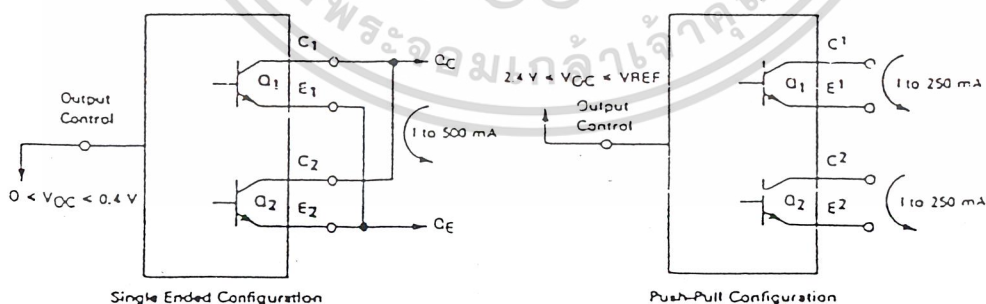
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การกำหนดค่าเวลาเพื่อ $T_D$

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_d$  ของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ อยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

## การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่  $C_T$  คิซาร์จเอาต์พุตของ Dead - Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_K$  จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ )  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip - Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช - พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip - Flop)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่า 96% ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 3.13 แสดงการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{CC} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้

โดยมีค่าความถูกต้อง 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

### 3.5 หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งจัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซ์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องออกแบบให้เหมาะสมในการใช้งานการคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขดลวดทองแดงรวมทั้งความปลอดภัยและลดการสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งในการทำงานโดยมีรายละเอียดดังนี้

#### 3.5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์อาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันที่เอาต์พุตและทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตเพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกช็อตโดยส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งดังนี้

#### แกนเฟอร์ไรต์

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก ( Ferromagnetic ) การเหนี่ยวนำบนแกนทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมากเฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียค่าที่ความถี่สูง

#### บอบบิ้น ( Bobbin )

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน โดยปกติจะทำจากพลาสติกทนความร้อนได้สูง ไม่ติดไฟซึ่งจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์นั้นสะดวกขึ้นและป้องกันการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ด้วย

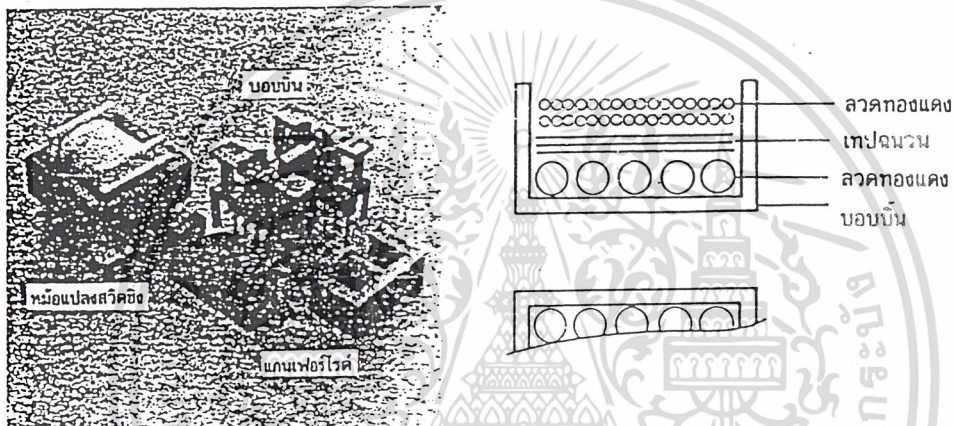
#### เทปฉนวน ( Insulation )

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นในหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟโพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง โดยวัสดุ

ที่ใช้ทำเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาแน่นในช่วง 0.054 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการ

### ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบที่ตามที่ต้องการขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ



รูป 3.14 แสดงส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง

### 3.5.1 การเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์

#### ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

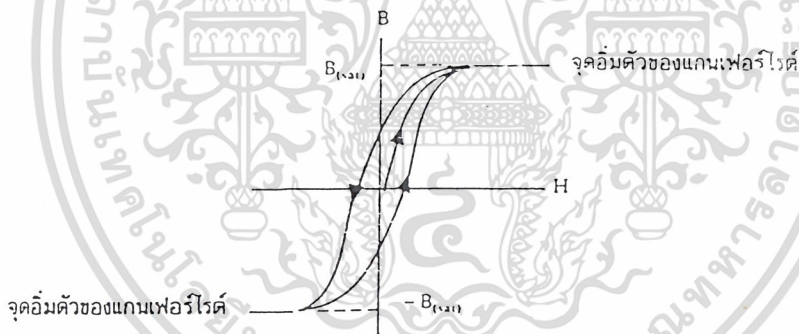
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งต่างๆ ไปถูกออกแบบมาในรูปแบบต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกันปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะคู่ประกอบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้นการประกอบแกนเฟอร์ไรต์เข้ากับบอบบิ้นทำให้ทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กเดินทางครบวงจร

## ลักษณะของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์จะแตกต่างกัน โดยจะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้ขนาดจะเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอโดยที่สมบัติที่สำคัญ ได้แก่ เส้นโค้ง ฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

## เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนตามรูปที่ 3.15 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $B$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มสนามแม่เหล็ก  $H$  มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $B$  เพิ่มขึ้นน้อยมากแม้ว่าจะมีการเพิ่มความเข้มสนามแม่เหล็ก  $H$  ก็ตาม ซึ่งจากจุดนี้เรียกว่ามีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



รูปที่ 3.15 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

## ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุ 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 KHz การสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนจะมีน้อยสำหรับแกนที่ไม่ใหญ่มากนักดังนั้นการสูญเสียจึงเกิดจากฮิสเตอร์รีซิสของแกนเพียงอย่างเดียว

## การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีกับขนาดของแกน จากกฎฟาราเดย์ได้ว่า

$$\Delta B = \frac{[V \cdot t] \cdot 10^8}{[N_p \cdot A_c]} \quad (3.15)$$

เมื่อ	$\Delta B$	=	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนหน่วยเป็นเกาส์
	V	=	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี หน่วยเป็น โวลต์
	$N_p$	=	ค่าจำนวนรอบขดไพรมารี
	$A_c$	=	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน หน่วยเป็นตารางเซนติเมตร
	t	=	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์เกิดขึ้น หน่วยเป็นวินาที

จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนรอบของขดลวดมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงจ่ายกำลังได้สูงขึ้นถ้าหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมไพรมารีมีค่าตกลงอย่างรวดเร็ว

แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตแทนในขณะที่กำลังนำกระแสสูงทำให้เกิดการเสียหายได้และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่สูงนี้จะทำให้การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์สูงด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนหม้อแปลง ควรมีข้อคำนึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่อิ่มตัว
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องมีการสูญเสียในแกนต่ำที่สุด

## การเลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนถ้าใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์ก็จะร้อน การหาแกนที่เหมาะสมที่กำลังต่างๆพิจารณาได้จากพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กและขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น โดยคำนวณจากสมการ 3.16

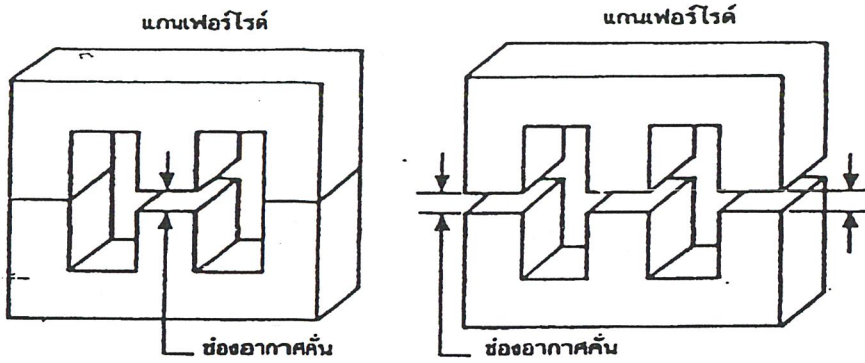
$$P = \frac{(1.4 \Delta B_{\max} f A_c A_w)}{D \cdot 10^{-3}} \quad (3.16)$$

เมื่อ  $D$  = ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟรมารี เป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมแปร์  
 $P$  = กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์  
 $f$  = ความถี่ที่ทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเฮิรตซ์  
 $A_w$  = พื้นที่พันขดลวดทองแดงของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร  
 $A_c$  = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

ค่า  $\Delta B_{\max}$  ที่เหมาะสมหาได้จากกราฟ ส่วนค่าของ  $A_c$  และ  $A_w$  เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ค่าของ  $D$  กำหนดได้จากขนาดลวดทองแดงที่ใช้พันอย่างไรก็ตามขนาดแกนเฟอร์ไรต์และความถี่ที่ต้องการจะขึ้นอยู่กับกำลังเข้าคัพูด

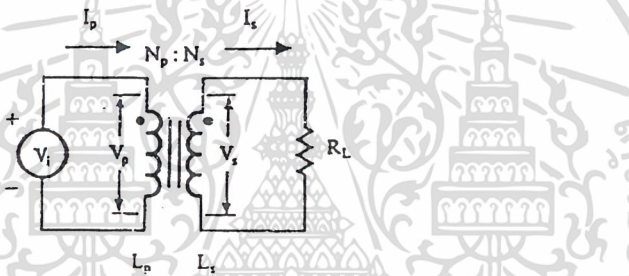
## ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก ( Air Gap ) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยการสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งให้มีความมากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ( Electro- Magnetic Interference ) ออกมา



รูป 3.16 แสดงช่องคั่นอากาศในแกนเฟอร์ไรต์

### 3.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลง



รูป 3.17 แสดงความสัมพันธ์ของหม้อแปลง

หม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีของหม้อแปลง เป็นไปตามสมการ

$$[V_p/V_s] = [N_p/N_s] = [I_s/I_p] \tag{3.17}$$

$$[N_p/N_s] = [L_p/L_s]^{1/2} \tag{3.18}$$

เมื่อ	$N_p$	คือ	จำนวนรอบขดไพรมารี เป็นรอบ
	$N_s'$	คือ	จำนวนรอบขดเซคันดารี เป็นรอบ
	$V_p$	คือ	แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
	$V_s$	คือ	แรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี เป็นโวลต์
	$L_p$	คือ	ความเหนี่ยวนำทางขดไพรมารี เป็นเฮนรี
	$L_s$	คือ	ความเหนี่ยวนำทางขดเซคันดารี เป็นเฮนรี
	$I_p$	คือ	กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี เป็นแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้คือ รั้งบกระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี เป็นแอมป์ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเมื่อมีกระแสไหลผ่านตามสมการ 3.19

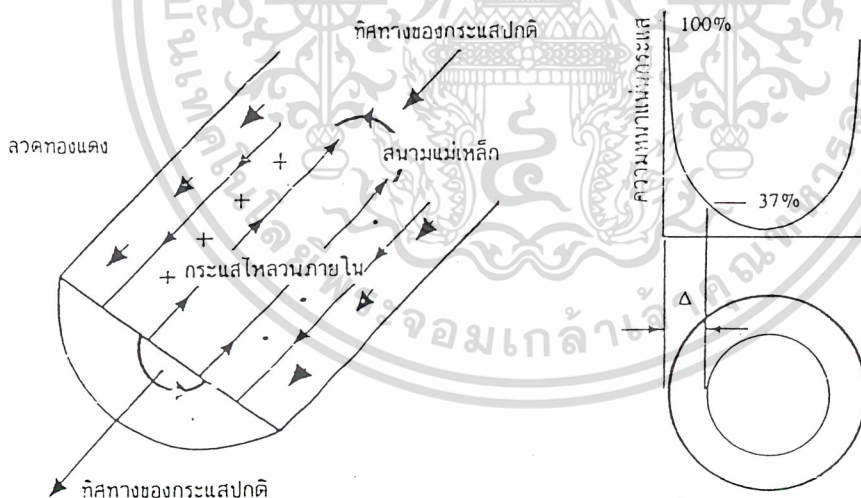
$$V_p = N_p A_c [ dB / dt ] \cdot 10^{-8} \quad (3.19)$$

### 3.5.4 การพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งจะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยาในการพันสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ทำให้ขดลวดทองแดงนำกระแสได้เพียงที่ผิวเท่านั้นทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสลดลง และมีการสูญเสียมากขึ้น โดยที่ขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงการไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เพียงที่ผิวเท่านั้น โดยพื้นที่นำกระแสของขดลวดทองแดงหาได้จากสมการ 3.20

$$\Delta = \sqrt{[5.62] / f} \quad (3.20)$$

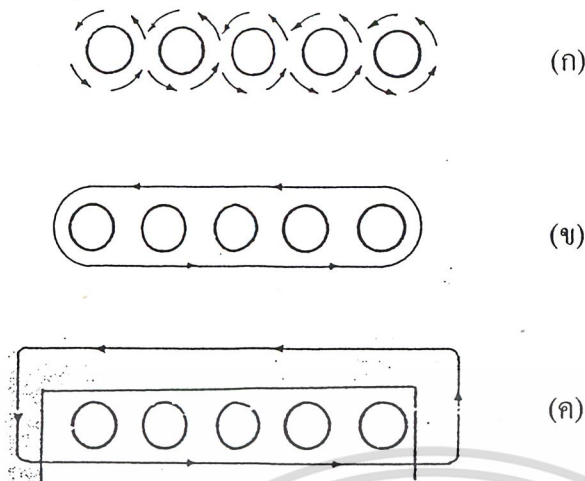
เมื่อ  $\Delta$  คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร  
 $f$  คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์



รูป 3.18 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวน

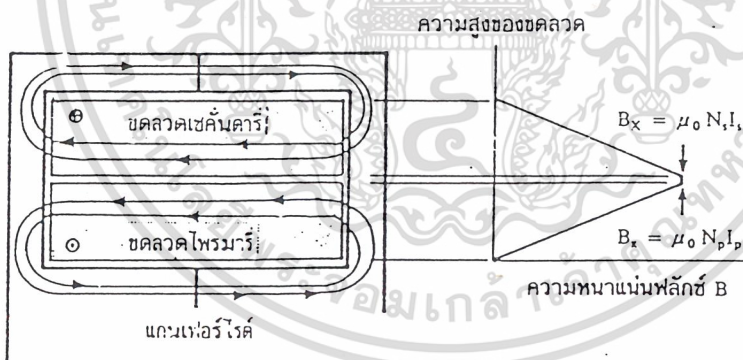
#### ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  (Permeability) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่ความจริงยังมีฟลักซ์บางส่วนที่วิ่งตัดแกนขดลวดได้ เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (Leakage Flux) ซึ่งได้เกิดจากการพันขดลวด

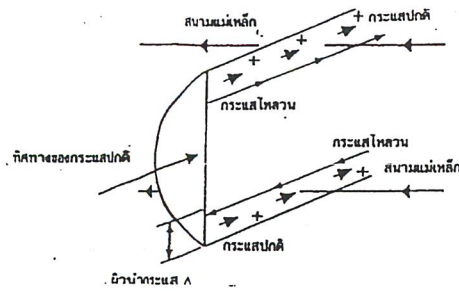


รูป 3.19 แสดงการเกิดฟลักซ์รั่ว

จากรูป 3.19 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างของฟลักซ์ระหว่างขดลวดทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานกันไปกับชั้นของขดลวด 3.19 ( ข ) เส้นฟลักซ์ตัดแกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ภายในและในรูปที่ 3.20 เป็นการแสดงเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆชั้นซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



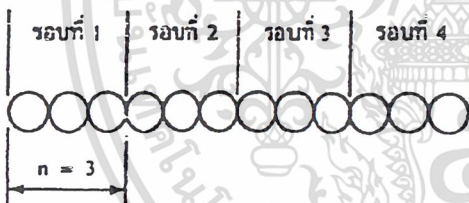
รูป 3.20 แสดงฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ



รูป 3.21 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้น

จากรูปที่ 3.21 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว B จะเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนชั้นของขดลวดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่ามีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ เส้นฟลักซ์รั่ววางตัวขนานไปกับชั้นของขดลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้นทำให้เกิดกระแสไหลวน

### การพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน



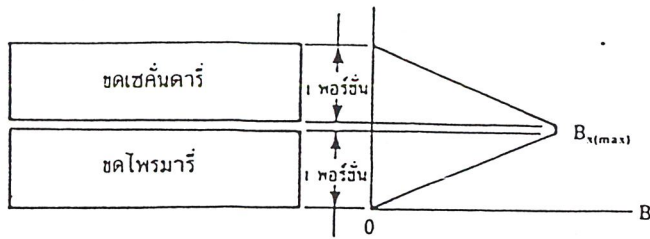
รูป 3.22 แสดงการพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน

จากรูปที่ 3.22 เป็นเทคนิคในการลดความต้านทานของลวดทองแดงโดยใช้ลวดทองแดงขนานกันแล้วพันให้ครบตามจำนวนรอบ การใช้ลวดทองแดงขนานกันนั้นทำให้ค่าความต้านทานกระแสสลับและเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดลดลง  $n^{-1/3}$  เมื่อ  $n$  คือจำนวนเส้นลวดทองแดงที่ขนานกันโดยทั่วไปการขนานเส้นลวดทองแดง 2 เส้นจะลดความต้านทานได้ประมาณ 20 % แต่ความสูงขดลวดเพิ่มประมาณ 25 %

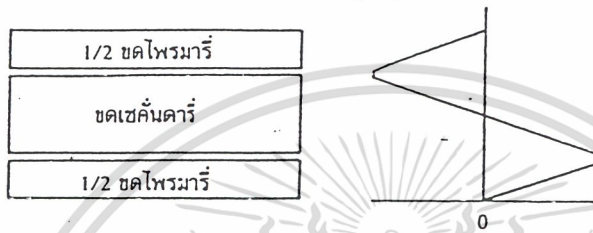
### เทคนิคการพันขดลวด

การกำหนดชั้นที่ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กรั่วที่น้อยที่สุดไปหามากที่สุด เรียกว่าหนึ่งพอร์ชัน และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันเรียกว่า เลเยอร์ (layer)

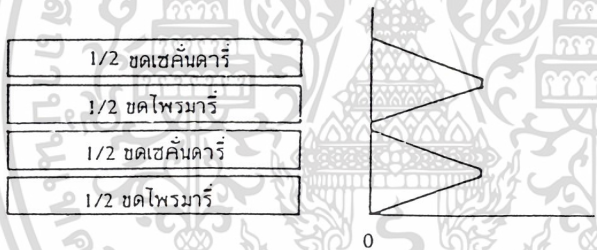
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



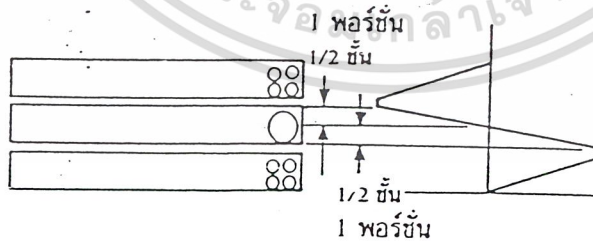
รูป 3.23 แสดงการพันขดลวดแบบปกติ



รูป 3.24 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วโดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่ง พอร์ชัน ลงโดยการแบ่งครึ่งพันขดลวดโพรมารี



รูป 3.25 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่ง พอร์ชัน จากรูป 3.24 ลงไปอีกโดยการแบ่งครึ่งพันขดเซคันคาร์ด้วย



รูป 3.26 แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น

**การจัดขดลวดแบบธรรมดา ( Simple Winding )**

การจัดขดลวดในหม้อแปลงธรรมดา คือ การพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปทีละชุด ตามรูปที่ 3.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน ( Split Winding )

การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน คือ การพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยแบ่งขดลวดออกเป็น 2 ส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกชั้นกลางเป็นลักษณะการแบ่งในรูปที่ 3.24 และ 3.25 เป็นการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วในแต่ละพอร์ชันลงได้ หลักการสำคัญของการจัดขดลวดแบบนี้คือจำนวนรอบที่ต้องการพันต้องเป็นคู่และจำนวนทั้งหมดก่อนแบ่งพันต้องเป็นจำนวนคู่ด้วยเพื่อให้เกิดความสมมาตร

### การจัดขดลวดแบบแทรกกลาง ( Sandwiched Winding )

เป็นการพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยการพันแทรกเข้าไประหว่างกลางขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพันการพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้ว่าจะมีขดลวดเพียงแค่ชั้นเดียวก็อาจเกิดพอร์ชันได้ถึงสองพอร์ชัน ดังรูปที่ 3.26



## บทที่ 4

### ไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 4.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84

PIC16F84 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล PIC (peripheral Interface Controller) ของไมโครชิปเทคโนโลยี (Microchip Technology) ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล PIC มีด้วยกันหลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็จะมีขีดความสามารถแตกต่างกันไป สำหรับในด้านการเรียนรู้เบื้องต้น เบอร์ที่มีความเหมาะสมมากที่สุดคือ PIC16F84 เนื่องจากภายใน PIC16F84 มีหน่วยความจำโปรแกรม (program memory) เป็นแบบแฟลช (flash) ซึ่งเป็นหน่วยความจำที่สามารถเขียนและลบด้วยสัญญาณไฟฟ้าแบบพันครั้ง

#### 4.2 คุณสมบัติทางเทคนิคของ PIC16F84

สามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือหน่วยประมวลผลกลาง(Central Processing Unit: CPU) ส่วนของเพอริเฟอรัล (Peripheral) และคุณสมบัติพิเศษอื่นๆ

#### คุณสมบัติทางเทคนิคของหน่วยประมวลผลกลางภายใน PIC16F84

- หน่วยประมวลผลกลางเป็นแบบ RISC
- มีคำสั่งเพียง 35 คำสั่ง ขนาด 14 บิต
- ทุกคำสั่งใช้เวลาในการประมวลผลเพียง 1 ไชเกิลของสัญญาณนาฬิกา หรือประมาณ 250 นาโนวินาทีที่สัญญาณนาฬิกาความถี่ 4 MHz ยกเว้นชุดคำสั่งการกระโดดจะใช้เวลา 2 ไชเกิลของสัญญาณนาฬิกา
- ประมวลผลข้อมูลขนาด 8 บิต
- มีรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ 15 ตัว
- มีสแต็ก 8 ระดับ
- มีโหมดการอ้างแอดเดรส 3 โหมดคือ แบบโดยตรง(direct)แบบโดยอ้อม(indirect) และแบบสัมพัทธ์ (relative)
- มีแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์ 4 แหล่ง ได้แก่
  1. รับสัญญาณจากภายนอก โดยป้อนสัญญาณเข้าที่ขา RB0/INT
  2. จากไทเมอร์ TMR0 เกิด โอเวอร์โฟลว
  3. เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงที่พอร์ต B ( ขา RB4-RB7 )

4. เมื่อการเขียนข้อมูลในหน่วยความจำอีอีพรอมเสร็จสิ้นสมบูรณ์หน่วยความจำข้อมูล ( data memory ) เป็นแบบอีอีพรอมสามารถลบและเขียนใหม่ได้ประมาณล้านครั้งและเก็บข้อมูลได้นาน 40 ปี ขนาดหน่วยความจำโปรแกรมซึ่งเป็นแบบแฟลชมีขนาด 1 กิโลเวิร์ด( 1 เวิร์ดของPIC16F84 มีขนาด 14 บิต ) หน่วยความจำอีอีพรอมภายใน 64 ไบต์และหน่วยความจำแรม 68 ไบต์ซึ่งใช้เป็นรีจิสเตอร์

