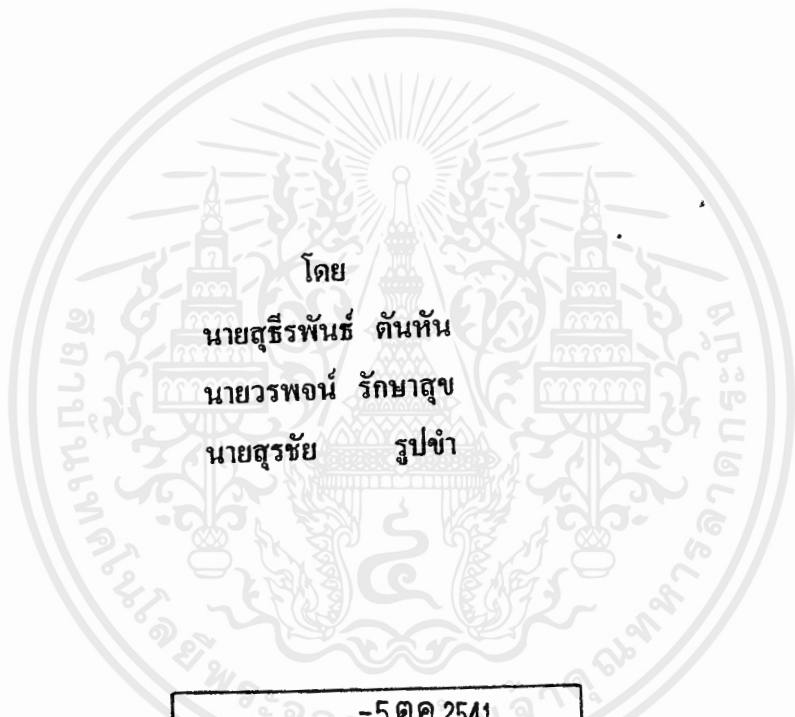




ปีการศึกษา 2540

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งแรงดันสูง  
HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



โดย  
นายสุธีรพันธ์ ตันหัน  
นายวรพจน์ รักษาสุข  
นายสุรัชย์ รูปจำ

วัน เดือน ปี.....-5.ค.ค.2541  
เลขทะเบียน.....038586  
เลขเรียกหนังสือ.....T.400351786

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ศิริวัฒน์ โพรเวชกุล

๕1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038586

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2540


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงแรงดันสูง

ผู้จัดทำ

1. นายสุธีรพันธ์ ตันหัน
2. นายวรพจน์ รักษาสุข
3. นายสุรัชย์ รูปขำ

 อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รศ.ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแรงดันสูง

นายสุธีรพันธ์ ตันหัน

นายวรพจน์ รัชญาสุข

นายสุรชัย รูปจำ

รศ. ศิริวัฒน์ โปธิเวชกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

### บทคัดย่อ

โครงการนี้จัดทำเพื่อใช้เป็นส่วนผลิตกำลังไฟฟ้าแรงดันแรงสูงและความถี่สูง ของเครื่องผลิตโอโซนด้วยพลังงานแสงอาทิตย์ โดยมีขอบเขตการทำงานคือเป็นวงจร สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายพิกัด 500 วัตต์ ที่สามารถรับไฟกระแสตรง 12 โวลต์ จากแผงเซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ หรือไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต จากไฟบ้านนำมาแปลงให้ได้ไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงประมาณ 15-30 กิโลเฮิร์ต โดยผ่านวงจรสวิตชิงแบบ พุช-พูล ที่ใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการนำกระแสและผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้ค่าแรงดัน ที่ต้องการคือประมาณ 0-20 กิโลโวลต์ จุดประสงค์ที่ต้องการผลิตแรงดันและความถี่ สูงก็เพื่อศึกษาถึงผลของการไอออไนเซชันของอากาศเพื่อให้ได้ก๊าซโอโซน แปรตามความถี่และแรงดันไฟฟ้าอย่างไรบ้างเพื่อหาจุดที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในเครื่องบำบัดน้ำเสียด้วยโอโซนต่อไป