### คุณสมบัติทางเทคนิคของเพอริเฟอรัลใน PIC16F84

- มีขาอินพุตเอาต์พุต 13 ขา สามารถกำหนดเป็นขาอินพุตคิพุตได้อย่างอิสระ
- กระแสซิงก์/ซอร์สของแต่ละขาอินพุตเอาต์พุตสูงพอที่จะขับ LED ได้โดยตรง
- กระแสซิงก์สูงสุด 25 mA ต่อขา
- กระแสซอร์สสูงสุด 20 mA ต่อขา
- มีไทเมอร์/คาน์เตอร์ขนาด 8 บิตคือ TMR0 พร้อมกับปริสเกลเลอร์ขนาด 8 บิตที่สามารถโปรแกรมได้

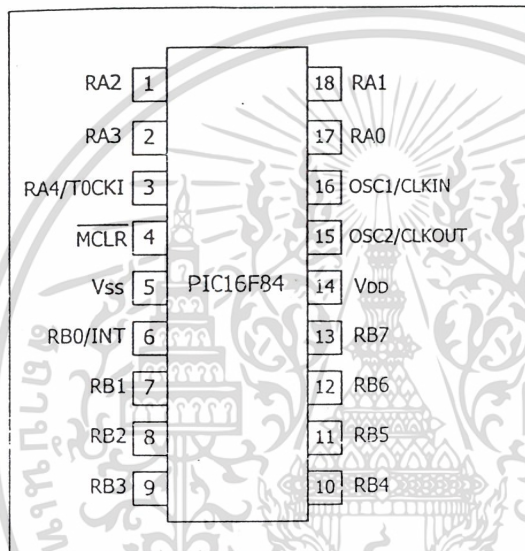
### คุณสมบัติอื่นๆ

- มีเฟาเวอร์ออนรีเซตในตัว ( POR : Power-On Reset )
- มีเฟาเวอร์อัปไทเมอร์ในตัว ( PWRT : Power-up Timer )
- มีออสซิลเลเตอร์สตาร์ทอัปไทเมอร์ ( OST : Oscillator Start-up Timer )
- มีวอตช์ด็อกไทเมอร์ ( WDT: Watch Dog Timer ) พร้อมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ RC ภายในเพื่อช่วยให้การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์มีเสถียรภาพยิ่งขึ้น
- ป้องกันการคัดลอกข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรม
- มีโหมดประหยัดพลังงานหรือโหมดสลีป ( Sleep mode )
- สามารถเลือกวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้กำหนดการทำงานได้
- การเขียนข้อมูลเข้าสู่หน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นแบบอนุกรมผ่านขาใช้งานเพียง 2 ขา
- ย่านไฟเลี้ยง 2.0 – 6.0 V
- ปริมาณการใช้กระแสไฟฟ้า
  - <2mA ที่ไฟเลี้ยง +5 V สัญญาณนาฬิกาความถี่ 4 MHz
  - 15mA ที่ไฟเลี้ยง +2 V สัญญาณนาฬิกาความถี่ 32 kHz
  - <1 $\mu$ A ที่ไฟเลี้ยง +2 V ขณะสแตนด์บาย



เป็นตัวถังแบบที่ใช้ติดตั้งบนผิวหน้าของแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวถังทั้งสองแบบของ PIC16F84 เป็น 4 กลุ่มคือ

- 1.กลุ่มสัญญาณนาฬิกา มี 2 ขา คือ OSC1/CLKIN(ขา16) และ OSC2/CLKOUT (ขา15)
- 2.กลุ่มขาควบคุม มี 1 ขา คือ MCLR (ขา 4)
- 3.กลุ่มขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุต มี 13 ขา แบ่งเป็นขาพอร์ต A 5 ได้แก่ RA0-RA4 (ขา17,18,1,2และ3)และขาพอร์ต B ได้แก่ ขา RB0-RB7 (ขา6ถึงขา13)
- 4.กลุ่มขาไฟเลี้ยง มี 2 ขา คือ ขา Vss (ขา5) หรือขาต่อกราวด์และขา V<sub>DD</sub> (ขา14)หรือขาต่อไฟเลี้ยง ปกติใช้ +5V



รูปที่ 4.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84

สำหรับรายละเอียดโดยสรุปของขาต่อใช้งานแสดง ได้ดังตาราง

ชื่อขา	ขาที่	ชนิดของขา	ชนิดของบัฟเฟอร์ ที่ต่ออยู่	รายละเอียด
OSC1/CLKIN	16	อินพุต	ขมิตต์ทริกเกอร์/ซิมอส <sup>(3)</sup>	-เป็นขาสำหรับรับสัญญาณนาฬิกาจากคริสตอลหรือจาก แหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก
OSC2/CLKOUT	15	เอาต์พุต		-เป็นขาสำหรับส่งสัญญาณนาฬิกาออก -หากทำงานในโหมดคริสตอลให้ต่อกับขาหนึ่งของคริสตอล หรือเซรามิกเรโซเนเตอร์ -หากทำงานในโหมด RC ขานี้ปล่อยลอยไว้ -สัญญาณนาฬิกาที่ออกจากขานี้จะมีความถี่เท่ากับ 1/4 ของ ความถี่ขา OSC1
MCLR	4	อินพุต	ขมิตต์ทริกเกอร์	-เป็นขาสำหรับรับสัญญาณรีเซ็ต โดยทำงานที่ลอจิก '0' -เป็นขาปรับแรงดันสำหรับโปรแกรมหรือเขียนข้อมูลลงใน ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วย
ขาสัญญาณพอร์ต A				
RA0	17	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	-เป็นขาอินพุตเอาต์พุต 2 ทิศทางทุกขา -เฉพาะขานี้ใช้เป็นขารับสัญญาณนาฬิกาให้แก่ TMRO ด้วย
RA1	18	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RA2	1	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RA3	2	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RA4/T0CKI	3	อินพุต/เอาต์พุต	ขมิตต์ทริกเกอร์	
ขาสัญญาณพอร์ต B				
RB0/INT	6	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล/ขมิตต์ทริกเกอร์ <sup>(1)</sup>	-เป็นขาอินพุตเอาต์พุต 2 ทิศทางทุกขา -ขา RB0/INT ใช้เป็นขาอินพุตรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ด้วย -ขา RB4-RB7 ยังใช้เป็นที่ทำให้เกิดสัญญาณอินเทอร์รัปต์ ได้ โดยการเปลี่ยนแปลงระดับลอจิกที่ขานี้ -ขา RB6 ยังใช้เป็นขารับสัญญาณนาฬิกาของการโปรแกรม แบบอนุกรมด้วย ในขณะที่ขา RB7 ใช้เป็นขารับข้อมูลของ การโปรแกรมแบบอนุกรม
RB1	7	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RB2	3	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RB3	9	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RB4	10	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RB5	11	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล	
RB6	12	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล/ขมิตต์ทริกเกอร์ <sup>(2)</sup>	
RB7	13	อินพุต/เอาต์พุต	ทีทีแอล/ขมิตต์ทริกเกอร์ <sup>(2)</sup>	
ขาไฟเลี้ยง				
Vss	5	ขาต่อไฟเลี้ยง	-	-ต่อกับกราวด์
VDD	14	ขาต่อไฟเลี้ยง	-	-ต่อกับไฟเลี้ยงบวก. ตั้งแต่ 2-6 V

รูปที่ 4.3 รายละเอียดโดยสรุปของขาต่อใช้งาน

#### 4.5 การป้อนสัญญาณนาฬิกาให้แก่ PIC16F84

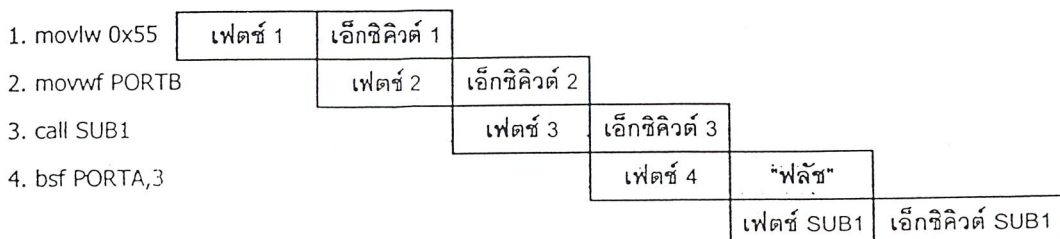
สามารถเลือกได้ 4 วิธี ดังนี้

- 1.RC – เป็นการใช้นิ้วตัวต้านทานและตัวเก็บประจุร่วมกับแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เอง
- 2.XT – ใช้คริสตอลหรือเซรามิกโซเนเตอร์
- 3.HS – ใช้คริสตอลความถี่สูง (มากกว่า 4 MHz)
- 4.LP - ใช้คริสตอลกำลังงานต่ำ

#### จังหวะสัญญาณนาฬิกาและไซเคิลการทำงานของ PIC16F84

สัญญาณนาฬิกาอินพุตของ OSC1 จะถูกหารด้วย 4 แล้วแบ่งเป็น 4 ช่วง กำหนดเป็น Q1,Q2,Q3,Q4 โปรแกรมเคาน์เตอร์(PC)ภายในซีพียูจะเพิ่มค่าขึ้นทุกๆครั้งที่ช่วงสัญญาณนาฬิกา Q เมื่อ โปรแกรมเคาน์เตอร์เพิ่มค่าขึ้นคำสั่งจะถูกเฟตช์จากหน่วยความจำโปรแกรม (เฟตช์:Fetch หมายถึงการเรียกหรือการเข้าถึงคำสั่ง แล้วทำการถอดรหัสเป็นภาษาเครื่อง แล้วส่งให้แก่ซีพียูเพื่อเตรียมประมวลผล) จากนั้นซีพียูทำการแสดงข้อมูลคำสั่งนั้นไว้ในรีจิสเตอร์คำสั่งที่ช่วงสัญญาณนาฬิกา Q4 คำสั่งจะถูกถอดรหัสและเอ็กซิกิวต์ (executed : การกระทำตามคำสั่งที่กำหนดให้) จนเสร็จสิ้นภายในช่วงสัญญาณนาฬิกา Q1-Q4 หรือภายใน 1 ไซเคิลของสัญญาณนาฬิกานั้นเอง

ไซเคิลการทำงาน(instruction cycle)ของ PIC16F84 แบ่งเป็น 2 ไซเคิลคือเฟตช์และเอ็กซิกิวต์ ประกอบด้วย 4 ไซเคิล (Q-cycle:Quadrature cycle) คือ Q1,Q2,Q3,Q4 การเฟตช์และเอ็กซิกิวต์คำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะมีลักษณะเป็นแบบไปป์ไลน์ (pipeline การทำงานที่เหลื่อมกันในแต่ละขั้นตอนทางคอมพิวเตอร์เพื่อที่จะทำให้คอมพิวเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้น)กล่าวคือเมื่อซีพียูกระทำคำสั่งหนึ่ง โดยที่คำสั่งนั้นมี 2 ขั้นตอน เมื่อทำงานไปแล้ว 1 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนเฟตช์คำสั่ง ซีพียูจะเริ่มเฟตช์คำสั่งต่อไปทันที พร้อมๆกับการเอ็กซิกิวต์คำสั่งก่อนหน้านี้นี้ดังแสดงกระบวนการไปป์ไลน์ในรูปที่ 4.4



รูป 4.4 แสดงกระบวนการไปป์ไลน์

ข้อเด่นของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC นี้อยู่ตรงที่การกระทำคำสั่งแบบไปป์ไลน์ อันเป็นกระบวนการกระทำคำสั่งที่ทันสมัยและเป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในไมโครโพรเซสเซอร์บนเครื่องคอมพิวเตอร์พีซี ตั้งแต่ระดับ 80286 เป็นต้นมา ทำให้การทำงานของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC นี้มีความเร็วสูงกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์อื่นที่ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากัน

#### 4.6 การจัดสรรหน่วยความจำรีจิสเตอร์ควบคุมและสแต็ก

การจัดสรรหน่วยความจำใน PIC16F84 แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำโปรแกรม และ หน่วยความจำข้อมูล

##### หน่วยความจำโปรแกรม

เป็นหน่วยความจำที่ใช้ในการโปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบ หรือใช้เป็นที่เก็บโปรแกรมมอนิเตอร์นั่นเอง หน่วยความจำโปรแกรมใน PIC16F84 เป็นหน่วยความจำแบบแฟลช ในขณะที่ PIC16F84 ทำงานปกติหน่วยความจำโปรแกรมนี้จะสามารถอ่านได้เพียงอย่างเดียวเท่านั้นและจะสามารถเขียนหรือแก้ไขได้ก็ต่อเมื่อ PIC16F84 อยู่ในโหมดของการโปรแกรมเท่านั้น

หน่วยความจำโปรแกรมมีขนาด 1 กิโลเวิร์ดได้รับการจัดสรรอยู่ในตำแหน่ง 0x000-0x3FF สามารถเขียนข้อมูลเก็บลงในพื้นที่ของหน่วยความจำนี้ได้ทุกแอสแตด

##### หน่วยความจำข้อมูล

พื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลได้รับการจัดสรรเป็น 2 ส่วนคือพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ ( Special Function Registers : SFR ) และพื้นที่ของรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป ( General Purpose -Register : GPR ) การจัดสรรหน่วยความจำข้อมูลทั้ง SFR และ GPR จะจัดแบ่งเป็นแบงก์ ( Bank ) ในแต่ละแบงก์ของ SFR จะเป็นรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่แตกต่างกันออกไปการติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลในแต่ละแบงก์ จะต้องกำหนดค่าของบิตควบคุม RPO และ RPI ในรีจิสเตอร์ STATUS

ในการใช้งานปกติ PIC16F84 จะเริ่มติดต่อกับหน่วยความจำที่ แบงก์ 0 ก่อน ซึ่งในแบงก์นี้จะใช้เก็บค่าของรีจิสเตอร์ SFR พื้นฐานที่มีการเรียกใช้งานเสมอ และค่าของรีจิสเตอร์ GPR สำหรับการเข้าสู่แบงก์ 1 ของข้อมูล จะต้องเซตบิต RPO ในรีจิสเตอร์ STATUS ก่อนเสมอโดยในแบงก์ 1 เป็นพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR เฉพาะงานซึ่งมีการเรียกใช้ไม่บ่อย

## รีจิสเตอร์ควบคุมของ PIC16F84

ในPIC16F84มีรีจิสเตอร์ควบคุมที่มีบทบาทสำคัญอยู่6ตัวคือ STATUS, OPTION, INTCON, PCL, PCLATH และ W ซึ่งจะได้ทำการอธิบายดังนี้

### รีจิสเตอร์ STATUS

เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้แสดงสถานะทางคณิตศาสตร์ของ ALU, สถานะการทำงานของ PIC16F84 และใช้เป็นตัวกำหนดการเลือกเบงก์ของหน่วยความจำข้อมูล การเข้าถึงรีจิสเตอร์ STATUS เพื่ออ่านและเขียนข้อมูลสามารถกระทำได้ด้วยวิธีการเดียวกับการอ่านและเขียนรีจิสเตอร์ตัวอื่นๆและถ้าหากมีการกระทำคำสั่งเกี่ยวกับคณิตศาสตร์และลอจิก บิต Z,DC และ C จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าตามผลการทำงานที่เกิดขึ้น โดยไม่คำนึงถึงค่าเดิมที่มีการเขียนหรือกำหนดมาก่อนหน้ารีจิสเตอร์ STATUS มีแอสแตรสตอยู่ที่ตำแหน่ง 0x03 และ 0x83 ในหน่วยความจำข้อมูลมีรายละเอียดตามรูป4.5

### รีจิสเตอร์ OPTION

เป็นรีจิสเตอร์ที่บรรจุบิตควบคุมการอินเทอร์รัปต์จากสัญญาณภายนอก,ปริสเกลเลอร์ของTMRO/WDT, การพูอับที่ขาของพอร์ต B และควบคุมการทำงานของ TMRO มีแอสแตรสตอยู่ที่0x81 สำหรับรายละเอียดของรีจิสเตอร์ OPTION ในแต่ละบิต แสดงดังรูป 4.6

### รีจิสเตอร์ INTCON

เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บค่าบิตของการเอ็นเอเบิลสัญญาณอินเทอร์รัปต์ มีแอสแตรสตอยู่ที่ 0x0B มีบทบาทสำคัญมากในเรื่องการอินเทอร์รัปต์ สำหรับรายละเอียดของรีจิสเตอร์ INTCON แสดงในรูป 4.7

### รีจิสเตอร์โปรแกรมเคาน์เตอร์ PCL และ PCLATH

โปรแกรมเคาน์เตอร์ ( Program counter : PC ) เป็นรีจิสเตอร์ที่มีหน้าที่ชี้ตำแหน่งแอส-แตรสตต่อไปของหน่วยความจำโปรแกรมที่ซีพียูจะต้องไปทำงาน

โปรแกรมเคาน์เตอร์หรือ PC ใน PIC16F84 มีขนาด 13 บิต แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ รีจิสเตอร์โปรแกรมเคาน์เตอร์ไบต์ต่ำ หรือ PCL ( program counter low byte ) ซึ่งในส่วนนี้มีขนาด 8 บิต สามารถอ่านและเขียนค่าได้โดยตรง ในขณะที่อีกส่วนหนึ่งมีขนาด 5 บิต ไม่สามารถ

อ่านหรือเขียนข้อมูลได้โดยตรง ต้องอาศัยการเขียนและอ่านผ่านคำรีจิสเตอร์ PCLATH โดยรีจิสเตอร์ PCLATH จะทำการเก็บค่าของ 5 บิตบนโปรแกรมเคาน์เตอร์ไว้และถ่ายทอดลงสู่ 5 บิตบนของโปรแกรมเคาน์เตอร์ไบต์สูง ( PCH ) ก็ต่อเมื่อโปรแกรมเคาน์เตอร์มีการโหลดค่าใหม่เข้ามาซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อกระทำคำสั่ง CALL หรือ GOTO ดังไคอะแกรมการถ่ายทอดข้อมูลลงในโปรแกรมเคาน์เตอร์ตามรูปที่ 4.8

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0	R : เป็นบิตที่สามารถอ่านค่าได้ W : เป็นบิตที่สามารถเขียนค่าได้ U : เป็นบิตที่ไม่ใช้งาน อ่านค่าได้เท่ากับ '0' -n : ค่าที่เกิดขึ้นหลังจากเกิดเฟลว. อร์รอนรีเซต
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-1	R-1	R/W-X	R/W-X	R/W-X	
IRP	RP1	RPO	$\overline{TO}$	$\overline{PD}$	Z	DC	C	

- บิต 7 :** IRP บิตเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ แต่ใน PIC16F84 ไม่ใช่บิตนี้ ต้องกำหนดให้เป็น "0" เท่านั้น
- บิต 6-5 :** RP1 และ RPO บิตเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ สามารถเข้าถึงได้โดยการอ้างแอดเดรสโดยตรง (direct addressing) ใน PIC16F84 จะใช้เพียงบิต RPO เท่านั้น ในขณะที่ RP1 ต้องกำหนดให้เป็น "0" การเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ ทำได้โดยการกำหนดบิต RP1 และ RPO ดังนี้  
00 = แบงก์ 0 (แอดเดรส 0000H-007FH)  
01 = แบงก์ 1 (แอดเดรส 0080H-00FFH)
- บิต 4 :**  $\overline{TO}$  (Time cut bit) บิตขอบเขตเวลา บิตนี้สามารถอ่านค่าได้อย่างเดียวเท่านั้น เป็น "1" เมื่อมีการจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ PIC16F84 หรือเมื่อมีการกระทำคำสั่ง clwdf หรือ sleep เป็น "0" เมื่อวอตช์ด็อกไทมเมอร์ (WDT) ภายใน PIC16F84 ทำงานครบเวลาที่กำหนดหรือเกิดใหม่เอาต์
- บิต 3 :**  $\overline{PD}$  (Power down bit) บิตเพาเวอร์ดาวน์ ทำงานของ PIC16F84 ในโหมดสลีป (Sleep) เป็น "1" เมื่อมีการจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ PIC16F84 หรือเมื่อกระทำคำสั่ง clwdf เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่ง sleep
- บิต 2 :** Z (Zero bit) บิตศูนย์ เป็นบิตแสดงผลการกระทำคณิตศาสตร์ เป็น "1" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว เกิดค่าศูนย์ (0) ขึ้น เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ค่าไม่เป็นศูนย์
- บิต 1 :** DC (Digit carry / borrow bit) บิตทดหรือยืมระหว่างหลัก เป็นบิตแสดงผลทางคณิตศาสตร์ ในกรณีที่กระทำคำสั่ง addwf และ addwf บิต DC จะเกิดผลดังนี้  
เป็น "1" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว เกิดการทดจากบิตล่างที่ 4 ไปยังกลุ่มบิตบน (จากบิตที่ 4 ไปยังบิตที่ 5)  
เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ไม่เกิดการทดจากบิตล่างที่ 4 ไปยังกลุ่มบิตบน (จากบิตที่ 4 ไปยังบิตที่ 5)  
ในกรณีที่กระทำคำสั่ง subwf และ subwf บิต DC จะเกิดผลดังนี้  
เป็น "1" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ไม่มีการยืมค่าจากบิตล่างที่ 4 โดยกลุ่มบิตบน (บิตที่ 5 ยืมค่าจากบิตที่ 4)  
เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว เกิดการยืมค่าจากบิตล่างที่ 4 โดยกลุ่มบิตบน (บิตที่ 5 ยืมค่าจากบิตที่ 4)
- บิต C :** C (Carry bit / borrow bit) บิตทดหรือยืม  
งานคล้ายกับบิต DC แต่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าก็ต่อเมื่อเกิดการทดหรือยืมค่าจากบิตน้อยสำคัญสูงสุดหรือบิต MSB  
ในกรณีที่กระทำคำสั่ง addwf และ addwf บิต C จะเกิดผลดังนี้  
เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ไม่เกิดการทด  
ในกรณีที่กระทำคำสั่ง subwf และ subwf บิต C จะเกิดผลดังนี้  
เป็น "1" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว ไม่มีการยืมค่าจากบิต MSB  
เป็น "0" เมื่อกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้ว เกิดการยืมค่า

รูป 4.5 รายละเอียดของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ STATUS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
RBP <u>U</u>	INTEDG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0

R : เป็นบิตที่สามารถอ่านค่าได้  
W : เป็นบิตที่สามารถเขียนค่าได้  
U : เป็นบิตที่ไม่ใช้งาน  
อ่านค่าได้เท่ากับ '0'  
-n : ค่าที่เกิดขึ้นหลังจากเกิดเพาเวอร์ออร์เชด

**บิต 7 :** RBPU (Port B pull-up enable bit) ใช้ในการอีนาเบิ้ลการพูลอัพที่ชาพอร์ต B

'1' - ดิสเอเบิลการพูลอัพที่พอร์ต B

'0' - อีนาเบิ้ลการพูลอัพที่พอร์ต B

**บิต 6 :** INTEDG (Interrupt edge select bit) บิตเลือกขอบขาของสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอก ใช้เลือกขอบขาของสัญญาณที่ทำให้เกิดการอินเตอร์รัปต์ที่ขา RBO/INT

'1' - เลือกขอบขาขึ้นของสัญญาณ

'0' - เลือกขอบขาลงของสัญญาณ

**บิต 5 :** TOCS (TMRO clock source select bit) บิตเลือกแหล่งจ่ายสัญญาณนาฬิกาให้แก่ไทมเมอร์แคนเตอร์

'1' - เลือกจากการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่ขา RA4/TOCKI

'0' - เลือกจากสัญญาณนาฬิกาที่ใช้กำหนดไซเคิลการทำงานภายใน PIC16F84

**บิต 4 :** TOSE (TMRO source edge select bit)

ใช้เลือกขอบขาของสัญญาณนาฬิกาที่จ่ายเข้ามายังขา RA4/TOCKI ในกรณีที่เลือกแหล่งจ่ายสัญญาณนาฬิกาให้ไทมเมอร์แคนเตอร์ผ่านทางขา RA4/TOCKI โดยการกำหนดบิต TOCS ให้เป็น '1'

'1' - กำหนดให้ TMRO เกิดการเพิ่มค่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่ขา RA4/TOCKI จากสูงมาต่ำ

'0' - กำหนดให้ TMRO เกิดการเพิ่มค่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่ขา RA4/TOCKI จากต่ำไปสูง

**บิต 3 :** PSA (Prescaler assignment bit) บิตกำหนดการทำงานของพรีสเกลเลอร์

'1' - กำหนดให้พรีสเกลเลอร์ทำงานร่วมกับวอตช์ด็อกไทมเมอร์ เมื่อทำงานกับวอตช์ด็อกไทมเมอร์จะเรียกพรีสเกลเลอร์ว่า โพลัสต์สเกลเลอร์

'0' - กำหนดให้พรีสเกลเลอร์ทำงานร่วมกับ TMRO

**บิต 2-0 :** PS2-PS0 (Prescaler rate select bit) บิตเลือกอัตราส่วนของพรีสเกลเลอร์ เป็นบิตที่ใช้ในการกำหนดอัตราส่วนในการทำงานของพรีสเกลเลอร์ เมื่อทำงานกับ TMRO และวอตช์ด็อกไทมเมอร์ อัตราส่วนหนึ่งมีค่าไม่เท่ากัน การกำหนดอัตราส่วนของพรีสเกลเลอร์เป็นไปดังนี้

PS2	PS1	PS0	อัตราส่วนเมื่อทำงานกับ WDT	อัตราส่วนเมื่อทำงานกับ TMRO
0	0	0	1:1	1:2
0	0	1	1:2	1:4
0	1	0	1:4	1:8
0	1	1	1:8	1:16
1	0	0	1:16	1:32
1	0	1	1:32	1:64
1	1	0	1:64	1:128
1	1	1	1:128	1:256

รูป 4.6 รายละเอียดของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ OPTION

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-x
GIE	EEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF

R : เป็นบิตที่สามารถอ่านค่าได้  
W : เป็นบิตที่สามารถเขียนค่าได้  
P : เป็นบิตที่ไม่ใช้งาน  
อ่านค่าได้เท่ากับ '0'  
-n : ค่าที่เกิดขึ้นหลังจากเกิดเพาเวอร์อนรีเซต

**บิต 7 :** GIE (*Global interrupt enable bit*) บิตอีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์  
'1' - อีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์ทั้งหมด  
'0' - คื้สเอเบิลการอินเตอร์รื้ปต์ทั้งหมด

**บิต 6 :** EEIE (*EEPROM write complete interrupt enable bit*) บิตอีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์เมื่อการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำข้อมูลอีพรอมเสร็จสมบูรณ์  
'1' - อีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้  
'0' - คื้สเอเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้

**บิต 5 :** TOIE (*TMRO overflow interrupt enable bit*)  
'1' - อีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้  
'0' - คื้สเอเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้

**บิต 4 :** INTE (*RBO/INT interrupt enable bit*)  
'1' - อีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้  
'0' - คื้สเอเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้

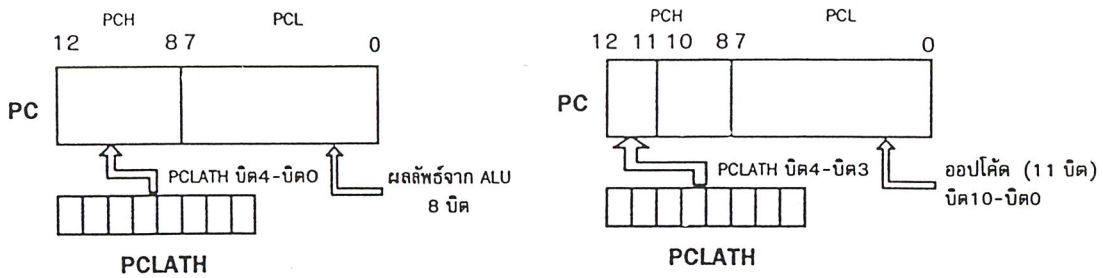
**บิต 3 :** RBIE (*Port B change interrupt enable bit*)  
ระดับสัญญาณที่ขาพอร์ต B บิตที่ 4-7  
'1' - อีนาเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้  
'0' - คื้สเอเบิลการอินเตอร์รื้ปต์แบบนี้

**บิต 2 :** TOIF (*TMRO overflow interrupt flag*)  
'1' - แจ้งให้ทราบว่าเกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจาก TMRO เกิดโอเวอร์โฟลว  
'0' - ไม่เกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจาก TMRO เกิดโอเวอร์โฟลว

**บิต 1 :** INTF (*RBO/INT interrupt flag*)  
'1' - แจ้งให้ทราบว่าเกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ขา RBO/INT  
'0' - ไม่เกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ขา RBO/INT

**บิต 0 :** RBIF (*Port B change interrupt flag*)  
ระดับสัญญาณที่ขาพอร์ต B บิตที่ 4-7  
'1' - แจ้งให้ทราบว่าเกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจากเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่ขาพอร์ต B บิตที่ 4-7  
'0' - ไม่เกิดการอินเตอร์รื้ปต์อันเนื่องมาจากเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่ขาพอร์ต B บิตที่ 4-7

รูป 4.7 รายละเอียดของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ INTCON



รูป 4.8 การถ่ายทอดข้อมูลภายใน โปรแกรมเคาน์เตอร์

### สแต็ก ( STACK )

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84 ได้จัดสรรสแต็กหรือพื้นที่ในหน่วยความจำ เพื่อใช้ในการเก็บค่าของโปรแกรมเคาน์เตอร์ชั่วคราวไว้ 8 ระดับ ในแต่ละระดับมีขนาด 13 บิต ถ้ามีการพุก ( PUSH ) หนึ่ง สแต็กจะทำการเก็บค่าของโปรแกรมเคาน์เตอร์ ( PC ) ไว้ 1 ค่า สแต็กใน PIC16F84 จะรองรับได้ 8 ครั้งต่อเนื่องกัน หากมีการพุกเป็นครั้งที่ 9 ซีพียูจะนำค่าของ PC ในครั้งที่ 9 นี้เก็บลงในสแต็กที่เก็บค่า PC ในครั้งที่ 1

การพุก ( PUSH ) หมายถึงการที่ซีพียูจะทำคำสั่งตามลำดับปกติแล้วไปพบคำสั่ง CALL หรือเกิดการอินเตอร์รัปต์ ก่อนที่ซีพียูจะกระโดดไปซีพียูจะเก็บค่าของ PC ในขณะนั้นไว้ในหน่วยความจำชั่วคราว ซึ่งหน่วยความจำชั่วคราวดังกล่าวนี้ก็คือ สแต็ก เมื่อ ซีพียูกระทำคำสั่งในโปรแกรมย่อยที่กระโดดไปเรียบร้อยแล้วซีพียูจะกลับไปอ่านค่าโปรแกรมเคาน์เตอร์ที่เก็บไว้ในสแต็ก แล้วกลับมากำหนดคำสั่งในแอสเซมบลีต่อไป

### รีจิสเตอร์ W

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84 มีรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการทำงานหลักอยู่ตัวหนึ่งคือรีจิสเตอร์ W หากเปรียบเทียบกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์อื่นๆรีจิสเตอร์ W เทียบได้กับแอสเซมบลีเลสเตอร์ นั่นเอง เมื่อ PIC16F84 กระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์ รีจิสเตอร์ W จะเป็นรีจิสเตอร์ที่ซีพียูติดต่อกับ การโอนข้อมูล หรือการตรวจสอบข้อมูลจะกระทำที่รีจิสเตอร์ W เป็นหลัก

### รีจิสเตอร์ไฟล์ ( File Register )

เนื่องจาก PIC16F84 มีรีจิสเตอร์เกี่ยวข้องอยู่หลายตัว จึงได้รวบรวมรีจิสเตอร์ทั้งหมดไว้

#### ในรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดเดรส	ชื่อรีจิสเตอร์	บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0	ค่าที่เกิดขึ้นหากเกิด เพาเวอร์อนรีเซต	ค่าที่เกิดขึ้นหากเกิด การรีเซตในแบบอื่น
แบงก์ 0											
00H	INDF	-ไม่สามารถทำการอ่านข้อมูลได้โดยตรง -ใช้เก็บค่าที่รีจิสเตอร์ FSR เพื่อเข้าถึงข้อมูลแบบโดยอ้อม								-----	-----
01H	TMRO	รีลโคม์คล็อกและเคาน์เตอร์ขนาด 8 บิต								ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
02H	PCL	รีจิสเตอร์เก็บค่า 8 บิตล่างของโปรแกรมเคาน์เตอร์ (PC)								0000 0000	0000 0000
03H	STATUS <sup>(2)</sup>	IRP	RP1	RPO	TO	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu
04H	FSR	ใช้รีแอดเดรสของหน่วยความจำข้อมูลโดยอ้อม								ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
05H	PORTA	-	-	-	RA4/ TOCKI	RA3	RA2	RA1	RA0	---x xxxx	---b uuuu
06H	PORTB	RB7	RB6	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0	ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
07H		ไม่มีการใช้งาน อ่านค่าได้ 0								-----	-----
08H	EEDATA	รีจิสเตอร์สำหรับเก็บข้อมูลของหน่วยความจำอีพรอม								ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
09H	EEADR	รีจิสเตอร์สำหรับเก็บค่าแอดเดรสของหน่วยความจำอีพรอม								ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
0AH	PCLATH <sup>(1)</sup>	-	-	-	เป็นบัฟเฟอร์สำหรับเก็บค่า 5 บิตบนของ PC					---0 0000	---0 0000
0BH	INTCON	GIE	EEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
แบงก์ 1											
80H	INDF	-ไม่สามารถทำการอ่านข้อมูลได้โดยตรง -ใช้เก็บค่าที่รีจิสเตอร์ FSR เพื่อเข้าถึงข้อมูลแบบโดยอ้อม								-----	-----
81H	OPTION	RBFPU	INTEDG	TOCS	TOSE	PS3	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111
82H	PCL	-ไม่สามารถทำการอ่านข้อมูลได้โดยตรง -ใช้เก็บข้อมูล 8 บิตล่างของโปรแกรมเคาน์เตอร์ (PC)								0000 0000	0000 0000
83H	STATUS <sup>(2)</sup>	IRP	RP1	RPO	TO	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu
84H	FSR	ใช้รีแอดเดรสของหน่วยความจำข้อมูลโดยอ้อม								ไม่ทราบค่า	ไม่เปลี่ยนแปลง
85H	TRISA	-	-	-	รีจิสเตอร์กำหนดทิศทางของพอร์ต A					---1 1111	---1 1111
86H	TRISB	รีจิสเตอร์กำหนดทิศทางการถ่ายทอดข้อมูลของพอร์ต B								1111 1111	1111 1111
87H		ไม่มีการใช้งาน อ่านค่าได้ 0								-----	-----
88H	ECON1	-	-	-	EEIF	WRERR	WREN	WR	RD	---0 x000	---0 q000
89H	ECON2	รีจิสเตอร์ควบคุมหน่วยความจำอีพรอม 2 (ไม่สามารถอ่านข้อมูลได้โดยตรง)								-----	-----
8AH	PCLATH	-	-	-	เป็นบัฟเฟอร์สำหรับเก็บค่า 5 บิตบนของ PC					---0 0000	---0 0000
8BH	INTCON	GIE	EEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u

รูป 4.9 รายละเอียดทั้งหมดของรีจิสเตอร์ไฟล์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ชุดคำสั่งของ PIC16F84

ไมโครชิป เทคโนโลยี ผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ได้จัดแบ่งชุดคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC ออกเป็น 3 กลุ่มคือ

1.กลุ่มคำสั่งจัดการข้อมูลระดับไบต์กับ รีจิสเตอร์ไฟล์ ( Byte – oriented file register -operation ) เป็นกลุ่มคำสั่งที่ต้องเกี่ยวข้องกับรีจิสเตอร์ไฟล์โดยตรงหรืออ้อม โดยขนาดของข้อมูลที่ต้องประมวลผลอยู่ในระดับไบต์หรือ 8 บิต มีทั้งสิ้น 18 คำสั่ง

2.กลุ่มคำสั่งจัดการข้อมูลระดับรีจิสเตอร์ไฟล์ ( Bit – oriented file register operation ) เป็นกลุ่มคำสั่งที่ต้องเกี่ยวข้องกับรีจิสเตอร์ไฟล์โดยตรงหรืออ้อม โดยขนาดของข้อมูลที่ต้องประมวลผลอยู่ในระดับบิต มีทั้งสิ้น 4 คำสั่ง

3.กลุ่มคำสั่งจัดการกับค่าคงที่และควบคุมการทำงาน (Literal and control operation) เป็นกลุ่มคำสั่งที่ผสมกันระหว่างการประมวลผลกับค่าคงที่ คำสั่งเกี่ยวกับการกระโดดไปยังโปรแกรมย่อยและออกจากโปรแกรมย่อย และคำสั่งกำหนดโหมดการทำงาน มีทั้งสิ้น 13 คำสั่ง

## รายละเอียดและการทำงานของคำสั่ง

ในรูปที่ 4.10 เป็นตารางสรุปชุดคำสั่งทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ทั้งนี้ยังไม่รวมคำสั่งเทียมที่ใช้ประกอบในการเขียนโปรแกรมซึ่งแตกต่างกันขึ้นอยู่กับการใช้ฮาร์ดแวร์แอสเซมเบลอร์ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ควรใช้โปรแกรม MPASM ซึ่งผลิตโดยไมโครชิปเทคโนโลยี ซึ่งเป็นผู้ผลิตตัวไมโครคอนโทรลเลอร์โดยโปรแกรม MPASM นี้ทางไมโครชิปแจกฟรีสามารถดาวน์โหลดได้ทางอินเทอร์เน็ตที่ <http://www.microchip.com>

สำหรับการอธิบายถึงรายละเอียดการทำงานทั้งหมดของ PIC16F84 จะอธิบายเรียงตามตัวอักษรภาษาอังกฤษ ทั้งนี้เพื่อให้่ายและสะดวกในการค้นหา

กลุ่มคำสั่งจัดการข้อมูลระดับไบต์ของรีจิสเตอร์ไฟล์							
นิมิตก์	โอเปอร์เรนด์	รายละเอียด	ไซเคิล	ออปโค้ด 14 บิต		บิตสถานะที่เกี่ยวข้อง	หมายเหตุ
addwf	f,d	W+f	1	00	0111 dfff ffff	C, DC, Z	1
andwf	f,d	W AND f	1	00	0101 dfff ffff	Z	1
clrf	f	เคลียร์ค่าของ f	1	00	0001 1fff ffff	Z	1
clrw	-	เคลียร์ค่าของ W	1	00	0001 0000 0c11	Z	
comf	f,d	คอมพลิเมนต์ f	1	00	1001 dfff ffff	Z	1
decf	f,d	ลดค่า f	1	00	0011 dfff ffff	Z	1
decfsz	f,d	ลดค่า f, ซ้ำหนึ่งแอดเดรส ถ้าค่าเป็น 0	1 (2)	00	1011 dfff ffff	ไม่มี	1, 2
incf	f,d	เพิ่มค่า f	1	00	1010 dfff ffff	Z	1
incfsz	f,d	เพิ่มค่า f, ซ้ำหนึ่งแอดเดรส ถ้าค่าเป็น 0	1 (2)	00	1111 dfff ffff	ไม่มี	1, 2
iorwf	f,d	W OR f	1	00	0100 dfff ffff	Z	1
movf	f,d	โอนย้ายข้อมูลไปยัง f	1	00	1000 dfff ffff	Z	1
movwf	f	โอนย้ายข้อมูลจาก W ไปยัง f	1	00	0000 1fff ffff	ไม่มี	
nop	-	ไม่มีการทำงาน	1	00	0000 0x00 0c00	ไม่มี	
rlf	f,d	เลื่อนข้อมูลไปทางซ้าย 1 บิตผ่านบิต C	1	00	1101 dfff ffff	C	1
rrf	f,d	เลื่อนข้อมูลไปทางขวา 1 บิตผ่านบิต C	1	00	1100 dfff ffff	C	1
subwf	f,d	f-W	1	00	0010 dfff ffff	C, DC, Z	1
swapf	f,d	สลับค่า 4 บิตบนกับ 4 บิตล่างของ f	1	00	1110 dfff ffff	ไม่มี	1
xorwf	f,d	W XOR f	1	00	0110 dfff ffff	Z	1
กลุ่มคำสั่งจัดการข้อมูลระดับบิตของรีจิสเตอร์ไฟล์							
นิมิตก์	โอเปอร์เรนด์	รายละเอียด	ไซเคิล	ออปโค้ด 14 บิต		บิตสถานะที่เกี่ยวข้อง	หมายเหตุ
bcf	f,b	เคลียร์บิตของ f	1	01	00bb bfff ffff	ไม่มี	1
bsf	f,b	เซตบิตของ f	1	01	01bb bfff ffff	ไม่มี	1
btfsf	f,b	ตรวจสอบบิต ซ้ำหนึ่งแอดเดรส ถ้าเป็น "0"	1 (2)	01	10bb bfff ffff	ไม่มี	2
btfsz	f,b	ตรวจสอบบิต ซ้ำหนึ่งแอดเดรส ถ้าเป็น "1"	1 (2)	01	11bb bfff ffff	ไม่มี	2
กลุ่มคำสั่งจัดการกับข้อมูลค่าคงที่และควบคุมการทำงาน							
นิมิตก์	โอเปอร์เรนด์	รายละเอียด	ไซเคิล	ออปโค้ด 14 บิต		บิตสถานะที่เกี่ยวข้อง	หมายเหตุ
addlw	k	ค่าคงที่ + W	1	11	111x kkkk kkkk	C, DC, Z	
andlw	k	ค่าคงที่ AND W	1	11	1001 kkkk kkkk	Z	
call	k	เรียกโปรแกรมย่อย	2	10	0kkk kkkk kkkk	ไม่มี	
clrwdt	-	เคลียร์ค่าของ WDT	1	00	0000 0110 0100	T0, PD	
goto	k	กระโดดไปยังแอดเดรสที่กำหนด	2	10	1kkk kkkk kkkk	ไม่มี	
iorlw	k	ค่าคงที่ OR W	1	11	1000 kkkk kkkk	Z	
movlw	k	นำค่าคงที่ไปเก็บไว้ใน W	1	11	00xx kkkk kkkk	ไม่มี	
retfie	-	ออกจากโปรแกรมย่อยบริการอินเตอร์พรีต	2	00	0000 0000 1001	ไม่มี	
retlw	k	กลับสู่โปรแกรมด้วยค่าคงที่ใน W	2	11	01xx kkkk kkkk	ไม่มี	
return	-	ออกจากโปรแกรมย่อย	2	00	0000 0000 1000	ไม่มี	
sleep	-	เข้าสู่โหมดสลีป	1	00	0000 0110 0011	T0, PD	
sublw	k	ค่าคงที่ - W	1	11	110x kkkk kkkk	C, DC, Z	
xorlw	k	ค่าคงที่ XOR W	1	11	1010 kkkk kkkk	Z	

หมายเหตุ :

2. ถ้ากระทำคำสั่งนี้แล้ว เงื่อนไขในการตรวจสอบถูกต้อง คำสั่งนี้จะใช้เวลา 2 ไซเคิล โดยในไซเคิลที่สอง จะเป็นกระทำคำสั่งในลักษณะ NOP ส่วนค่าของ PC จะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น 2 ค่า

#### รูป 4.10 ตารางสรุปรายละเอียดการทำงานทั้งหมดของ PIC16F84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

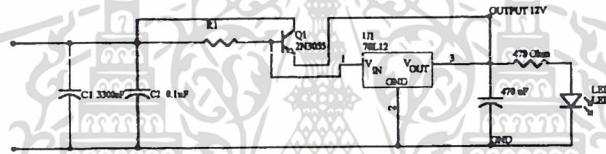
### การออกแบบและผลการทดลอง

#### 5.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจรในโครงงานนี้จะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 จะทำงานและควบคุมการทำงานโดยวงจรที่สร้างขึ้น ส่วนที่ 2 จะทำงานและควบคุมโดยคอนโทรลเลอร์

##### 5.1.1 ภาคแหล่งจ่ายไฟ (Supply)

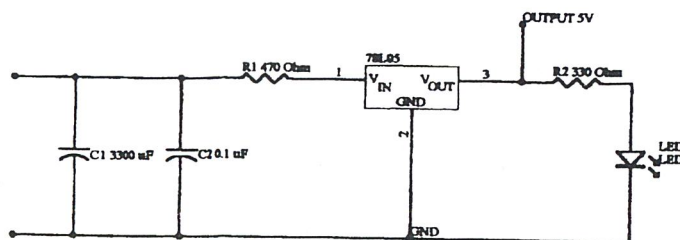
##### ส่วนของแรงดันไฟฟ้า 12 V



รูป 5.1 วงจรแรงดัน 12 โวลต์

ส่วนนี้เป็นส่วนจ่ายไฟให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยมี C 3300 uF และ 0.1 uF กรองไฟให้เรียบต่อมาก็จะจ่ายเข้าสู่ IC Regulator 7812 โดยมี 2N 3055 เป็นตัวช่วยให้จ่ายกระแสได้สูงขึ้น และมี C 470 uF กรองให้เรียบอีกครั้ง ส่วน R 470 Ohm จะจำกัดกระแสให้กับ LED ในการแสดงสถานะการทำงาน

##### ส่วนของแรงดันไฟฟ้า 5V

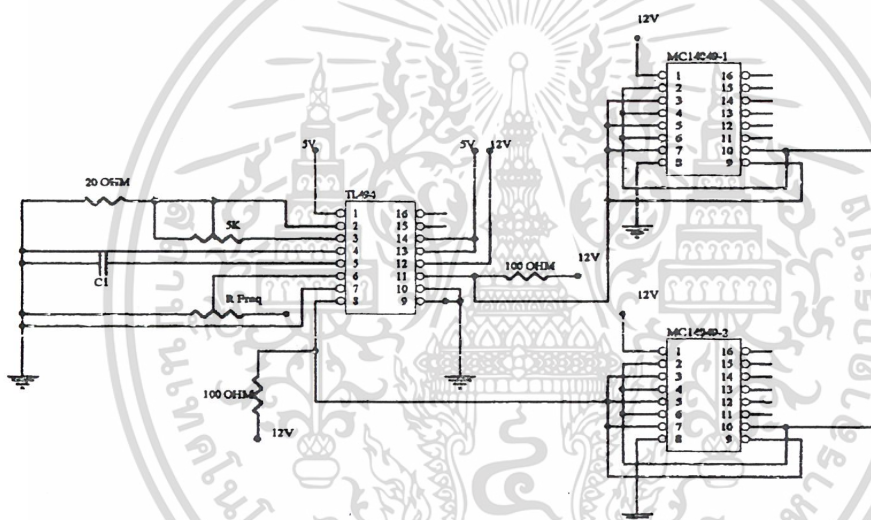


เอกสารรูป 5.2 วงจรแรงดัน 5 โวลต์ รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนนี้เป็นส่วนจ่ายไฟให้กับวงจรของไมโครคอนโทรลเลอร์โดยมี C 3300 uF และ 0.1 uF กรองไฟให้เรียบต่อมาจะมี R 470 Ohm จำกัดแรงดันให้ลดลงเหลือ 5 V แล้วผ่าน IC Regulator 7805 ส่วน R 330 Ohm จะจำกัดกระแสให้กับ LED ในการแสดงสถานะการทำงาน