## High Voltage Switching Power Supply

Suteerapan Tanhan

Vorapot Raksasook

Surachai Roopkhum

Assc.Prof.Siriwat Pothivetchakul Advisor

1997

### Abstract

This project show information of the high-Voltage switching power supply which used to generate power at high voltage and high frequency of the ozone generator by solar energy. The project is covered by switching power supply at rated 500 watts by used the dc 12 Volts from solar cell ( battery ) or ac ( 1 Phase 220 Volts 50 Hz) from the line. Later , sent to the push-pull switching circuit at used power MOSFET and high frequency transformer. Finally , sent to the power transformer which the last output is about 15-30 kHz and 0-20 kV. The objective of the project used for the supply of testing ionization of the air for ozone how relation with frequency and voltage at the optimum point to used the ozone generator.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1. บทนำ	1
บทที่ 2. ทฤษฎี	3
2.1 พื้นฐานการทำงานฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	3
การคำนวณเพื่อการออกแบบวงจรพืซ-พูล คอนเวอร์เตอร์	9
เพาเวอร์มอสเฟต	11
หม้อแปลงสวิตชิง	14
วงจรควบคุม สำหรับการสวิตชิง	28
บทที่ 3. การศึกษาและการออกแบบ	32
การทำงานของวงจร	32
อธิบายการทำงานของวงจร	38
การออกแบบวงจรการทำงาน	39
การออกแบบการทำงาน ความถี่ และแรงดัน	39
ส่วนของหม้อแปลงสวิตชิง	40
การกำหนดขนาดของขดลวดที่ใช้พันหม้อแปลง	42
3.4 ส่วนหม้อแปลงกำลัง	42
บทที่ 4. การทดลองและผลการทดลอง	45
บทที่ 5. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	68

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้า	
รูปที่ 1.1	แผนผังการทำงานของโครงการ	2
รูปที่ 2.1	การทำงานเฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	3
รูปที่ 2.2	วงจรพื้นฐานของพืซ-พุลคอนเวอร์เตอร์	4
รูปที่ 2.3	การนำกระแสเมื่อไม่เพื่อเวลา	6
รูปที่ 2.4	การนำกระแสเมื่อเพื่อเวลา	7
รูปที่ 2.5	กระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด $D_1$ และ $D_2$ และกระแสที่ไหลผ่าน $L_o$ ขณะทำงาน	8
รูปที่ 2.6	กระแสที่มีความสมมาตรปลั๊กซ์	8
รูปที่ 2.7	กระแสเมื่อเกิดความไม่สมมาตรปลั๊กซ์	8
รูปที่ 2.8.1	วงจรสมมูลย์มอสเฟตเมื่อทำงานในช่วงทำงาน	11
รูปที่ 2.8.2	วงจรสมมูลย์มอสเฟตขณะนำกระแส	12
รูปที่ 2.9.1	ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง	15
รูปที่ 2.9.2	การพันขดลวดทองแดงบนบอบบิ้น	15
รูปที่ 2.10	ตัวอย่างและมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ แบบ EE , EI และ ETD	16
รูปที่ 2.11	ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD	17
รูปที่ 2.12	เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์เนื้อสารชนิด 3C8	18
รูปที่ 2.13	ลักษณะที่สมบูรณข์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	18
รูปที่ 2.14	การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	19
รูปที่ 2.15	การกำหนดช่องอากาศ $l_g$ ที่แกนกลางและการคั่นช่องอากาศ $l_g$ ระหว่างคู่ประกบแกนเฟอร์ไรต์	22
รูปที่ 2.16	ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	22
รูปที่ 2.17	การเกิดกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน	24
รูปที่ 2.18	การเกิดปลั๊กซ์รั่วภายในหม้อแปลง	24
รูปที่ 2.19	ปลั๊กซ์และความหนาแน่นปลั๊กซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ	25
รูปที่ 2.20	ผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในปลั๊กซ์รั่ว	25
รูปที่ 2.21	การพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน	26

รูปที่ 2.22	การกำหนดจำนวนชั้นในพอร์ชชัน	26
รูปที่ 2.23	การลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นขดลวดในหนึ่งพอร์ชชันลงโดยการพันขดลวดไพรมารี	26
รูปที่ 2.24	การลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นขดลวดในหนึ่งพอร์ชชันลงโดยการพันขดลวดไพรมารีและเซคันดารี	27
รูปที่ 2.25	ลักษณะพอร์ชชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น	27
รูปที่ 2.26	วงจรรองการควบคุมแบบ PWM	29
รูปที่ 2.27	คาบสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับ	30
รูปที่ 2.28	บล็อกไดอะแกรมของไอซี SG3524	31
รูปที่ 3.1	แผนผังแสดงการทำโครงการทั้งหมด	32
รูปที่ 3.2	วงจรรายกำลังแก่ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์	33
รูปที่ 3.3	รูปวงจรถอนเวอร์เตอร์แบบ พุช- พูล	34
รูปที่ 3.4	วงจรถองจากรูปที่ 3.3	35
รูปที่ 3.5	วงจร โวลเตจเรกูเลเตอร์เพื่อใช้ควบคุมการนำกระแสของมอสเฟต	40
รูปที่ 3.6	การเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเรกูเลเตอร์และสัญญาณสามเหลี่ยม	40
รูปที่ 4.1	รูปคลื่นแรงดันที่ขาเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ )	45
รูปที่ 4.2	รูปคลื่นแรงดันที่ขาเดรท-ซอร์ส ( $V_{DS}$ )	46
รูปที่ 4.3	รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 15 kHz	46
รูปที่ 4.4	รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 30 kHz	47
รูปที่ 4.5	การต่อวงจรเพื่อทำการทดลอง	48
รูปที่ 4.6	การวัดแรงดัน โดยวิธีการแบ่งส่วนแรงดัน	49
รูปที่ 4.7	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และประสิทธิภาพที่แรงดันค่าต่างๆ	51
รูปที่ 4.8	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังป้อนเข้าและประสิทธิภาพ	51
รูปที่ 4.9	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านเข้าและกำลังด้านออก	52
รูปที่ 4.10	แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมความต้านทาน $100k\Omega$ ที่ $2kV_{p-p}$ 15kHz	53
รูปที่ 4.11	แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมความต้านทาน $100k\Omega$ ที่ $1kV_{p-p}$ 15kHz	53
รูปที่ 4.12	แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมความต้านทาน $100k\Omega$ ที่ $2kV_{p-p}$ 20kHz	54
รูปที่ 4.13	แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมความต้านทาน $100k\Omega$ ที่ $1kV_{p-p}$ 20kHz	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.14	แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน $100\text{k}\Omega$ ที่ $2\text{kVp-p}$ $25\text{kHz}$	55
รูปที่ 4.15	แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน $100\text{k}\Omega$ ที่ $1\text{kVp-p}$ $25\text{kHz}$	55
รูปที่ 4.16	แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน $100\text{k}\Omega$ ที่ $2\text{kVp-p}$ $30\text{kHz}$	56
รูปที่ 4.17	แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน $100\text{k}\Omega$ ที่ $1\text{kVp-p}$ $30\text{kHz}$	56
รูปที่ 4.18	สัญญาณฮาร์มอนิกส์โวลต์เดจที่เกิดขึ้นจากวงจร	62
รูปที่ 4.19	ค่าสเปคตรัมของฮาร์มอนิกส์โวลต์เดจที่เกิดจากวงจร	63
รูปที่ 4.20	สัญญาณฮาร์มอนิกส์กระแสที่เกิดขึ้นจากวงจร	64
รูปที่ 4.21	ค่าสเปคตรัมของฮาร์มอนิกส์กระแสที่เกิดขึ้นจากวงจร	65



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของมอสเฟตกับอุปกรณ์สวิตชิงชนิดต่างๆ	13
ตารางที่ 2.2 ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่จ่ายกำลังสูงสุดที่ความถี่ต่างๆ	21
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองที่ โหลด $100k\Omega$ 10 watts จำนวน 10 ตัว	50
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองที่ โหลด $2M\Omega$ เพื่อหาค่าโวลเตจที่ภาวะไร้โหลด	58
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองที่ โหลด $200k\Omega$ เพื่อหาค่าโวลเตจที่โหลด	59