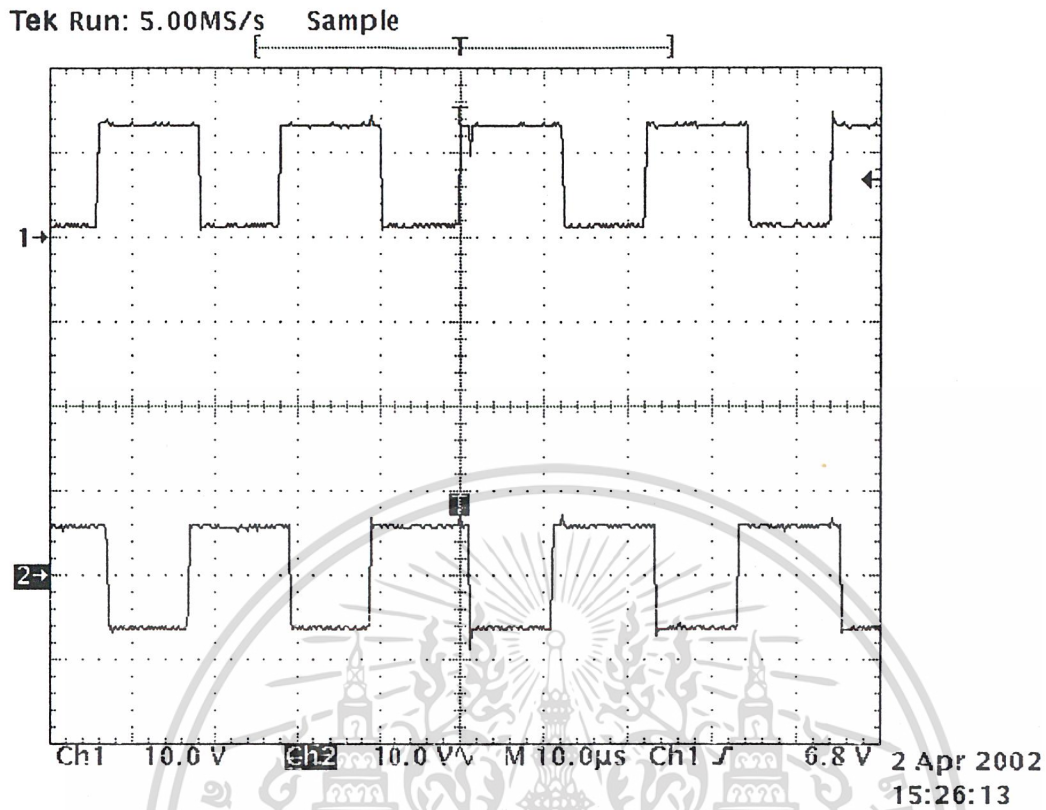
### 5.1.2 ภาควิธีซิง (Switching)

#### ส่วนของวงจรสร้างพัลส์

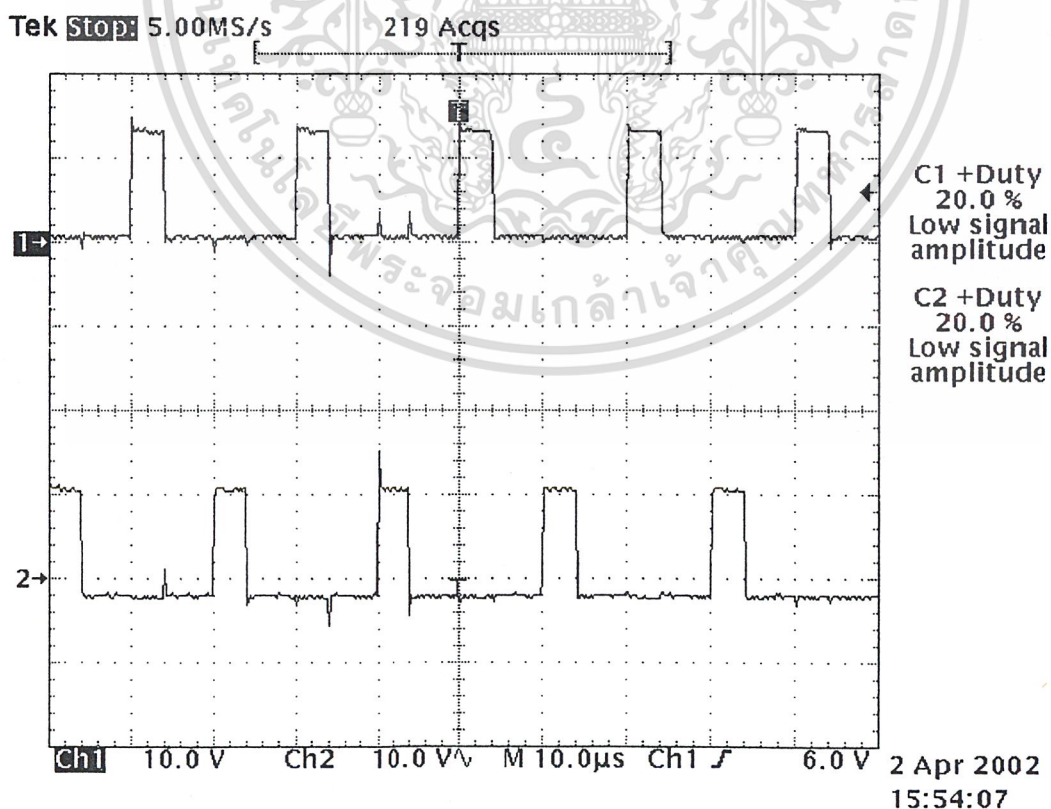


รูป 5.3 วงจรสร้างพัลส์

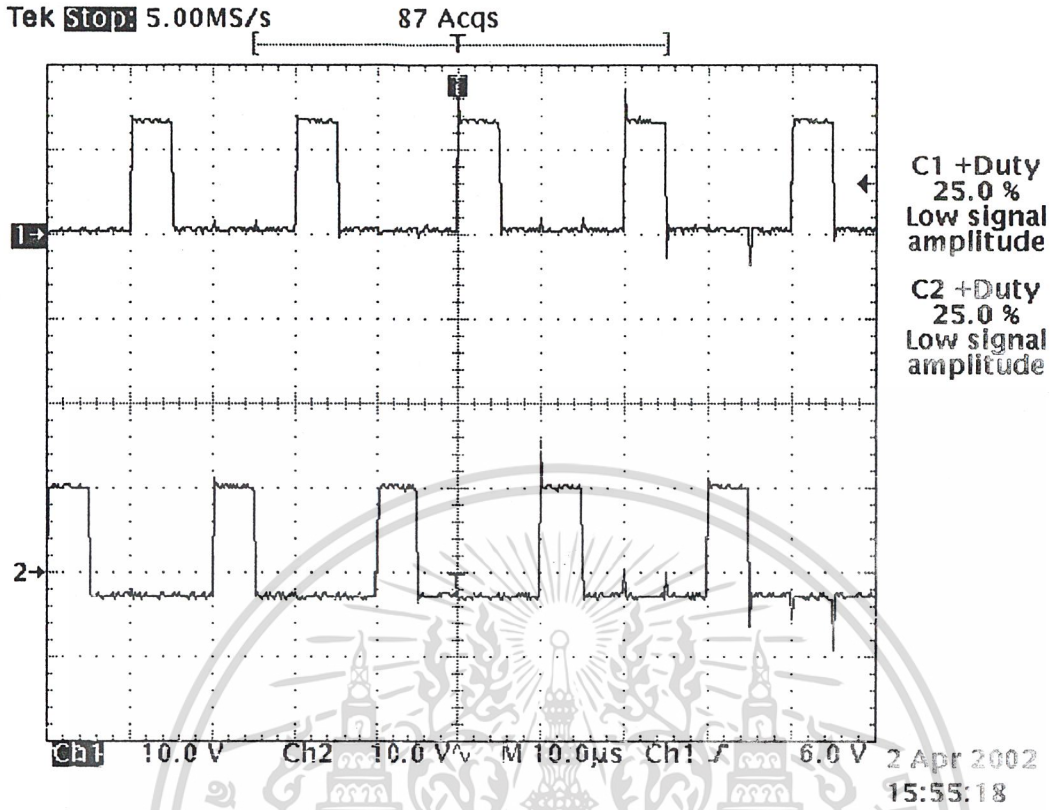
เริ่มจากจ่ายไฟให้กับ TL494 ก็จะได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 50 กิโลเฮิรตซ์ โดยสามารถปรับค่า Duty Cycle ได้จากนั้นจะนำมาผ่าน CD 4049 เพื่อกลับสัญญาณให้เป็นสัญญาณพัลส์ที่ต้องการนำไปใช้ สำหรับรายละเอียดของ TL494 สามารถดูได้จากบทที่ 3 ซึ่งคลื่นที่ได้จาก TL494 จะแสดงได้ดังในรูปที่ 5.4 ซึ่งพัลส์ที่ออกจากจากวงจรสร้างพัลส์นั้นเราสามารถปรับย่านความถี่ได้ทั้งหมดด้วยกัน 5 ย่านความถี่ที่แสดงไว้ดังรูปที่ 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ทำให้เครื่องกำเนิดโอโซนนั้นสามารถผลิตโอโซนออกมาได้



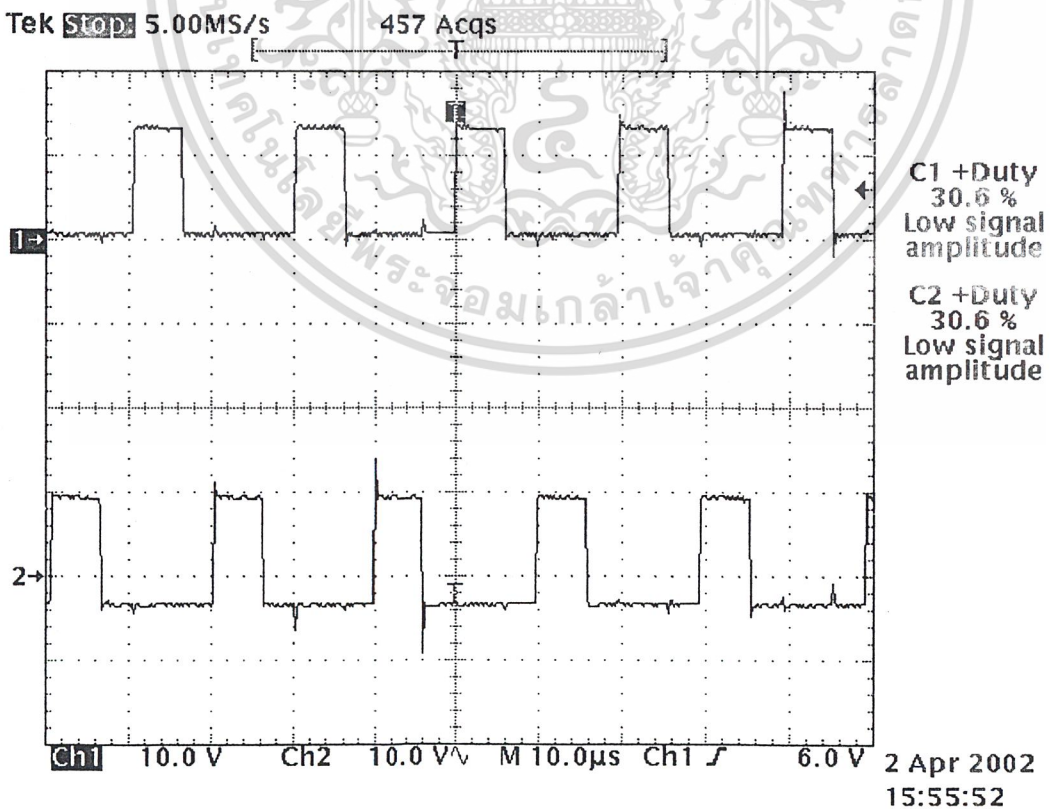
รูปที่ 5.4 แสดงพัลส์ที่ออกจาก ไอซี TL494



รูปที่ 5.5 แสดงค่า duty cycle ที่ 20 เปอร์เซ็นต์

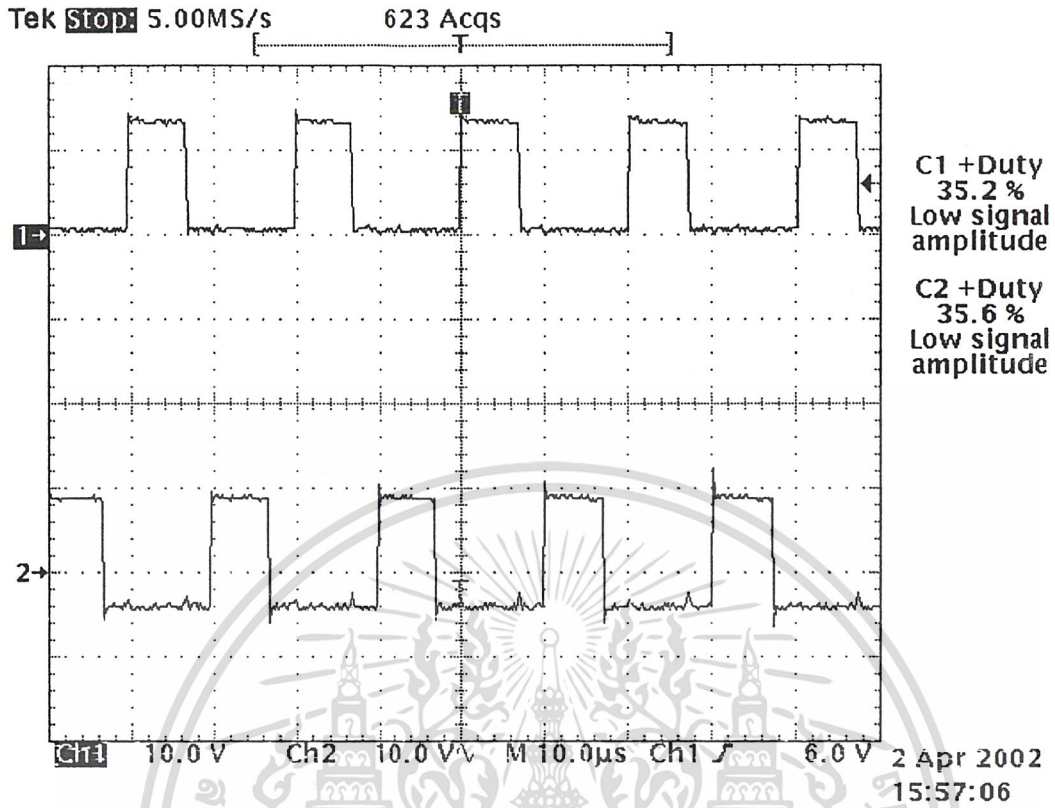


รูปที่ 5.6 แสดงค่าควิตซ์ไซเคิลที่ 25 เปอร์เซ็นต์

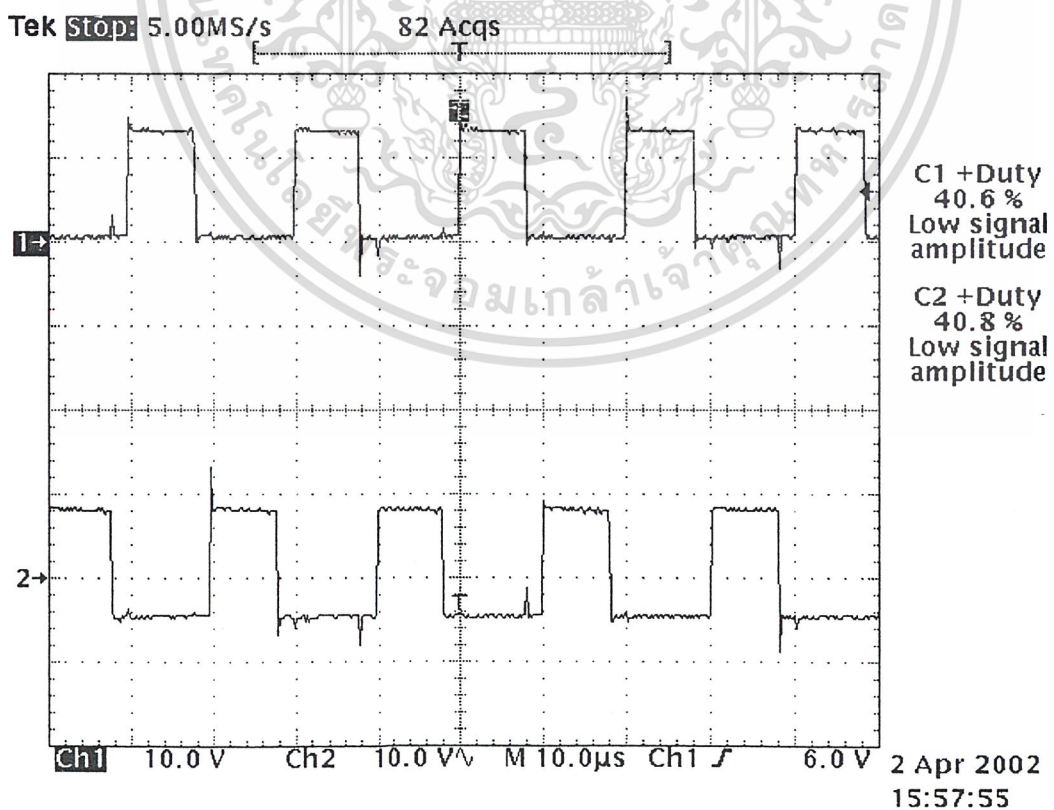


รูปที่ 5.7 แสดงค่าควิตซ์ไซเคิลที่ 30 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

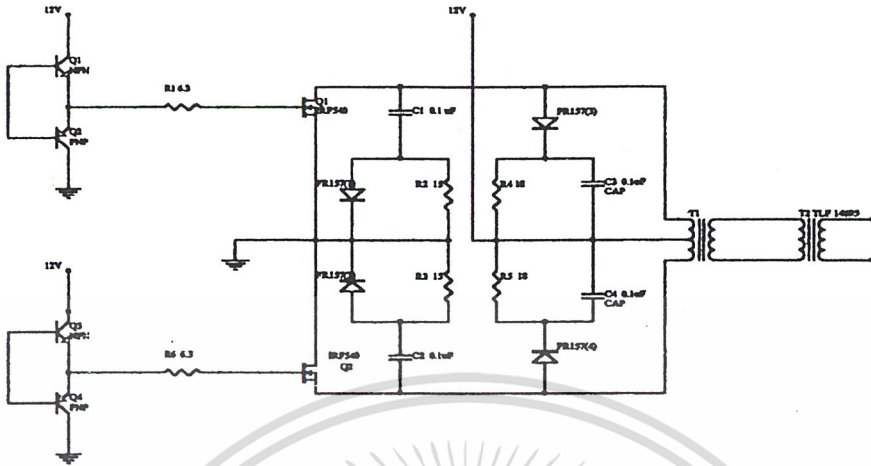


รูปที่ 5.8 แสดงค่าความถี่พัลส์ที่ 35 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.9 แสดงค่าความถี่พัลส์ที่ 40 เปอร์เซ็นต์

## ส่วนของวงจรสวิตซ์ซิ่ง

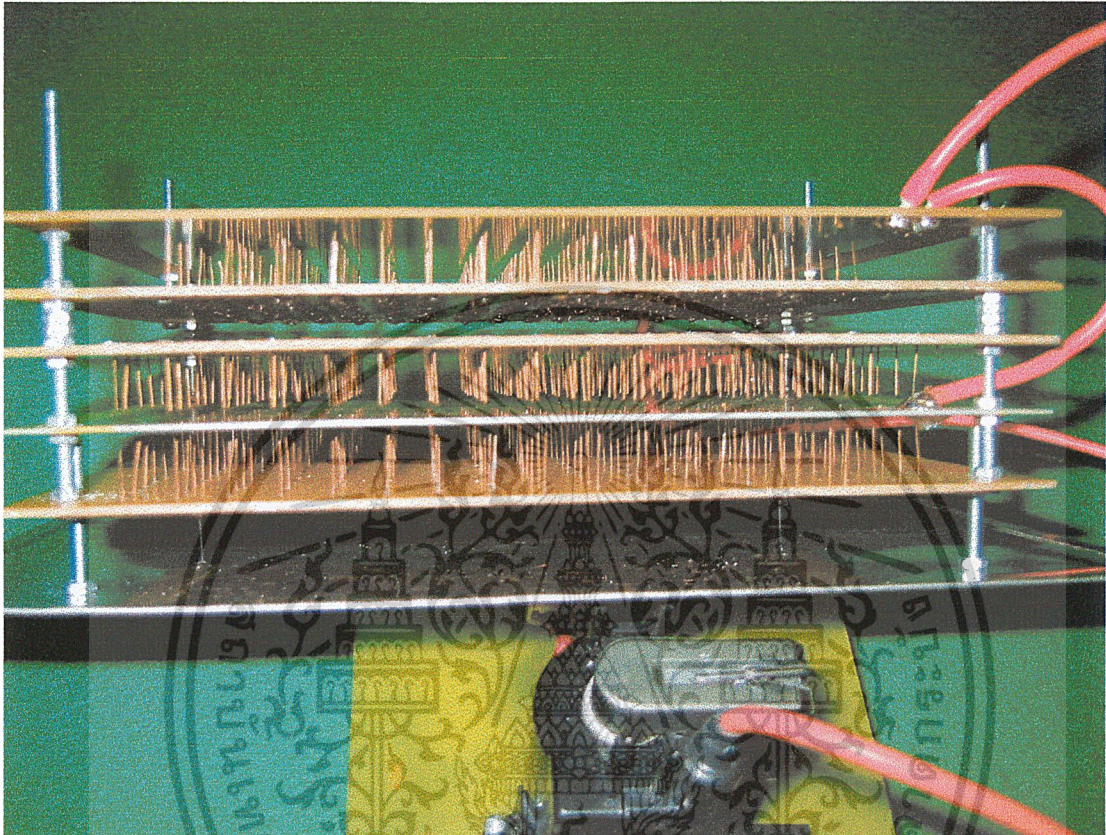


รูป 5.10 วงจรสวิตซ์ซิ่ง

เริ่มจากจ่ายไฟให้กับ BC 337 และ BC 328 โดยจะทำให้สามารถมีกระแสและแรงดันพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตโดยผ่าน R 6.3 Ohm เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นจากนั้นเพาเวอร์มอสเฟตจะทำการสวิตซ์ซิ่งโดยการสลับการนำกระแสผ่านขดลวดด้านไพรมารีของหม้อแปลง T1 โดยจะทำให้ได้แรงดันประมาณ 200 โวลต์ ส่วนการต่อ C 0.1 uF อนุกรมกับ R 15 Ohm ที่ขนานอยู่กับไดโอด FR 157 นั้นเพื่อป้องกันกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงานส่วนไดโอด FR 157 ที่ต่ออนุกรมกับ R 18 Ohm ที่ขนานอยู่กับ C 0.1 uF นั้นเพื่อป้องกันแรงดันเกิน ซึ่งเกิดจากแรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินกว่าที่เพาเวอร์มอสเฟตทนได้ซึ่งจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นได้

จากนั้นแรงดันประมาณ 200 โวลต์ ที่ได้จาก T1 จะส่งไปยังหม้อแปลง T2 จากนั้นจะได้แรงดันประมาณ 5000 โวลต์ เพื่อจ่ายให้กับแมงอิลีกโตรดเพื่อสร้างปรากฏการณ์โคโรนาในการสังเคราะห์ไอโซนต่อไป