## บทที่ 1

### บทนำ

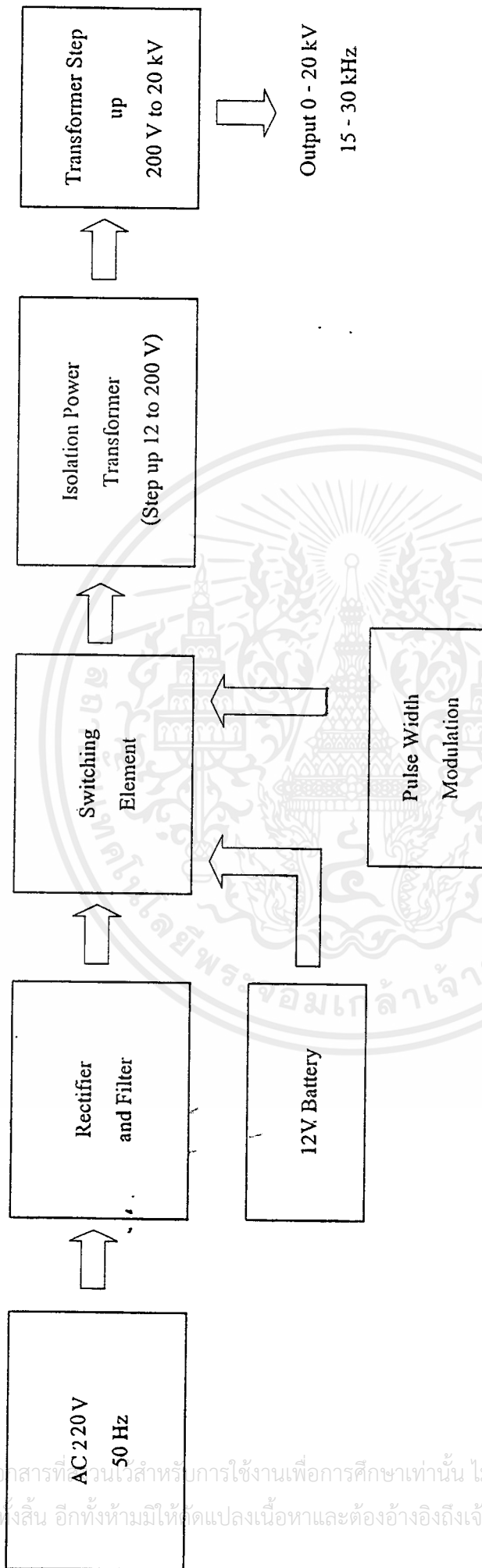
#### แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแรงดันสูง

#### High Voltage Switching Power Supply

##### ขอบเขตของโครงการ

ขอบเขตของโครงการเริ่มจากการรับไฟฟ้าเข้าจากแหล่งไฟตามบ้านปกติ 220 โวลต์ นำมาแปลงเป็นไฟกระแสตรง 12 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้กับแบตเตอรี่ได้ประโยชน์คือสามารถรับไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ได้อีกทางหนึ่ง โดยที่แบตเตอรี่ที่กล่าวนี้รับไฟฟ้าจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์โซลาร์เซลล์ (Solar Cell) มาก่อนหน้านั้นไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์นี้ นำเป็นแหล่งจ่ายให้แก่ วงจรควบคุม วงจร ดิจิ ทุ เอชี คอนเวอร์เตอร์ (Dc to Ac Converter) ซึ่งเป็นวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบพุก-พูลโดยใช้มอสเฟตในการนำกระแส สาเหตุที่เลือกใช้มอสเฟตเพราะ มอสเฟตมีความเหมาะสมในการนำกระแสที่ความถี่ค่าสูงๆ ได้ดีกว่าอุปกรณ์ตัวอื่นๆ แต่ก็ยังข้อเสียคือทนกระแสได้ต่ำ ซึ่งสามารถแก้ไขโดยการขนานมอสเฟตเพื่อช่วยกันนำกระแส จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้จากมอสเฟตมาผ่านหม้อแปลงสวิตชิง แล้วจ่ายต่อไปยังหม้อแปลงสวิตชิงแรงดันสูง เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ปรับแรงดันและความถี่ได้ตามที่ต้องการ ข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นโดยทั่วไป คือ ความแตกต่างตรงขนาดของหม้อแปลงที่ใช้มีขนาดเล็กกว่า ซึ่งใช้งานที่ความถี่สูงกว่าแบบเชิงเส้นโดยทั่วไป รวมทั้งประสิทธิภาพที่สูงกว่าเนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงที่ค่อนข้างต่ำ ผลสรุปที่ได้คือประสิทธิภาพที่สูงกว่าและขนาดเล็กกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป รูปแบบจำลองของโครงการดังแสดงตามบล็อกไดอะแกรมของโครงการตามรูปที่ 1

ประโยชน์คือเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับเครื่องผลิตโอโซน ที่ใช้แรงดันกระแสสลับที่สามารถปรับได้ทั้งความถี่และแรงดันตามค่าที่ต้องการเพื่อช่วยในการกระตุ้นให้เกิดการไอออไนซ์ ของอากาศโดยผ่านแผงอิเล็กโตรด แต่ขั้นตอนในผลิตโอโซนไม่ได้อยู่ในขอบเขตของโครงการนี้



รูปที่ 1.1 แผนผังแสดงขอบเขตของ ครงงาน

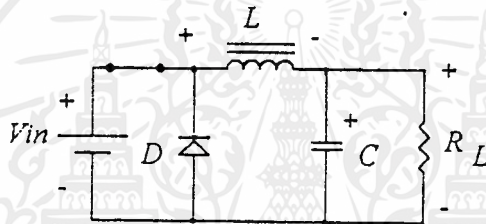
## บทที่ 2

### ทฤษฎี

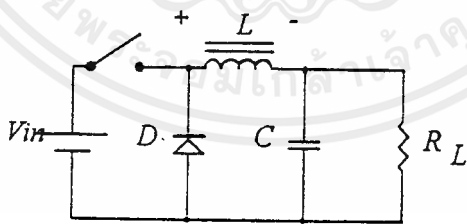
#### 2.1 พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากหลักการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส โดยหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงมอสเฟตนำกระแส แล้วจ่ายพลังงานออกไปในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส

จากหลักการพื้นฐานดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์เป็นพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์



2.1(ก)



2.1(ข)

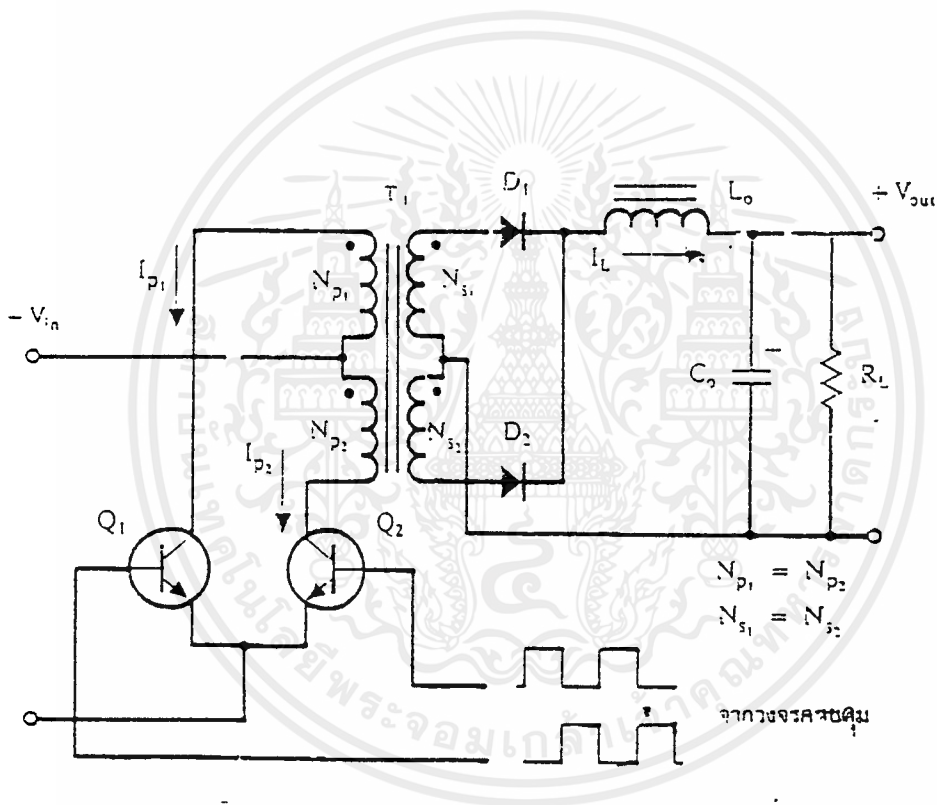
#### รูปที่ 2.1 การทำงานฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.1(ก) แสดงการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ (S) ปิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดทำให้มีแรงดันตกคร่อมโหลด

รูปที่ 2.1(ข) เมื่อสวิตช์(S)เปิดจะเกิดการยุบตัวของตัวเหนี่ยวนำเกิดการคายพลังงานออกมาในรูปกระแสจ่ายไปยังโหลด โดยมีขั้วเหมือนกับกรณีรูปที่ 2.1(1) ไดโอดในวงจรนี้มักถูกเรียกว่า ไดโอดฟรี-วิลลิง หรือ ไดโอดฟลายบิล

### พื้นฐานการทำงานของพช-พุลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพช-พุลคอนเวอร์เตอร์ เปรียบเสมือนการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 2 ชุด มาต่อทำงานร่วมกัน โดยสลับการทำงานในแต่ละครึ่งคาบและในแต่ละครึ่งคาบมีเฟสต่างกัน