## 5.2 ภาคสังเคราะห์ก๊าซโอโซน

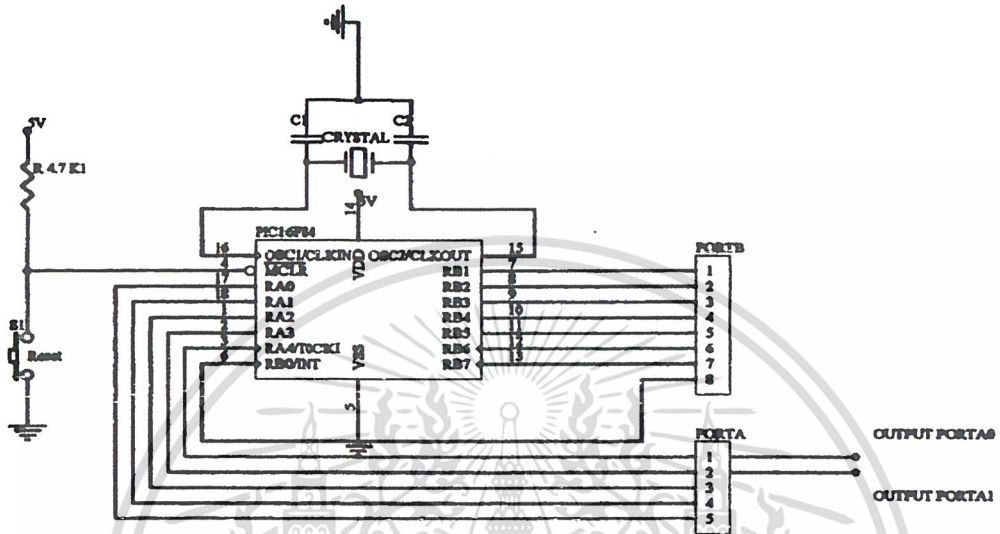


รูป 5.11 ภาคสังเคราะห์ก๊าซโอโซน

เป็นอุปกรณ์ในการสังเคราะห์ก๊าซโอโซน โดยจะป้อนอากาศหรือออกซิเจนเข้าสู่กล่องสังเคราะห์ภายในกล่องจะเป็นแผงอิเล็กโทรดขนาดกว้าง 15 เซนติเมตร ยาว 20 เซนติเมตร โดยในแต่ละแผ่นจะมีลวดทองแดงปลายแหลมจำนวน 230 แท่งต่อแผ่น และมีแผ่นปรินท์ทองแดงทำหน้าที่เป็นกราวด์ ภายในกล่องสังเคราะห์จะประกอบด้วยแผ่นระนาบวางซ้อนกันจำนวน 3 ชั้น เพื่อทำการสร้างสนามไฟฟ้าให้มีความเข้มสูงเพื่อให้อากาศหรือออกซิเจนที่เข้ามาในกล่องสังเคราะห์ เกิดการแตกตัวและรวมตัวกันใหม่เป็นก๊าซโอโซนตามที่ต้องการ

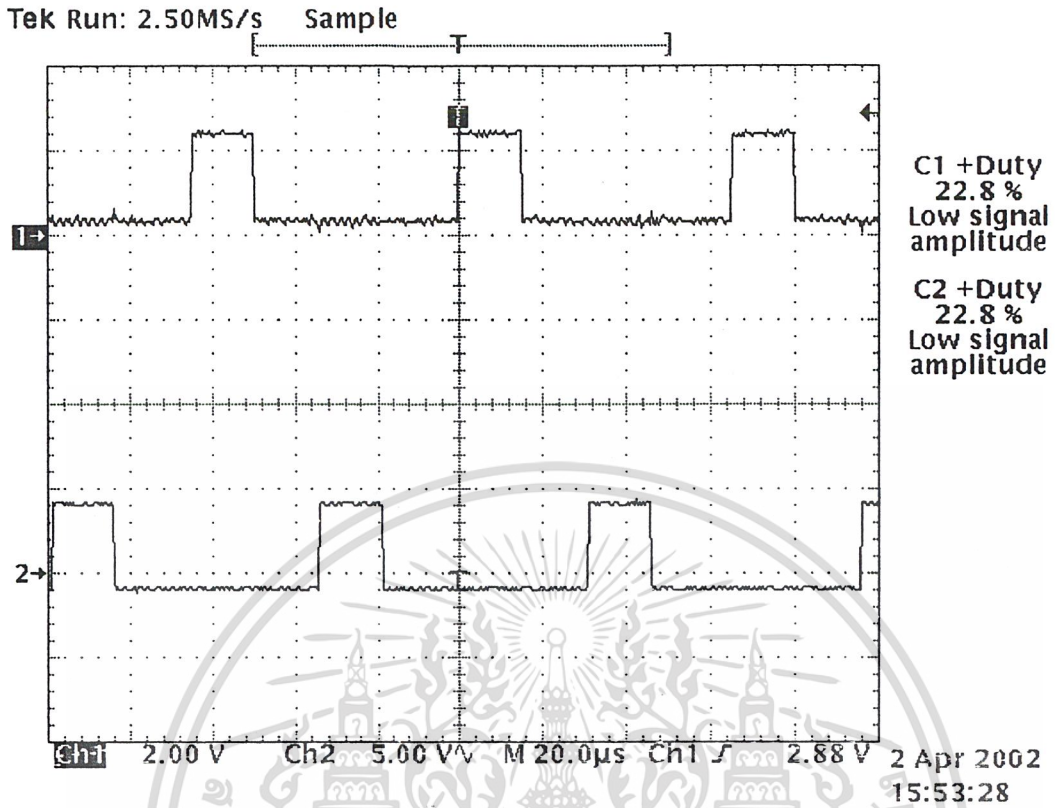
## 5.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์

### วงจรของ PIC16F84



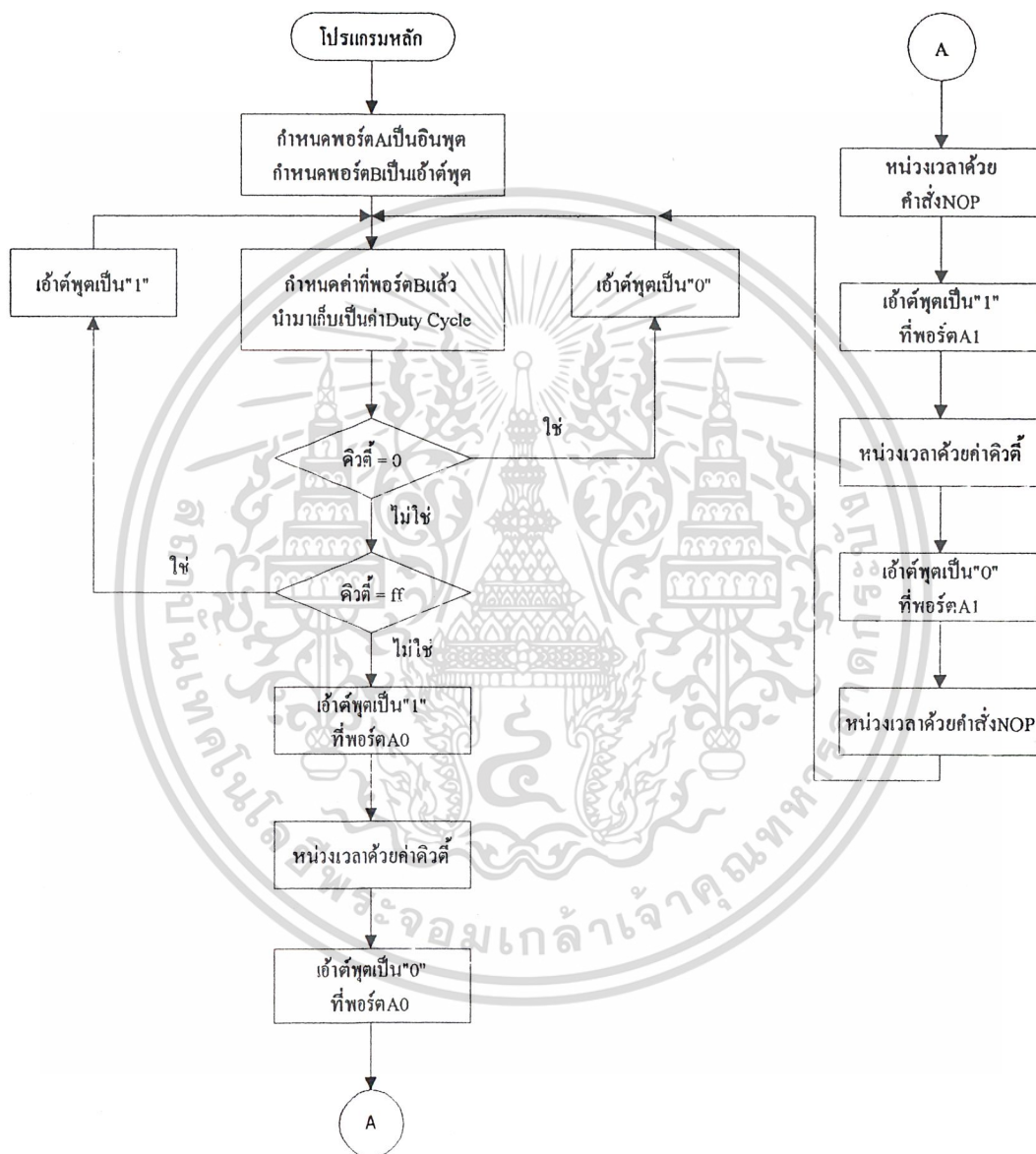
รูป 5.12 วงจรของ PIC16F84

การทำงานของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์จะเป็นการกำหนดค่าตัวตั้งไขเคล็ดของพัลส์ที่จะส่งให้กับวงจรสวิทซ์ซึ่งโดยสามารถควบคุมค่าได้จากตัวโปรแกรมซึ่งสามารถดูได้จากโฟลว์ชาร์ทการทำงานได้ในรูปที่ 5.14 และพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงได้ดังรูปที่ 5.13



รูป 5.13 แสดงพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีค่าตัวชี้เซเคิล 22.8 เปอร์เซ็นต์

## โฟลว์ชาร์ท (Flow Chart) แสดงการทำงานของโปรแกรม



รูป 5.14 โฟลว์ชาร์ทการทำงานของโปรแกรม

## 5.4 ผลของการทดลองวัดปริมาณไอโชน

### 5.4.1 รายการอุปกรณ์การทดลอง

1. เครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโชน
2. สารละลายโปตัสเซียมไอโอไดด์ (KI) 0.005m ปริมาณ 500 mL
3. กรดซัลฟูริก ( $H_2SO_4$ )
4. สารละลายโซเดียมไทโอซัลเฟต ( $Na_2 S_2 O_3$ ) 0.05m

### 5.4.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. เตรียมสาร KI 20 กรัม ในน้ำกลั่น 1 ลิตร เก็บในขวดสีชาไว้นานอย่างน้อย 24 ชั่วโมง
2. ป้อนก๊าซออกซิเจนจากถังออกซิเจนเข้าสู่เครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโชน โดยควบคุมแรงดันไว้ที่ 50 Ib/in<sup>2</sup>
3. นำก๊าซไอโชนที่ได้จากเครื่องผ่านไปยังสารละลาย KI เป็นเวลา 10 นาทีเพื่อที่จะให้ก๊าซไอโชนละลายในสารละลาย KI
4. นำสารที่ได้มาผ่านการทดสอบโดยไตเตรตกับสารละลาย  $Na_2 S_2 O_3$  - จนกว่าสารละลาย KI จะเปลี่ยนเป็นสีใส แล้วบันทึกผลการปริมาณสารละลาย  $Na_2 S_2 O_3$  ที่ได้ใช้ในการไตเตรต
5. กำหนดหาปริมาณก๊าซไอโชนที่ผลิตได้โดยใช้การคำนวณจากสมการ

$$\text{mg } O_3 / L = \frac{(A - B) \cdot m \cdot 24000}{\text{mL sample}} \quad (5.1)$$

A = mL ของ titrant for sample

B = mL ของ titrant for blank

M = molarity of  $Na_2 S_2 O_3$

6. แปลงค่าที่ได้จากหน่วยเวลาที่วัด เป็นหน่วยมิลลิกรัม ไอโชนต่อชั่วโมง

7. ทำการบันทึกผลการทดลองและวิเคราะห์

### 5.4.3 ผลการทดลอง

ควิตซ์ไซ้เกิด (%)	ปริมาณ โอ โชน (mg/hr)
20	0.21
25	1.02
30	3.42
35	6.72
40	9.12

รูปที่ 5.15 แสดงตารางปริมาณ โอ โชนที่สังเคราะห์ได้

### 5.4.4 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

- 1.ปริมาณของการเกิด โอ โชน แปรผันกับค่าของแรงดันไฟฟ้า จำนวนเส้นลวดฮีทเตอร์ อัตราการไหลของก๊าซ จากปัจจัยต่างๆที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของปริมาณก๊าซ โอ โชน จึงได้ทำการเลือกวิธีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าเพื่อที่จะสังเคราะห์ โอ โชน ในปริมาณที่ต้องการ
- 2.อัตราการสังเคราะห์ โอ โชน ที่ทดสอบอาจมีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างเนื่องจากอุปสรรคในการทดลองและการวัดปริมาณของสารที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
list    p=16f84
OPTION_    equ    0x01
STATUS    equ    0x03
PORTA     equ    0x05
PORTB     equ    0x06
DUTY      equ    0x0c
COUNT    equ    0x0d
COUNT1   equ    0x0e
```

```
Z      equ    2
RP0    equ    5
W      equ    0
F      equ    1
C      equ    0
```

```
org    0x000
goto   Start
```

```
Start  bsf    STATUS,RP0    ;select Bank1
        clrf   STATUS
        clrf   PORTA
        clrf   PORTB
        clrf   INTCON
        clrf   OPTION_
        clrf   PORTA      ;PORTA = output
        movlw  b'00000000' ;PORTB = input
        movwf  PORTB
        bcf    STATUS,RP0
```

```
Loop   movlw  b'00000001' ;นำค่าจาก PORTB ไปเก็บที่ W
        movwf DUTY      ;โอนย้ายข้อมูลจาก W มา Duty
```

```
Test_0 sublw  0x00      ;นำค่า0x00มาลบกับค่า W แล้วผลเก็บที่ W
```



```
bcf    PORTA,I    ;Low
nop
nop
nop
nop
nop
goto  Loop
```

```
;Delay Subrutine
Delay_L movf  DUTY,W    ;Delay for Logic Low
movwf  COUNT    ;นำค่าที่พมาเก็บที่COUNT
Delay2 decfsz COUNT,F
goto   Delay2
return
end
```



ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 18-pin Enhanced FLASH/EEPROM 8-Bit Microcontroller

### High Performance RISC CPU Features:

- Only 35 single word instructions to learn
- All instructions single-cycle except for program branches which are two-cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input  
DC - 200 ns instruction cycle
- 1024 words of program memory
- 68 bytes of Data RAM
- 64 bytes of Data EEPROM
- 14-bit wide instruction words
- 8-bit wide data bytes
- 15 Special Function Hardware registers
- Eight-level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Four interrupt sources:
  - External RB0/INT pin
  - TMR0 timer overflow
  - PORTB<7:4> interrupt-on-change
  - Data EEPROM write complete

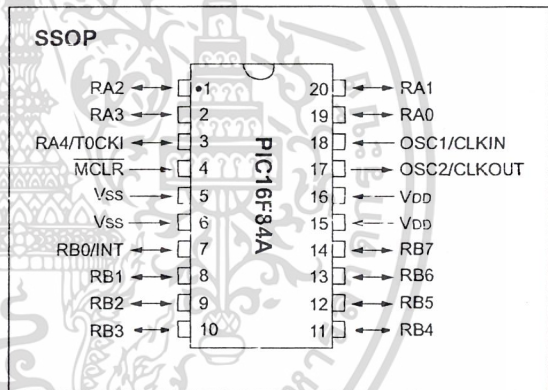
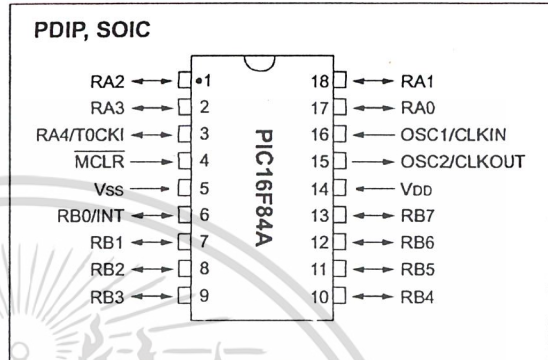
### Peripheral Features:

- 13 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
  - 25 mA sink max. per pin
  - 25 mA source max. per pin
- TMR0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler

### Special Microcontroller Features:

- 10,000 erase/write cycles Enhanced FLASH Program memory typical
- 10,000,000 typical erase/write cycles EEPROM Data memory typical
- EEPROM Data Retention > 40 years
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) - via two pins
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT), Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own On-Chip RC Oscillator for reliable operation
- Code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options

### Pin Diagrams

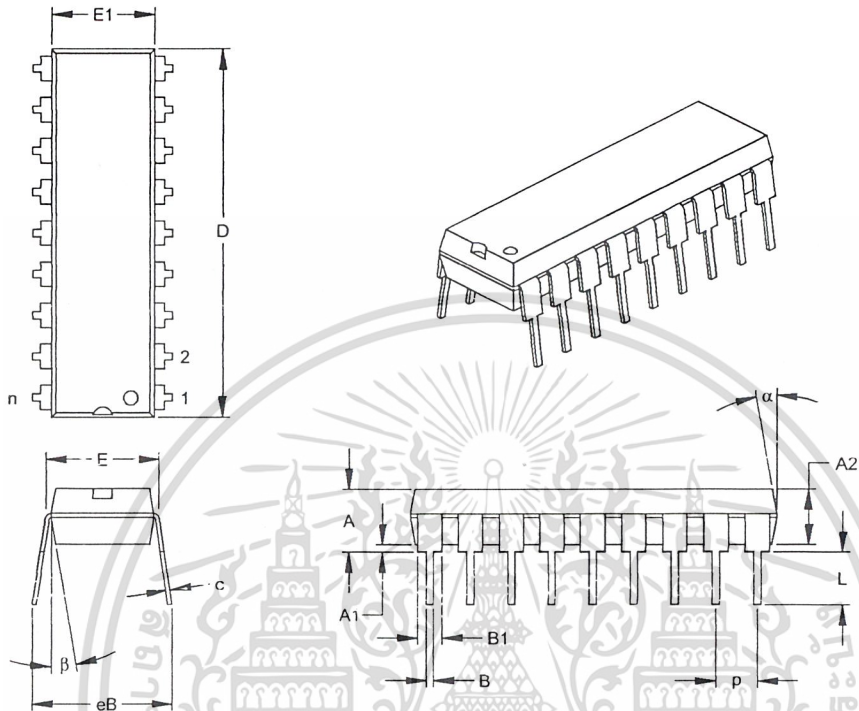


### CMOS Enhanced FLASH/EEPROM Technology:

- Low power, high speed technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range:
  - Commercial: 2.0V to 5.5V
  - Industrial: 2.0V to 5.5V
- Low power consumption:
  - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
  - 15 µA typical @ 2V, 32 kHz
  - < 0.5 µA typical standby current @ 2V

# PIC16F84A

## 18-Lead Plastic Dual In-line (P) – 300 mil (PDIP)



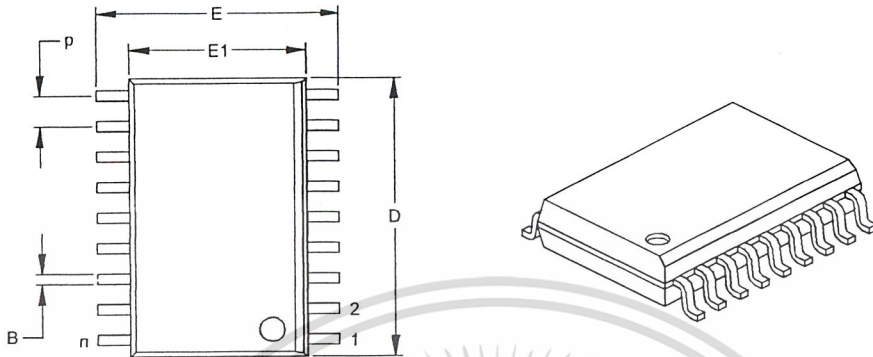
Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		18			18	
Pitch	p		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.155	.170	3.56	3.94	4.32
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.145	2.92	3.30	3.68
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.313	.325	7.62	7.94	8.26
Molded Package Width	E1	.240	.250	.260	6.10	6.35	6.60
Overall Length	D	.890	.898	.905	22.61	22.80	22.99
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.045	.058	.070	1.14	1.46	1.78
Lower Lead Width	B	.014	.018	.022	0.36	0.46	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.310	.370	.430	7.87	9.40	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

\* Controlling Parameter  
 § Significant Characteristic

Notes:

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.  
 JEDEC Equivalent: MS-001  
 Drawing No. C04-007

## 18-Lead Plastic Small Outline (SO) – Wide, 300 mil (SOIC)



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		18			18	
Pitch	p		.050		1.27		
Overall Height	A	.093	.099	.104	2.36	2.50	2.64
Molded Package Thickness	A2	.088	.091	.094	2.24	2.31	2.39
Standoff §	A1	.004	.008	.012	0.10	0.20	0.30
Overall Width	E	.394	.407	.420	10.01	10.34	10.67
Molded Package Width	E1	.291	.295	.299	7.39	7.49	7.59
Overall Length	D	.446	.454	.462	11.33	11.53	11.73
Chamfer Distance	h	.010	.020	.029	0.25	0.50	0.74
Foot Length	L	.016	.033	.050	0.41	0.84	1.27
Foot Angle	φ	0	4	8	0	4	8
Lead Thickness	c	.009	.011	.012	0.23	0.27	0.30
Lead Width	B	.014	.017	.020	0.36	0.42	0.51
Mold Draft Angle Top	α	0	12	15	0	12	15
Mold Draft Angle Bottom	β	0	12	15	0	12	15

\* Controlling Parameter

§ Significant Characteristic

Notes:

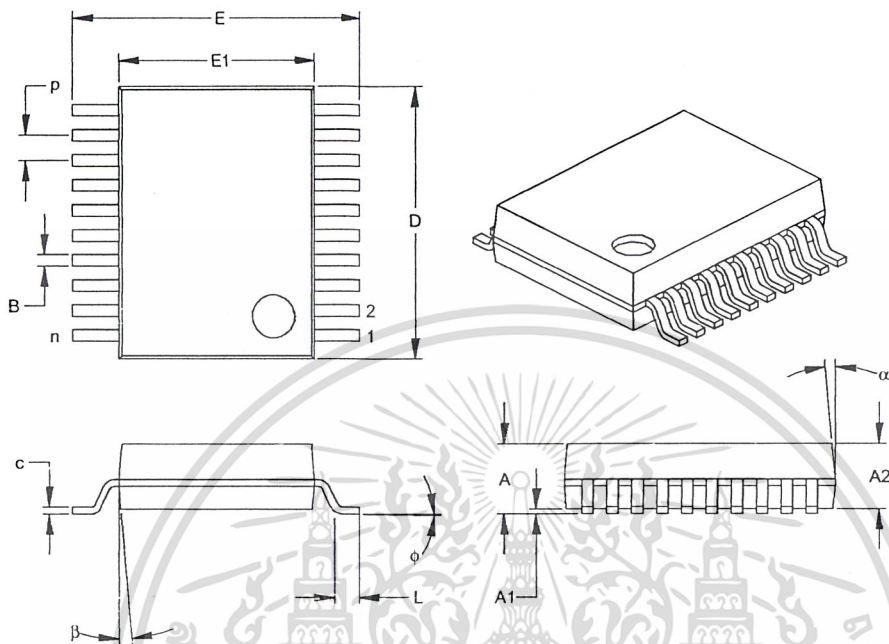
Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MS-013

Drawing No. C04-051

# PIC16F84A

20-Lead Plastic Shrink Small Outline (SS) – 209 mil, 5.30 mm (SSOP)



Dimension	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		20			20	
Pitch	p		.026			0.65	
Overall Height	A	.068	.073	.078	1.73	1.85	1.98
Molded Package Thickness	A2	.064	.068	.072	1.63	1.73	1.83
Standoff §	A1	.002	.005	.010	0.05	0.15	0.25
Overall Width	E	.299	.309	.322	7.59	7.35	8.18
Molded Package Width	E1	.201	.207	.212	5.11	5.25	5.38
Overall Length	D	.278	.284	.289	7.06	7.20	7.34
Foot Length	L	.022	.030	.037	0.56	0.75	0.94
Lead Thickness	c	.004	.007	.010	0.10	0.18	0.25
Foot Angle	φ	0	4	8	0.00	101.60	203.20
Lead Width	B	.010	.013	.015	0.25	0.32	0.38
Mold Draft Angle Top	α	0	5	10	0	5	10
Mold Draft Angle Bottom	β	0	5	10	0	5	10

\* Controlling Parameter  
§ Significant Characteristic

**Notes:**

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MO-150

Drawing No. C04-072

## APPENDIX A: REVISION HISTORY

Version	Date	Revision Description
A	9/98	This is a new data sheet. However, the devices described in this data sheet are the upgrades to the devices found in the <i>PIC16F8X Data Sheet</i> , DS30430.
B	8/01	Added DC and AC Characteristics Graphs and Tables to Section 10.





MOTOROLA

TL494

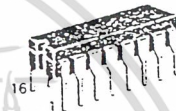
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

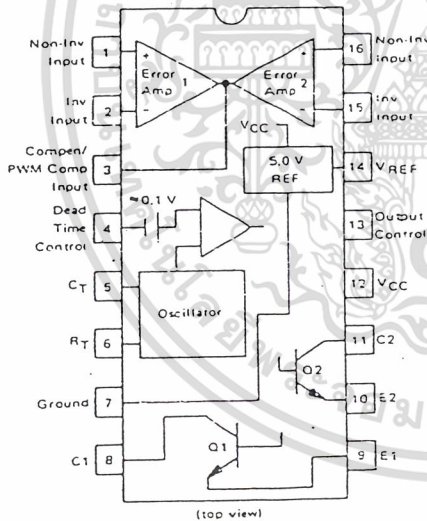
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08



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

# TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

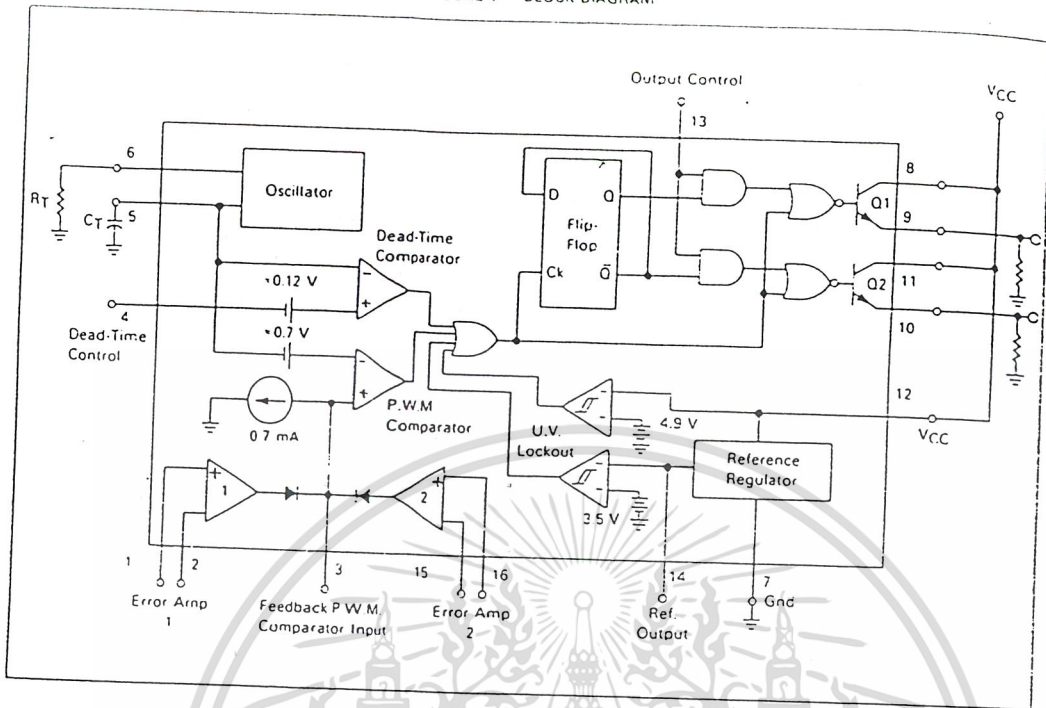
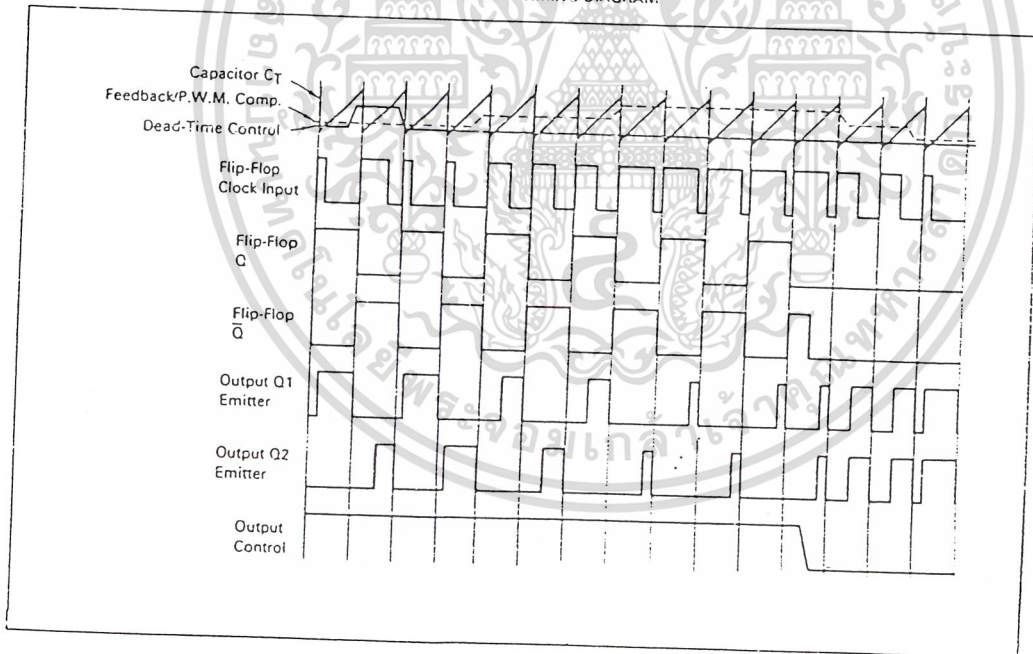


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

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
Plastic Package		150	150	150	°C
Ceramic Package		—	—	—	°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
Plastic Package		-65 to 150	-65 to 150	—	°C
Ceramic Package		—	—	-55 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

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 ( $V(\text{Pin } 3) = 0.7\text{ V}$ )	$I_{i-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V(\text{Pin } 4) = 0\text{ to }5.25\text{ V}$ )	$I_{IB}(\text{DT})$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V(\text{Pin } 4) = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V(\text{Pin } 4) = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	DCmax	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	—	2.8	3.3	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	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	10	mA
Average Supply Current ( $V(\text{Pin } 4) = 2.0\text{ V}$ ) (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:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

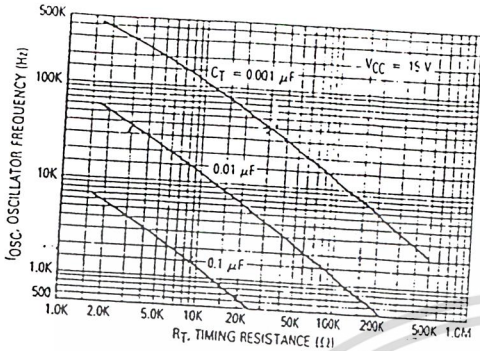


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

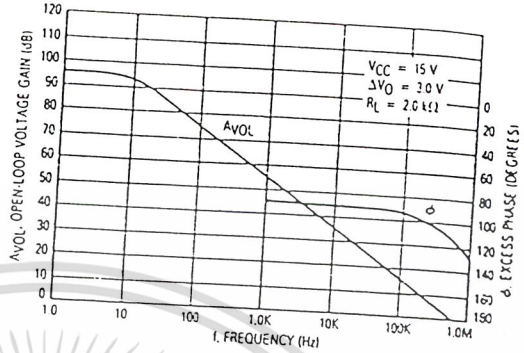


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

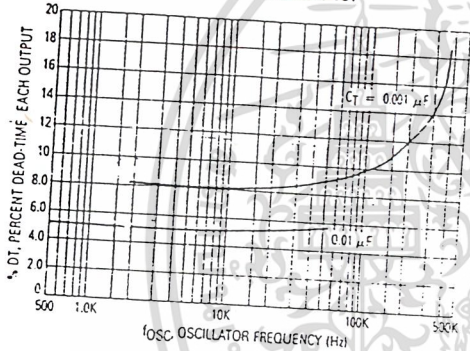


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

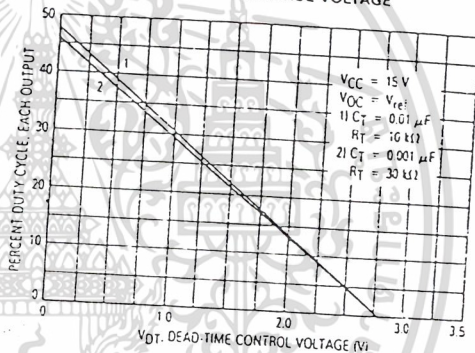


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

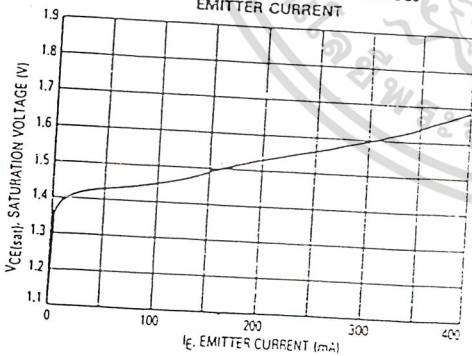
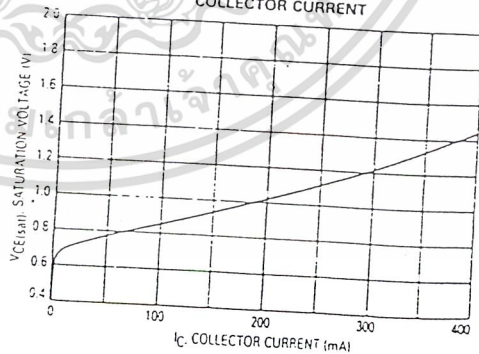


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



# TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

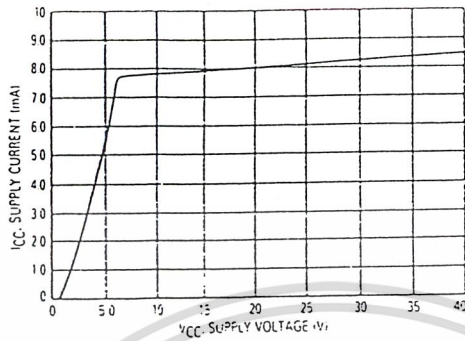


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

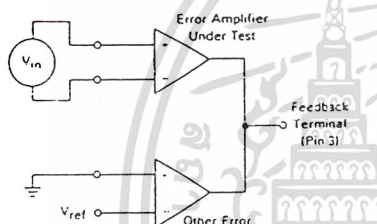


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

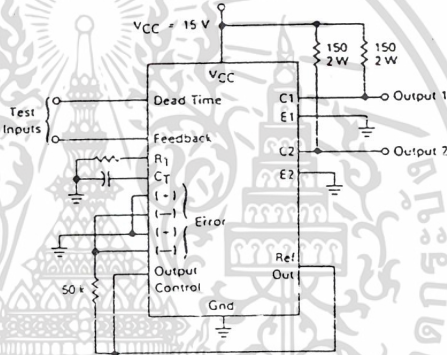


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

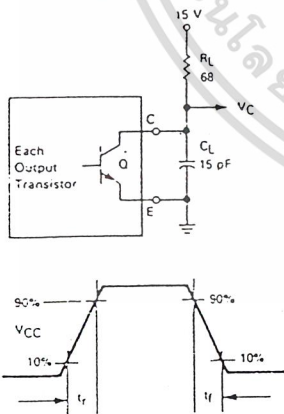
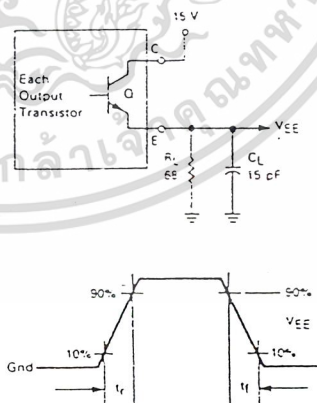


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

**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 ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	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
	$t_f$	—	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
	$t_r$	—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

### ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	-0.1	-1.0	$\mu\text{A}$
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.

# TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

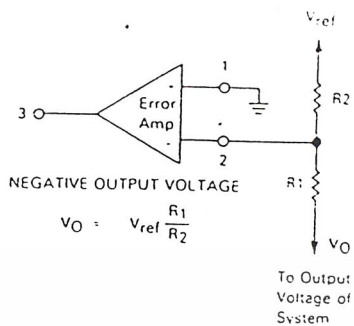
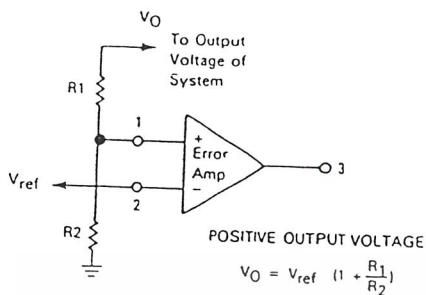


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

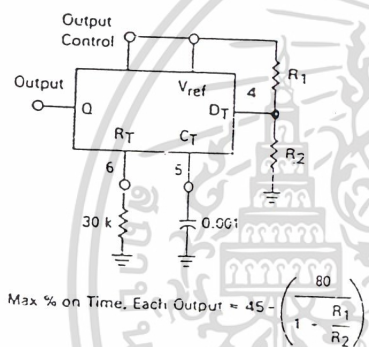


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

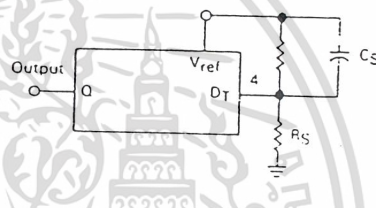
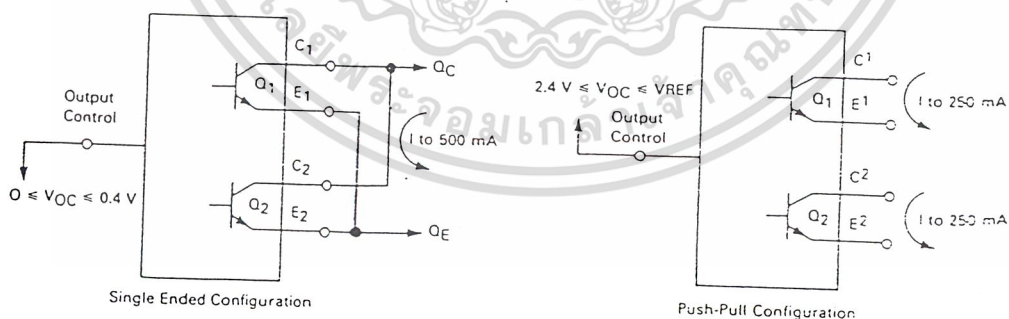


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

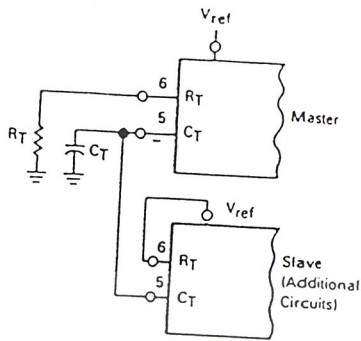


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40\text{ V}$  USING EXTERNAL ZENER

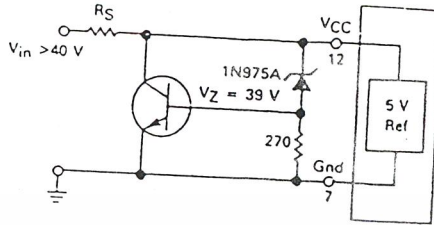
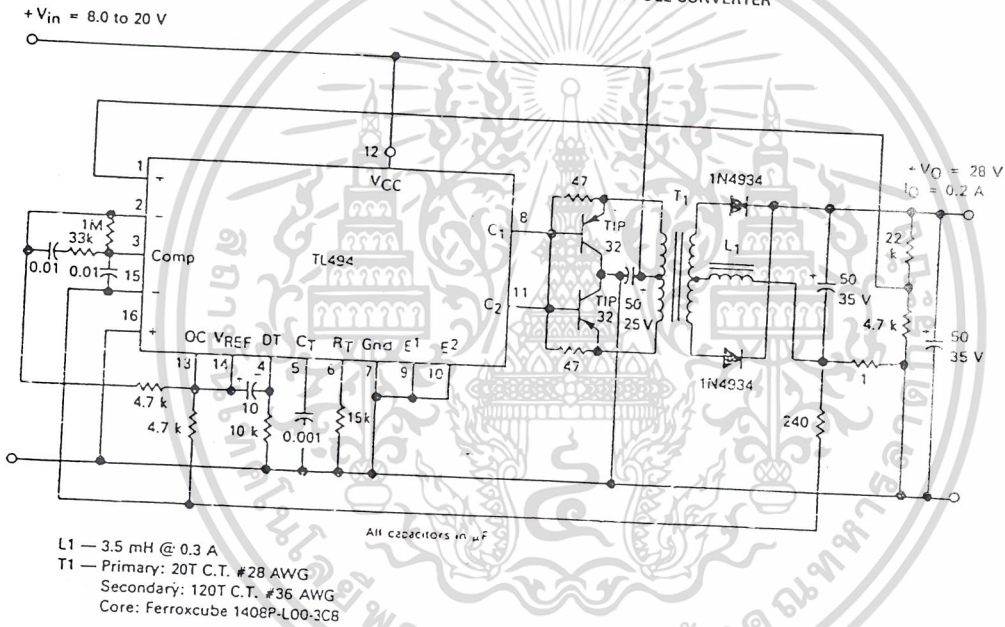


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

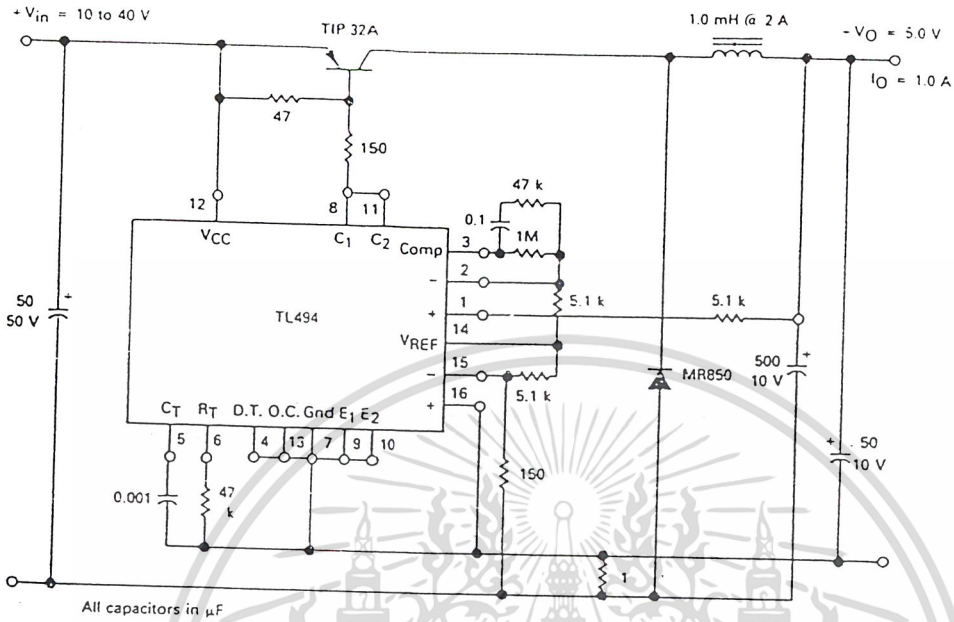


TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1\text{ mA to }1\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1\text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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 2.3 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	$\frac{t_{out}}{t_{osc}} =$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5



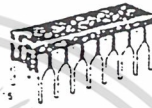
MOTOROLA

MC14049UB  
MC14050B

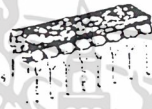
HEX BUFFERS

The MC14049UB hex inverter-buffer and MC14050B non-inverting hex buffer are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic-level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ . The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic-level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as CMOS-to-TTL/DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} \leq 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$ ). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Meets JEDEC UB Specifications—MC14049UB
- Meets JEDEC B Specification—MC14050B
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 820



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 848



D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751B

MAXIMUM RATINGS\* (Voltages referenced to VSS)

Rating	Sym.†	Value	Unit
DC Supply Voltage	$V_{DD}$	-0.5 to +18	V
Input Voltage (DC or Transient)	$V_{in}$	-0.5 to +18	V
Output Voltage (DC or Transient)	$V_{out}$	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
Input Current (DC or Transient), per Pin	$I_{in}$	$\pm 10$	mA
Output Current (DC or Transient), per Pin	$I_{out}$	$\pm 25$	mA
Power Dissipation, per Package†	$P_D$	500	mW
Storage Temperature	$T_{stg}$	-55 to +150	°C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	$T_L$	250	°C

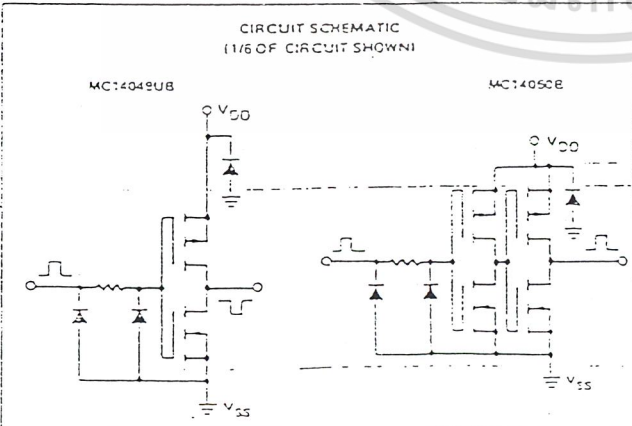
\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.  
†Temperature Derating: All Packages: -1.0 mW/°C from 25°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

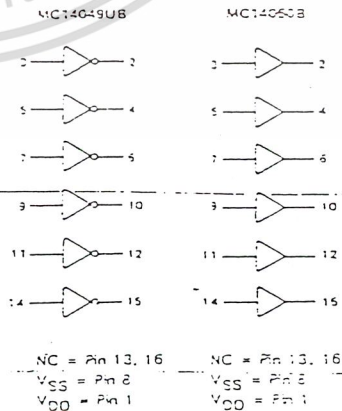
MC14XXECP Plastic  
MC14XXBCL Ceramic  
MC14XXED SOIC

$T_A = -55^\circ$  to  $125^\circ\text{C}$  for all packages.

CIRCUIT SCHEMATIC  
(1/6 OF CIRCUIT SHOWN)



LOGIC DIAGRAMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีควรรนำไปใช้

MC14049UB • MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>CC</sub>	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	"0" Level	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V <sub>CC</sub>
			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level	V <sub>OH</sub>	5.0	4.55	—	4.95	5.0	—	4.95	—	