รูปที่ 2.2 วงจรพื้นฐานของพช-พุลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การทำงานของพว-พุลคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานโดยการนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบ เมื่อ  $Q_1$  นำกระแสจะมีกระแสไพรมารี (Primary)  $I_p$  ไหลผ่านขดไพรมารี  $N_p$  ทำให้ไดโอด  $D_1$  อยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ส่วนไดโอด  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง ทำให้เกิดกระแสไหลที่ขดเซคันดารี (Secondary)  $N_s$  ผ่านไดโอด  $D_2$  ผ่านไปยัง  $L_o$  ในระหว่างที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  นำกระแสจะเกิดแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  มีค่าประมาณ  $2V_{in}$  ในเวลาครึ่งคาบที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  นำกระแสจะมีกระแสไพรมารี  $I_p$  ไหลผ่านขดลวด ไพรมารี  $N_p$  ทำให้ไดโอด  $D_2$  อยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ส่วนไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง ทำให้เกิดกระแสไหลที่ขดเซคันดารี  $N_s$  ผ่านไดโอด  $D_1$  ผ่านไปยัง  $L_o$  เพื่อจ่ายกระแสไปยังโหลดต่อไป และในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_2$  นำกระแสจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  เท่ากับ  $2V_{in}$  เช่นเดียวกัน

### การกำหนดค่าเวลาเพื่อ(Dead Time)

วัตถุประสงค์เพื่อไม่ให้เพาเวอร์มอสเฟตมีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป ซึ่งเกิดจากสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ

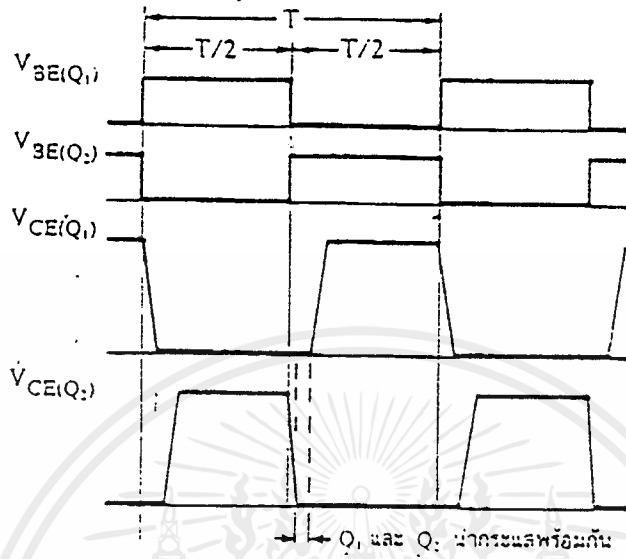
1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลาการนำกระแส ถ้าเกิดการดึงกระแสจากโหลดมากขึ้นทำให้วงจรควบคุมสั่งให้เพิ่มช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวมีค่าลดลง ทำให้เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในหม้อแปลง ทำให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวอย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้
2. เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสพร้อมกันในกรณีนี้เกิดได้จากการตอบสนองที่ช้าของเพาเวอร์มอสเฟต จากประจุสะสมในการคายประจุของเพาเวอร์มอสเฟตออกเพื่อทำให้ตัวมันหยุดนำกระแส

การกำหนดเวลาเพื่อ ให้กับเพาเวอร์มอสเฟต จะใช้เวลาไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของเวลาครึ่งคาบ ดังนั้นช่วงเวลาการนำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะมีค่าไม่เกิน

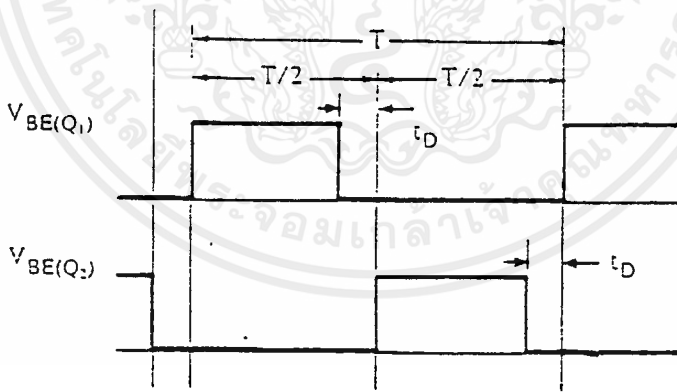
$$ton(max) = 0.8 * \frac{T}{2} \quad (2.1)$$

$$ton(max) = \text{ช่วงเวลาที่สวิทช์ช้อน}$$

$$T = \text{ช่วงเวลาใน 1 คาบ}$$



รูปที่ 2.3 การนำกระแสเมื่อไม่เพื่อเวลา

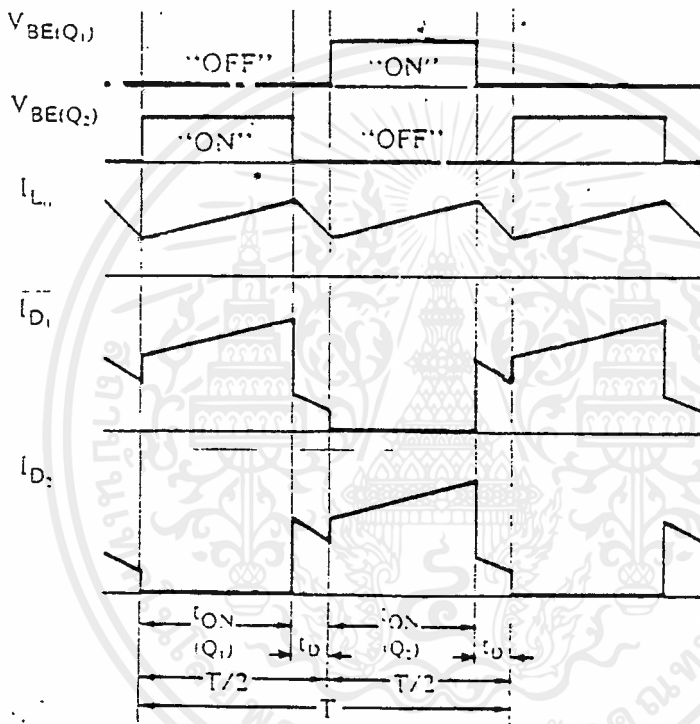


รูปที่ 2.4 การนำกระแสเมื่อเพื่อเวลา

จากรูปที่ 2.4 ในช่วงเวลาเพื่อนี้ Q1 และ Q2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกัน ซึ่งเปรียบเทียบกับเวลา  $t_{OFF}$  ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่เอาท์พุทใช้  $L$  จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับชั่วแรงดัน แต่เนื่องจากพฤษภาคมคอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายบิล ในกรณีนี้ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  เนื่องจากการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ่ายเทพลังงานที่สะสมพลังงานใน ไซค์  $L_o$  โดยกระแสจะไหลจากไซค์  $L$  ถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  แต่มีพลังงานที่สะสมพลังงานใน ไซค์  $L_o$  เป็นผลให้มีกระแสไหลในขดเซกชั่นคาร์รี่เพียงขดเดียว เนื่องจากไดโอดที่ต่อกับขดเซกชั่นคาร์รี่ที่เหลืออยู่ในลักษณะไบอัสกลับ ทำให้มีกระแสลดทอนกระแสที่ได้จากไซค์  $L_o$  ดังนั้นกระแสขบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเมื่อ ของไดโอดตัวหนึ่งจะมีค่ามากกว่าอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังในรูปที่ 2.5



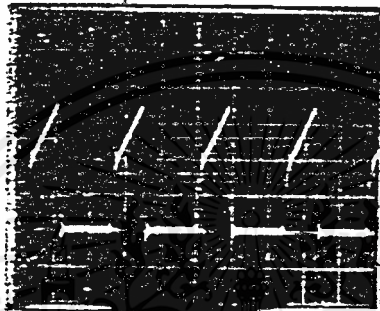
รูปที่ 2.5 กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุต  $L_o$  ขณะวงจรทำงาน

### การไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์

การไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ทำให้แกนเกิดการอิ่มตัวอย่างรวดเร็วและเพาเวอร์มอสเฟตเกิดการเสียหายได้ สาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์มาจากการที่มอสเฟตแต่ละตัวมีช่วงเวลาหยุดนำกระแส (turn off time) ไม่เท่ากันอย่างแท้จริง ถ้ามอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งมีเวลาหยุดนำกระแสมากกว่า จะทำให้ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านในช่วงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสมากกว่าตัวอื่นลักษณะเช่นนี้จะทำให้เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ และจะมีการเลื่อนของฟลักซ์สูงสุด (flux walking) โดยฟลักซ์สูงสุดจะวิ่งเข้าหาจุด อิมิตอย่างรวดเร็วกิ่งรูปที่ 2.6 และ 2.7 ตามลำดับ



รูปที่ 2.6 กระแสที่มีความสมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 2.7 กระแสเมื่อเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 การคำนวณเพื่อการออกแบบวงจรพืซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

### ค่าแรงดันเอาต์พุต

การจัดวงจรด้านไพรมารีกับด้านเซคันดารีของวงจรพืซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเดียวกันกับการจัดวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ โดยมีคาบเป็นครึ่งหนึ่งของการทำงานในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ และมีการเพือเวลาเดสทาม ด้วยดั่งนั้น

$$V_{out} = \frac{\left(\frac{N_s}{N_p}\right) (V_{in} - V_{DS(sat)}) t_{on}}{T/2} - V_D \quad (2.2)$$