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage MC14049UB "0" Level (V <sub>O</sub> = 4.5 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 9.0 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 13.5 V <sub>CC</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	V <sub>CC</sub>	
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0		
		15	—	3.5	—	6.75	3.5	—	3.5		
	"1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0		—
			10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0		—
			15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5		—
Input Voltage MC14050B "0" Level (V <sub>O</sub> = 0.5 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.0 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.5 V <sub>CC</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V <sub>CC</sub>	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.5	—	6.75	4.5	—	4.5		
	"1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5		—
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0		—
			15	10.5	—	10.5	8.25	—	10.5		—
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>CC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>CC</sub> )	Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.5	—	-1.05	-2.5	—	-0.9	mA <sub>CC</sub>	
			10	-3.0	—	-2.10	-5.0	—	-3.8		
			15	-4.5	—	-3.15	-10	—	-5.7		
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.75	—	0.2	5.0	—	2.2		
			10	1.0	—	3.0	16	—	3.6		
			15	2.0	—	6.0	40	—	7.2		
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00011	±0.1	—	±1.0	μA <sub>CC</sub>	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>QD</sub>	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA <sub>CC</sub>	
		10	—	3.0	—	0.004	2.0	—	50		
		15	—	6.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current** (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	—	—	—	I <sub>T</sub> = 1.8 μA/kHz @ f = 100	—	—	—	μA <sub>CC</sub>	
		10	—	—	—	I <sub>T</sub> = 0.6 μA/kHz @ f = 100	—	—	—		
		15	—	—	—	I <sub>T</sub> = 1.5 μA/kHz @ f = 100	—	—	—		

\*Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ V/k}$$

where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
TECHNICAL DATA

NPN  
**2N3055**  
PNP  
**MJ2955**

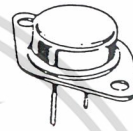
**COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS**

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain -  $h_{FE} = 20-70 @ I_C = 4 \text{ A dc}$
- Collector-Emitter Saturation Voltage -  $V_{CE(sat)} = 1.1 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 4 \text{ A dc}$
- Excellent Safe Operating Area

**15 AMPERE**  
**POWER TRANSISTORS**  
**COMPLEMENTARY SILICON**

**60 VOLTS**  
**115 WATTS**



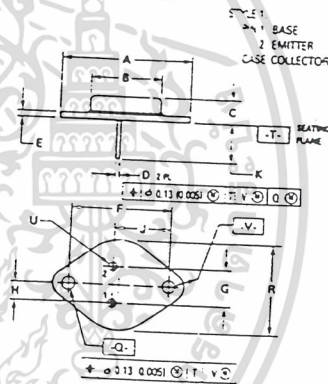
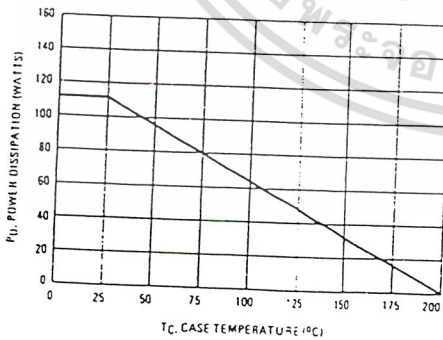
**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	60	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CEB}$	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	7	Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	15	A dc
Base Current	$I_B$	7	A dc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	115 0.657	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	$^\circ\text{C/W}$

**FIGURE 1 - POWER DERATING**



DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	—	26.37	—	1.038
B	—	21.09	—	0.830
C	6.35	8.25	0.250	0.325
D	2.57	1.03	0.101	0.041
E	1.40	1.77	0.055	0.070
F	30.15	BSC	1.187	BSC
G	10.87	BSC	0.428	BSC
H	5.45	BSC	0.214	BSC
J	16.89	BSC	0.665	BSC
K	11.18	12.19	0.440	0.480
L	3.34	4.19	0.131	0.165
R	—	26.67	—	1.050
U	4.83	5.33	0.190	0.210
V	3.34	4.19	0.131	0.165

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCES TO 20444 OUTLINE SHALL APPLY.

CASE 1-06  
TO-204AA  
(TO-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

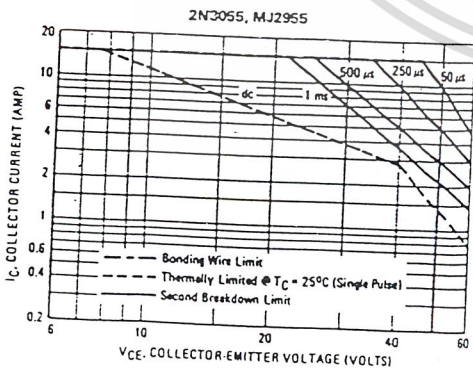
# 2N3055 NPN/MJ2955 PNP

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>*OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA dc}$ , $I_B = 0$ )	$V_{CE(sus)}$	60	—	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA dc}$ , $R_{BE} = 100\text{ Ohms}$ )	$V_{CER(sus)}$	70	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30\text{ Vdc}$ , $I_B = 0$ )	$I_{CEO}$	—	0.7	mA dc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}$ ) ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CEX}$	—	1.0	mA dc
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 7.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	5.0	mA dc
<b>*ON CHARACTERISTICS (1)</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 4.0\text{ A dc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10\text{ A dc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	20 5.0	70 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A dc}$ , $I_B = 400\text{ mA dc}$ ) ( $I_C = 10\text{ A dc}$ , $I_B = 3.3\text{ A dc}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 3.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A dc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$V_{BE(on)}$	—	1.5	Vdc
<b>SECOND BREAKDOWN</b>				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased ( $V_{CE} = 40\text{ Vdc}$ , $t = 1.0\text{ s}$ ; Nonrepetitive)	$I_{s/b}$	2.87	—	A dc
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Current Gain – Bandwidth Product ( $I_C = 0.5\text{ A dc}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$f_T$	2.5	—	MHz
*Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0\text{ A dc}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	15	120	—
*Small-Signal Current Gain Cutoff Frequency ( $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ A dc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$f_{hfe}$	10	—	kHz

\* Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)  
(1) Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\ \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

FIGURE 2 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate  $I_C$ - $V_{CE}$  limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 2 is based on  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ;  $T_{J(pk)}$  is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 1.

# 2N3055 NPN/MJ2955 PNP

NPN  
2N3055

PNP  
MJ2955

FIGURE 3 - DC CURRENT GAIN

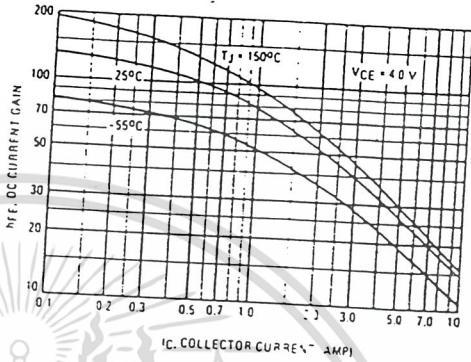
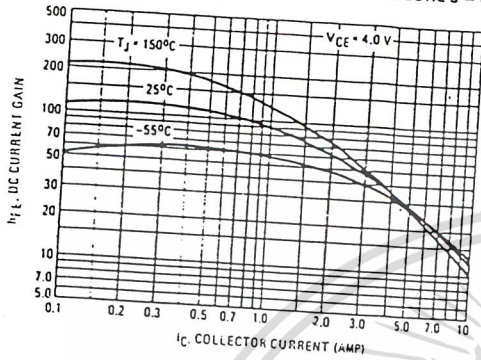


FIGURE 4 - COLLECTOR SATURATION REGION

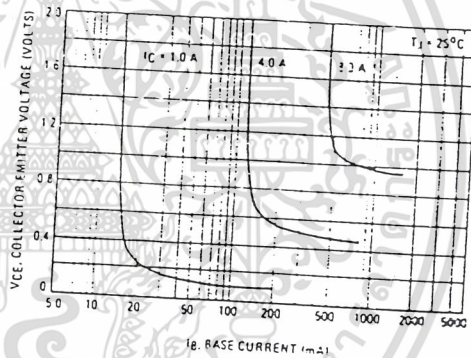
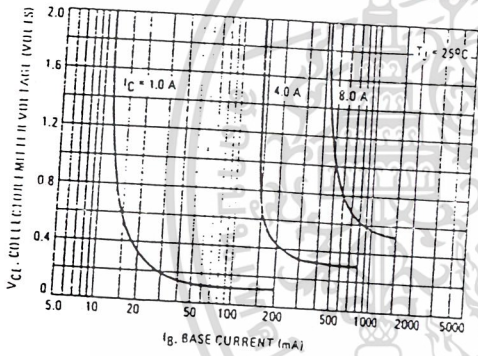
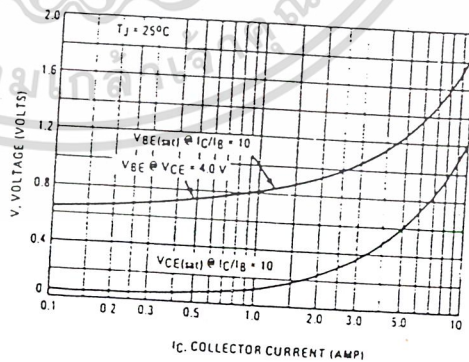
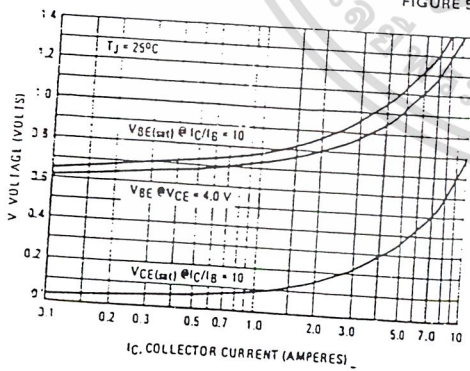


FIGURE 5 - "ON" VOLTAGES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# BC327/328

# PNP EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

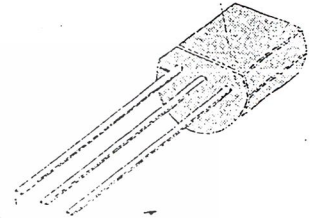
## SWITCHING AND AMPLIFIER APPLICATIONS

- SUITABLE FOR AF-DRIVER STAGES AND LOW POWER OUTPUT STAGES
- Complement to BC337/BC338

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEs}$	-50	V
:BC327		-30	V
:BC328			
Collector-Base Voltage	$V_{CBo}$	-45	V
:BC327		-25	V
:BC328			
Emitter-Base Voltage	$V_{EB0}$	-5	V
Collector Current (DC)	$I_C$	-800	mA
Collector Dissipation	$P_C$	625	mW
Junction Temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-55~150	$^\circ\text{C}$

TO-92



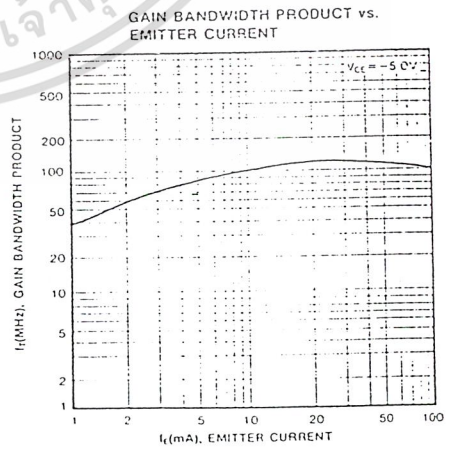
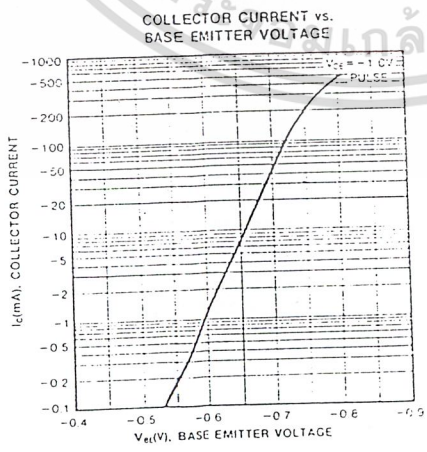
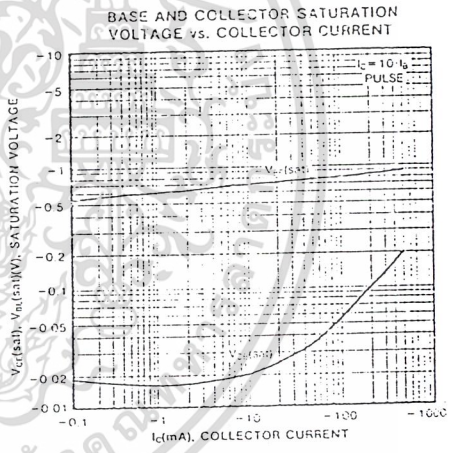
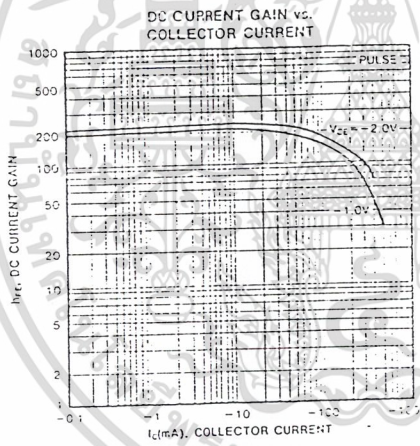
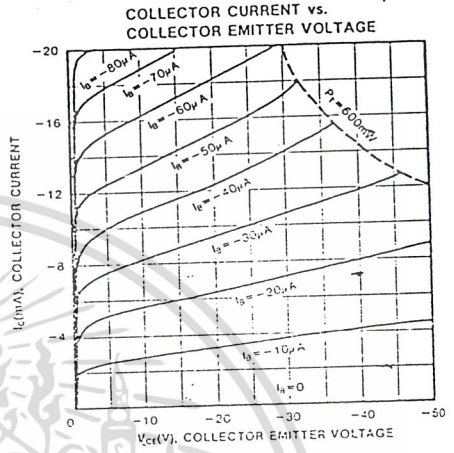
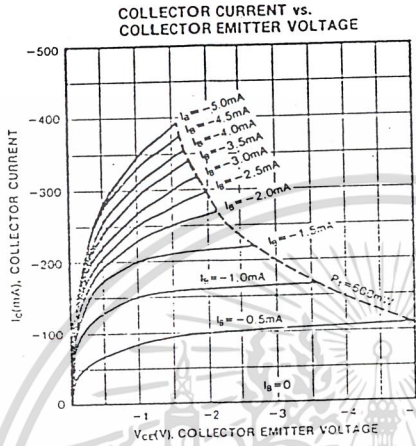
1. Collector 2. Base 3. Emitter

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$BV_{CE0}$	$I_C = -10\text{mA}, I_B = 0$	-45			V
:BC327			-25			V
:BC328						
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$BV_{CEs}$	$I_C = -0.1\text{mA}, I_B = 0$	-50			V
:BC327			-30			V
:BC328			-5			V
Emitter-Base Breakdown Voltage	$BV_{EB0}$	$I_E = -0.1\text{mA}, I_C = 0$	-5			V
Collector Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = -45\text{V}, I_B = 0$		-2	-100	nA
:BC327		$V_{CE} = -25\text{V}, I_B = 0$		-2	-100	nA
:BC328		$V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -100\text{mA}$	100		630	
DC Current Gain	$h_{FE}$	$I_C = -500\text{mA}, I_B = -50\text{mA}$			-0.7	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{CE} = -1\text{V}, I_C = -300\text{mA}$			-1.2	V
Base-Emitter On Voltage	$V_{BE(on)}$	$V_{CE} = -5\text{V}, I_C = -10\text{mA}$		100		MHz
Current Gain Bandwidth Product	$f_T$	$f = 50\text{MHz}$				pF
Collector-Base Capacitance	$C_{cb}$	$V_{CB} = -10\text{V}, f = 1\text{MHz}$		12		

## $h_{FE}$ CLASSIFICATION

Classification	16	25	40
$h_{FE}$	100-250	160-400	250-630

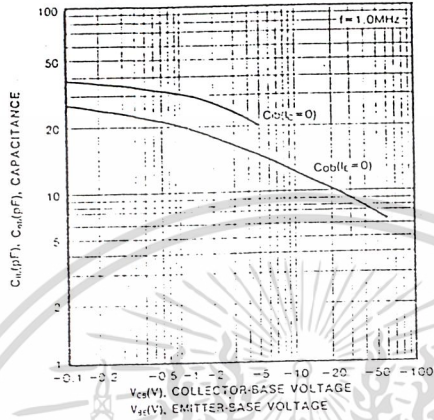


เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของบริษัท Samsung Electronics Co., Ltd. การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

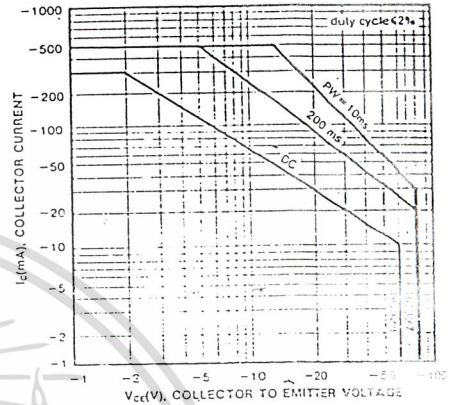
BC327/328

# PNP EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

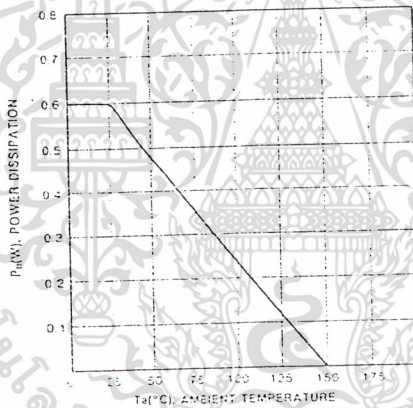
INPUT AND OUTPUT CAPACITANCE vs. REVERSE VOLTAGE



SAFE OPERATING AREA



POWER DERATING



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ได้อื่น  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# BC337/338

# NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

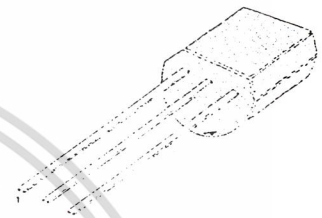
## SWITCHING AND AMPLIFIER APPLICATIONS

- SUITABLE FOR AF-DRIVER STAGES AND LOW POWER OUTPUT STAGES
- Complement to BC327/BC328

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>a</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE(s)</sub>	50	V
:BC337		50	V
:BC338		30	V
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	45	V
:BC337		45	V
:BC338		25	V
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	5	V
Collector Current (DC)	I <sub>C</sub>	800	mA
Collector Dissipation	P <sub>C</sub>	625	mW
Junction Temperature	T <sub>j</sub>	150	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-55~150	°C

TO-92



1 Collector 2 Base 3 Emitter

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>a</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV <sub>CE0</sub>	I <sub>E</sub> = 10mA, I <sub>B</sub> = 0	45			V
:BC337			45			V
:BC338			25			V
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV <sub>CE(s)</sub>	I <sub>C</sub> = 0.1mA, I <sub>B</sub> = 0	50			V
:BC337			50			V
:BC338			30			V
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV <sub>EB0</sub>	I <sub>E</sub> = 0.1mA, I <sub>C</sub> = 0	5			V
Collector Cutoff Current	I <sub>CE(s)</sub>	V <sub>CE</sub> = 45V, I <sub>B</sub> = 0		2	100	nA
:BC337				2	100	nA
:BC338		V <sub>CE</sub> = 25V, I <sub>B</sub> = 0		2	100	nA
DC Current Gain	h <sub>FE</sub>	V <sub>CE</sub> = 1V, I <sub>C</sub> = 100mA	100		630	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V <sub>CE(sat)</sub>	I <sub>C</sub> = 500mA, I <sub>B</sub> = 50mA			0.7	V
Base-Emitter On Voltage	V <sub>BE(on)</sub>	V <sub>CE</sub> = 1V, I <sub>C</sub> = 300mA			1.2	V
Current Gain Bandwidth Product	f <sub>T</sub>	V <sub>CE</sub> = 5V, I <sub>C</sub> = 10mA, f = 50MHz		100		MHz
Collector-Base Capacitance	C <sub>CB0</sub>	V <sub>CB</sub> = 10V, f = 1MHz		12		pF

## h<sub>FE</sub> CLASSIFICATION

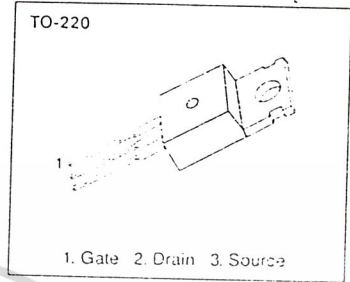
Classification	16	25	40
h <sub>FE</sub>	100-250	160-400	250-630

# IRF540/541

## N-CHANNEL POWER MOSFETS

### FEATURES

- Lower  $R_{DS(on)}$
- Improved inductive ruggedness
- Fast switching times
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Lower input capacitance
- Extended safe operating area
- Improved high temperature reliability



### PRODUCT SUMMARY

Part Number	V <sub>DS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF540	100V	0.077 Ω	28A
IRF541	80V	0.077 Ω	28A

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	IRF540	IRF541	Unit
Drain-Source Voltage (1)	V <sub>DS</sub>	100	80	V <sub>dc</sub>
Drain-Gate Voltage (R <sub>GS</sub> =1.0MΩ)(1)	V <sub>DGR</sub>	100	80	V <sub>dc</sub>
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	±20		V <sub>dc</sub>
Continuous Drain Current T <sub>C</sub> =25 °C	I <sub>D</sub>	28		A <sub>dc</sub>
Continuous Drain Current T <sub>C</sub> =100 °C	I <sub>D</sub>	20		A <sub>dc</sub>
Drain Current - Pulsed (3)	I <sub>DM</sub>	110		A <sub>dc</sub>
Gate Current - Pulsed	I <sub>GM</sub>	±1.5		A <sub>dc</sub>
Single Pulsed Avalanche Energy (4)	E <sub>AS</sub>	230		mJ
Avalanche Current	I <sub>AS</sub>	28		A
Total Power Dissipation @ T <sub>C</sub> =25 °C	P <sub>D</sub>	125		Watts
Derate above 25 °C		1.0		W/ °C
Operating and Storage	T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub>	-55 to +150		°C
Junction Temperature Range				
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds				

- Notes: (1) T<sub>J</sub>=25°C to 150°C  
 (2) Pulse test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%  
 (3) Repetitive rating: Pulse width limited by max. junction temperature  
 (4) L=0.44mH, V<sub>GS</sub>=25V, R<sub>G</sub>=25Ω, Starting T<sub>J</sub>=25°C



ELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540/541

# N-CHANNEL POWER MOSFETS

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tc=25°C unless otherwise specified)

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
BV <sub>DSS</sub>	Drain-Source Breakdown Voltage	100	-	-	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =250μA
		80	-	-	V	
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	-	1.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =250μA
I <sub>GSS</sub>	Gate-Source Leakage Forward	-	-	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
I <sub>GSS</sub>	Gate-Source Leakage Reverse	-	-	-100	nA	V <sub>GS</sub> =-20V
I <sub>DSS</sub>	Zero Gate Voltage Drain Current	-	-	250	μA	V <sub>GS</sub> =Max. Rating, V <sub>DS</sub> =0V
		-	-	1000	μA	V <sub>GS</sub> =0.3 Max. Rating, V <sub>DS</sub> =0V, Tc=125°C
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-Source On Resistance(2)	-	-	0.077	Ω	V <sub>GS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =1.4A
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance (2)	8.7	13	-	S	V <sub>GS</sub> =50V, I <sub>D</sub> =1.4A
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	-	1500	-	pF	
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	-	500	-	pF	V <sub>GS</sub> =0V, V <sub>DS</sub> =25V, f=1.0MHz
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	-	90	-	pF	
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	-	15	23	ns	V <sub>DD</sub> =0.5 BV <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> =28A, Z <sub>θ</sub> =9.1Ω (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)
t <sub>r</sub>	Rise Time	-	72	110	ns	
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	-	40	60	ns	
t <sub>f</sub>	Fall Time	-	50	75	ns	
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	-	-	68	nC	
Q <sub>gs</sub>	Gate-Source Charge	-	13.3	-	nC	
Q <sub>gd</sub>	Gate-Drain ("Miller") Charge	-	29.3	-	nC	

## THERMAL RESISTANCE

Symbol	Characteristics	MAX	All	Units	Remark
R <sub>thJC</sub>	Junction-to-Case	MAX	1.0	K/W	
R <sub>thCS</sub>	Case-to-Sink	TYP	0.5	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased
R <sub>thJA</sub>	Junction-to-Ambient	MAX	62.5	K/W	Free Air Operation

Notes : (1) T<sub>J</sub>=25°C to 150°C

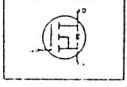
(2) Pulse test : Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%

(3) Repetitive rating : Pulse width limited by max. junction temperature

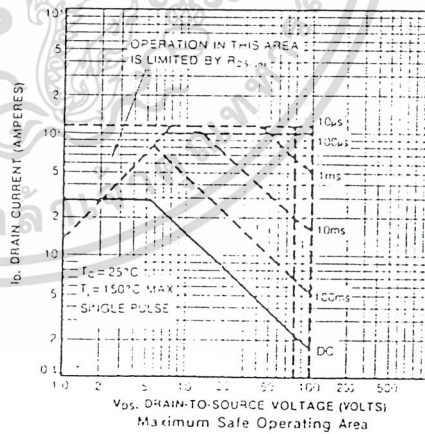
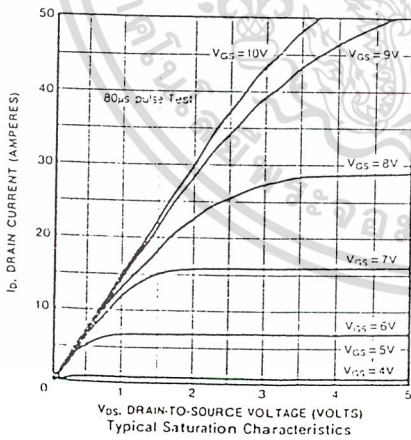
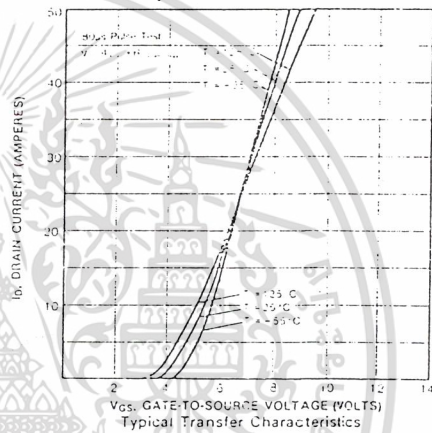
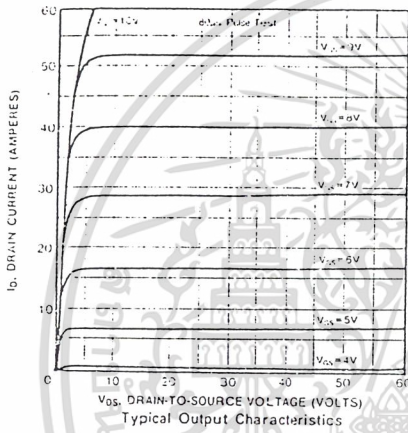


ELECTRONICS

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

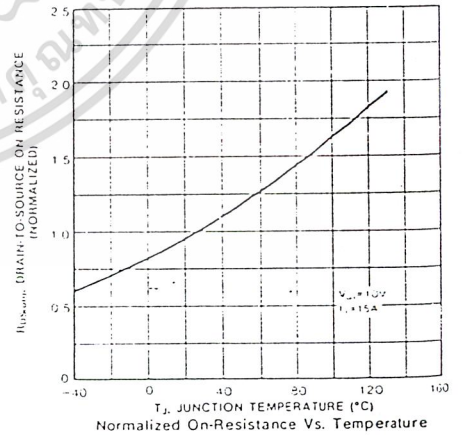
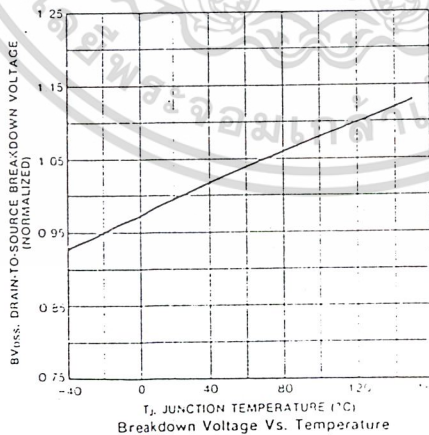
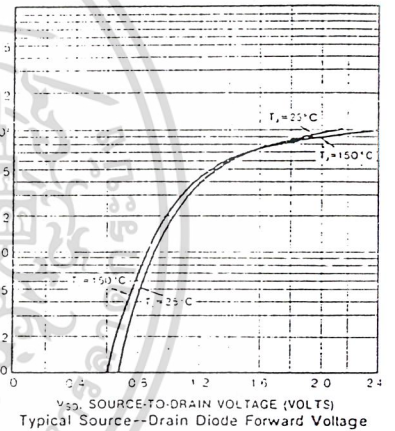
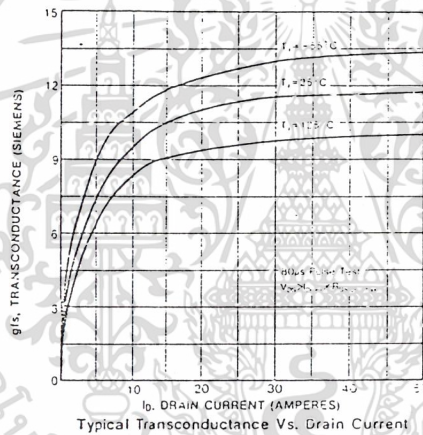
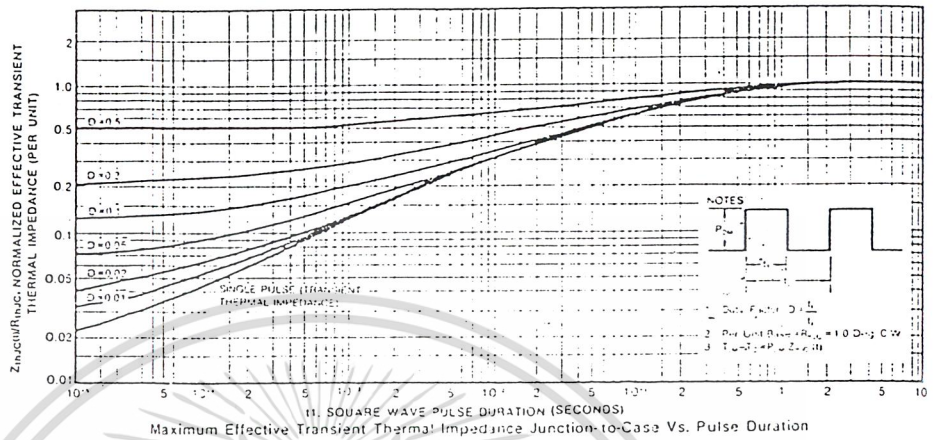
Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	-	-	23	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier 
$I_{SM}$	Pulse Source Current (Body Diode) (3)	-	-	110	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage (2)	-	-	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}$ , $I_S=23\text{A}$ , $V_{GS}=0\text{V}$
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	-	150	-	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$ , $I_f=23\text{A}$ , $dI/dt=100\text{A}/\mu\text{S}$

- Notes : (1)  $T_J=25^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$   
 (2) Pulse test : Pulse width:  $300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$   
 (3) Repetitive rating : Pulse width limited by max. junction temperature



ELECTRONICS

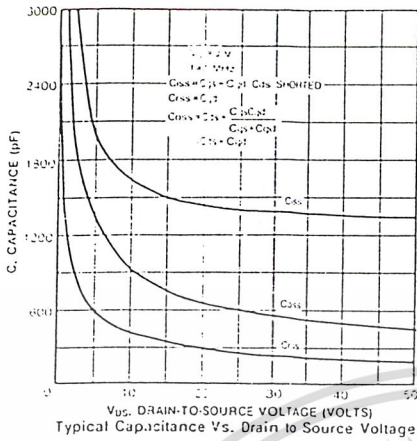
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



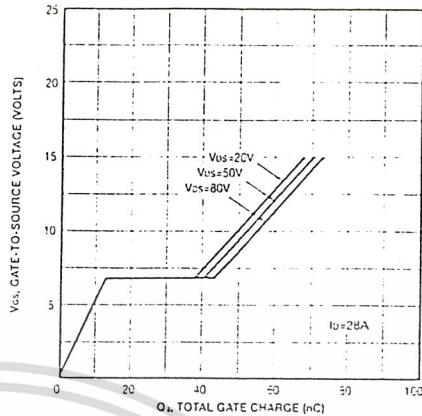
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540/541

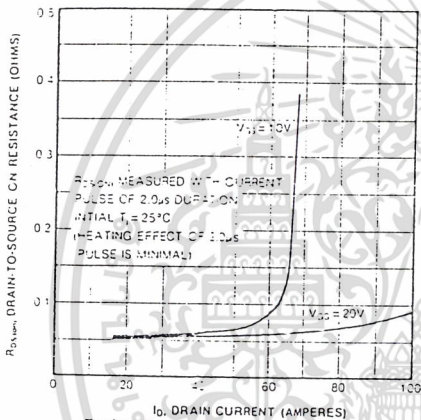
# N-CHANNEL POWER MOSFETS



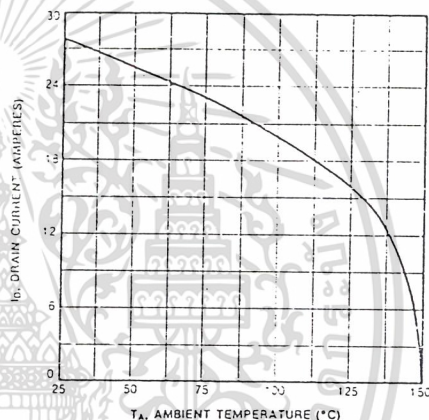
Typical Capacitance Vs. Drain to Source Voltage



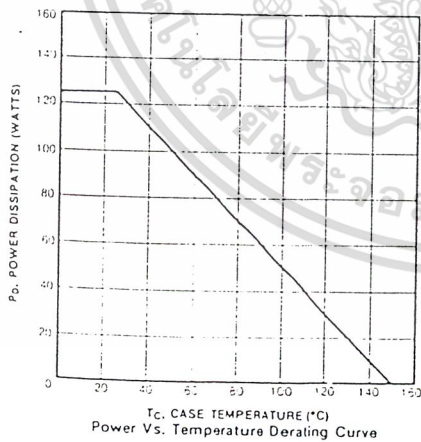
Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage



Typical On-Resistance Vs. Drain Current



Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



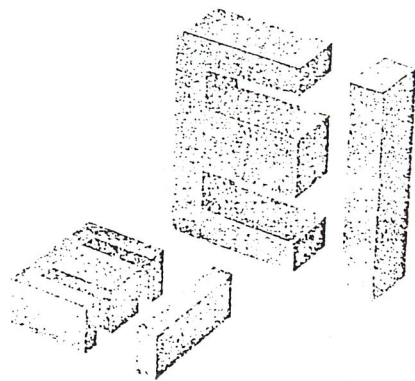
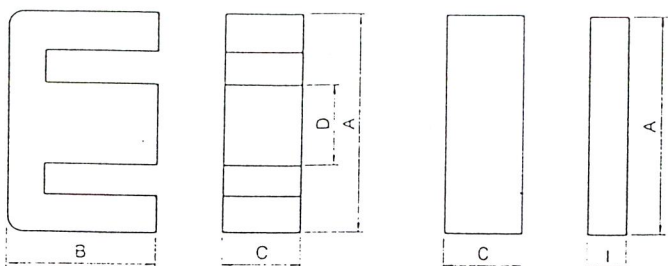
Power Vs. Temperature Derating Curve



ELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EI CORES



Part No.	AL-value* (nH/N²) ± 25% [μe]	Dimensions (mm) [inches]					Ae (mm²)	le (mm)	Weight (g)
		A	B	C	D	I			
PC40EI12.5-Z	1200 [1418]	12.4±0.3 [.483±.012]	7.4±0.1 [.291±.004]	4.85±0.15 [.191±.006]	2.4±0.1 [.094±.004]	1.5±0.1 [.059±.004]	14.4	21.3	1.9
PC40EI16-Z	1100 [1567]	16±0.3	12.2±0.2	4.8±0.2	4±0.2	2±0.2	19.6	34.6	3.3
HS72EI16-Z	2260 [3219]	[.630±.012]	[.480±.008]	[.189±.008]	[.157±.008]	[.079±.008]			
PC40EI19-Z	1400 [1325]	20±0.3	13.55±0.25	5±0.2	4.55±0.15	2.3±0.1	24	39.6	5.1
HS72EI19-Z	2730 [3539]	[.787±.012]	[.533±.010]	[.197±.008]	[.179±.006]	[.091±.004]			
PC40EI22-Z	2400 [1796]	22±0.3	14.55±0.25	5.75±0.25	5.75±0.25	4.5±0.2	42	39.3	9.8
PC40EI22/19/6-Z	2000 [1800]	22±0.4	14.7±0.2	5.75±0.25	5.75±0.25	4±0.2	37	41.8	8.5
HS72EI22/19/6-Z	3800 [3408]	[.866±.016]	[.579±.008]	[.226±.010]	[.226±.010]	[.157±.003]			
PC40EI25-Z	2140 [1962]	25.3±0.5	15.55±0.25	6.75±0.25	6.5±0.3	2.7±0.2	41	47	9.8
HS72EI25-Z	4260 [3885]	[.996±.020]	[.612±.010]	[.266±.010]	[.256±.012]	[.106±.008]			
PC40EI25.4/19/6.35-Z	1860 [1789]	25.4±0.4	15.85±0.3	6.35±0.25	6.35±0.3	3.2±0.2	40	48.1	10
HS72EI25.4/19/6.35-Z	4060 [3845]	[1.000±.016]	[.624±.012]	[.250±.010]	[.250±.012]	[.126±.003]			
PC40EI28-Z	4300 [1960]	28±0.5	16.75±0.25	10.6±0.2	7.2±0.3	3.5±0.3	86	48.2	22
PC40EI30-Z	4690 [1960]	30±0.4	21.25±0.25	10.7±0.3	10.7±0.3	5.5±0.2	111	58	34
PC40EI33/29/13-Z	4400 [2005]	33±0.5	23.75±0.25	12.7±0.3	9.7±0.3	5±0.3	118.5	67.5	41
HS72EI33/29/13-Z	9860 [4472]	[1.299±.020]	[.935±.010]	[.500±.012]	[.382±.012]	[.197±.012]			
PC40EI35-Z	3800 [2011]	35±0.5	24.25±0.25	10±0.3	10±0.3	4.6±0.3	101.4	67.1	36
HS72EI35-Z	8450 [4451]	[1.378±.020]	[.955±.010]	[.394±.012]	[.394±.012]	[.181±.012]			
PC40EI40-Z	4860 [2023]	40±0.5	27.25±0.25	11.65±0.35	11.65±0.35	7.5±0.3	148	77	60
PC40EI44/37/15-Z	5460 [1977]	44±0.6	30.25±0.25	15±0.3	11.7±0.3	7±0.3	192	86.9	85
PC40EI50-Z	6110 [1997]	50±0.7	33.35±0.35	14.6±0.4	14.6±0.4	9±0.3	230	94	115
PC40EI60-Z	5670 [2001]	60±0.8	35.85±0.35	15.6±0.4	15.6±0.4	8.5±0.3	247	109	139
		[2.362±.031]	[1.411±.014]	[.614±.016]	[.614±.016]	[.335±.012]			

\* 1kHz, 0.5mA, 100ts

\* Gapped core is available, please specify on ordering.

# Ferrite Cores

## P TYPE AND THESE MODIFICATION FERRITE CORES

### MATERIAL CHARACTERISTICS

Material			H5A	H5B	H5C2	H6A3	H6B	H6F	H6H3
Initial permeability	$\mu_i$		3300 $\pm$ 30%	5000 $\pm$ 30%	10000 $\pm$ 30%	1500 $\pm$ 20%	2000 $\pm$ 20%	800 $\pm$ 20%	1300 $\pm$ 15%
Relative loss factor	$\tan \delta / \mu_i$	$\times 10^{-6}$	< 2.5 [10kHz] < 10 [100kHz]	< 6.5 [10kHz] < 40 [100kHz]	< 7 [10kHz]	< 6 [100kHz]	< 2.5 [100kHz]	< 13 [0.5MHz] < 17 [1MHz]	< 1.2 [100kHz]
Temperature factor of initial permeability	$\alpha \mu_i$	$\times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$	-0.5 to 2 -30 to +20°C 0 to 20°C 20 to 55°C 20 to 70°C	-0.5 to 2	-0.5 to 1.5	0.8 to 2 0.8 to 2 0.8 to 2	0.5 to 2 0.5 to 1.3 0.5 to 1.3 0.5 to 1.5	0 to 2.5 0 to 2.5 0 to 2.5	0.3 to 2 0.5 to 1.1 0.5 to 2.5 0.3 to 2
Curie temperature	$T_c$	°C	> 130	> 130	> 120	> 130	> 130	> 200	> 200
Saturation magnetic flux density	$B_s$	mT	410	320	400	360	350	400	465
Remanent flux density	$B_r$	mT	100	135	90	95	30	160	100
Coercive force	$H_c$	A/m	8	8	7.2	32	20	80	36
Hysteresis loss factor	$\tan \delta h$	$\frac{10^{-6}}{\text{mT}}$	< 0.6	< 0.3	< 1.4	< 1.4	< 0.4	< 1.8	< 0.8
Hysteresis loss factor	$h_{10}$		< 40 [10kHz]	< 40 [10kHz]	< 70 [10kHz]	< 70 [0.1MHz]	< 20 [0.1MHz]	< 90 [0.1MHz]	< 40 [0.1MHz]
Disaccommodation factor	$D_F$	$\times 10^{-6}$	< 3	< 3	< 2	< 3	< 3	< 12	< 5
Electrical resistivity	$\rho_v$	$\Omega\text{-m}$	1	1	0.15	50	45	4	25
Density	$d$	kg/m <sup>3</sup>	$4.8 \times 10^3$	$4.8 \times 10^3$	$4.9 \times 10^3$	$4.6 \times 10^3$	$4.5 \times 10^3$	$4.6 \times 10^3$	$4.8 \times 10^3$

\* 1 (mT): 10 (gauss), 1 (A/m): 0.012566 (Oersted)

Material			H6Z	PC40	PC50	K5	K6A	K7A
Initial permeability	$\mu_i$		2200 $\pm$ 20%	2300 $\pm$ 25%	1400 $\pm$ 25%	290 $\pm$ 50%	70 $\pm$ 20%	25 $\pm$ 20%
Relative loss factor	$\tan \delta / \mu_i$	$\times 10^{-6}$	< 3 [100kHz]	(See the table below)		< 28 [1MHz] < 105 [5MHz]	< 40 [1MHz] < 60 [10MHz]	< 150 [10MHz] < 300 [30MHz]
Temperature factor of initial permeability	$\alpha \mu_i$	$\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	-0.6 to 0.5 -0.6 to 0.6 -30 to +20°C 0 to 20°C 20 to 55°C 20 to 70°C			-1 to 2	2.5 to 7.5	5 to 15
Curie temperature	$T_c$	°C	> 150	> 215	> 240	> 230	> 350	> 450
Saturation magnetic flux density	$B_s$	mT	380	510	470 [1600A/m]	330	300 [2388A/m]	260 [6368A/m]
Remanent flux density	$B_r$	mT	80	95	190	250	200	150
Coercive force	$H_c$	A/m	24	14.3	31	80	477	1110
Hysteresis loss factor	$\tan \delta h$	$\frac{10^{-6}}{\text{mT}}$	< 0.9			< 25	< 45	< 72
Hysteresis loss factor	$h_{10}$		< 45 [0.1MHz]			< 1250 [100kHz]	< 2250 [100kHz]	< 3500 [100kHz]
Disaccommodation factor	$D_F$	$\times 10^{-6}$	< 3			< 30	< 15	< 20
Electrical resistivity	$\rho_v$	$\Omega\text{-m}$	6	6.5		$20 \times 10^5$	$2.5 \times 10^7$	$10 \times 10^7$
Density	$d$	kg/m <sup>3</sup>	$4.6 \times 10^3$	$4.8 \times 10^3$	$4.8 \times 10^3$	$4.4 \times 10^3$	$4.4 \times 10^3$	$4.1 \times 10^3$

\* 1 (mT): 10 (gauss), 1 (A/m): 0.012566 (Oersted)

Material			PC40	PC50
Core loss	$P_c$	W/m <sup>3</sup>	250	500
Core loss			100°C	150°C
Core loss			120°C	

\* 1 (mT): 10 (gauss)

CATALOG NO. BAE-038, BLE-003, BLE-005

## บรรณานุกรม

- ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล, กฤษดา ใจเย็น, “เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F84”,  
บริษัทอินโนเวทีฟ เอ็กซ์เพอริเมนต์จำกัด, 2538
- สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ชิงเฟาเวอร์ซัพพลาย”, บริษัท เอนเทลไทย,  
พิมพ์ครั้งที่2, 2538
- สุธีรพันธ์ ตันหัน , วรพจน์ รักษาสุข, สุรัชัย รูปจำ ,  
ปริญญาานิพนธ์เรื่อง “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิงแรงดันสูง” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
นคร์สุคา เบ็ญจนิรัตน์, ชมพูนุช เต็งเจริญ, วรัท ศรีภูริเดช  
ปริญญาานิพนธ์เรื่อง “เครื่องสังเคราะห์ก๊าซไอโซน” ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- บุญถึง แน่นหนา, “ตำราโทรทัศน์ภาคทฤษฎีและปฏิบัติ”, สำนักพิมพ์ไวกเดียนสโตร์,  
พิมพ์ครั้งที่3, 2532
- นภัทร วัจนเทมินทร์, “อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์”, บริษัท สกายบุคส์, พิมพ์ครั้งที่2, 2540
- สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิง”,  
สำนักพิมพ์ ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
- ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล, “คู่มืออิเล็กทรอนิกส์”, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น, พิมพ์ครั้งที่1, 2538
- Donald L. Schilling, Charles Belove, “Electronic Circuit”, Mc Graw-Hill,  
Third Edition, 1989