เมื่อ  $V_{out}$  คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{in}$  คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{DS}$  คือ แรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟต เป็นโวลต์

$V_D$  คือ แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเอาต์พุตขณะนำกระแส เป็นโวลต์

$N_s$  คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ

$N_p$  คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ

### การกำหนดจำนวนรอบ $N_p/N_s$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - V_{DS(sat)}) t_{on(max)}}{(V_{out} + V_D) (T/2)} \quad (2.3)$$

### การกำหนดจำนวนรอบ $N_p$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - V_{DS(sat)}) t_{on} \times 10^8}{\Delta B_{max} A_c} \quad (2.4)$$

### แรงดันตกคร่อมมอสเฟต

เอกสารนี้เป็เอกสารที่เผยแพร่โดยทางบริษัทเพื่อใช้ในการศึกษาและอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DS} = V_{in(min)} + \frac{(N_p)}{(N_s)} V_{in} \quad (2.5)$$

แต่เนื่องจาก  $N_p = N_s$  ดังนั้น

$$V_{DS(max)} = 2V_{in(min)} \quad (2.6)$$

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

$$V_{DS(max)} = 1.3 \times 2V_{in(min)} \quad (2.7)$$

### กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัว

ใน 1 คาบเวลามีกระแสไฟรมาที่ไหลถึงสองครั้ง หรืออาจกล่าวได้ว่าค่าคาบลดครึ่งหนึ่ง ดังนั้นค่ากระแสไฟรมาที่

$$I_p = \frac{P_o T}{(2\eta V_{in(min)} * t_{on})} \quad (2.8)$$

ค่ากระแสไฟรมาที่สูงสุด เมื่อคิดโดยรวมกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กด้วย

$$I_p = \frac{P_o T}{(2\eta V_{in(min)} t_{on})} + \frac{(V_{in(min)} - V_{DS(sat)}) t_{on(max)}}{L_p} \quad (2.9)$$

### ข้อดี-ข้อเสียของพช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

#### ข้อดี

##### 1. กระแสที่ผ่านสวิตซิ่งเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สวิตซ์เพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน
3. ปริมาตรของแกนเหล็กเล็ก

#### ข้อเสีย

1. เพาเวอร์มอสเฟตต้องทนค่าแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของ  $V_{DS}$  บวกกับแรงดันสไปค์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลง
2. เกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนหม้อแปลง เนื่องจากการนำกระแสไม่เท่ากันของเพาเวอร์มอสเฟตในแต่ละครึ่งคาบ

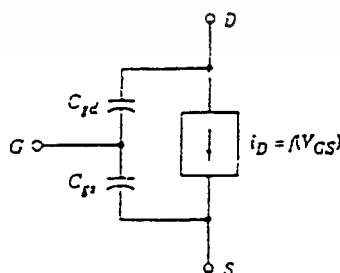
#### การแก้ไขผลจากข้อเสีย

1. เลือกเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันมากกว่า 2 เท่าของแรงดันป้อนเข้า และบวกแรงดันสไปค์โดยมีไดโอดป้องกันระหว่างขาเดรนและขาซอสของเพาเวอร์มอสเฟต
2. แก้ไขการไม่สมมาตรโดยการปรับค่าการเผื่อเวลาเดสส์ไทม์ ของคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าที่เหมาะสมเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเท่ากันในแต่ละครึ่งคาบ

#### 2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

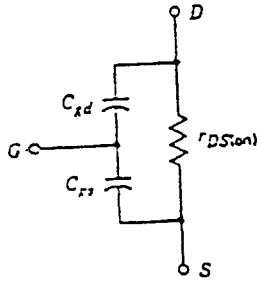
จากคุณสมบัติที่เด่นของเพาเวอร์มอสเฟต คือ สามารถใช้งานได้ถึงความถี่สูงแต่มีข้อเสียจากการเกิดการสูญเสียในการสวิตซ์เปลี่ยนแปลงสถานะและค่าความต้านทาน  $r_{DS(on)}$  มีค่าสูง เมื่อนำกระแสทำให้เกิดการสูญเสียขณะนำกระแสด้วย

การใช้งานเพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิตซ์ ใช้การประจุค่าตัวเก็บประจุ ที่คร่อมระหว่างขาเกตและเดรนของมอสเฟต ให้มีค่าที่สามารถนำกระแสได้และในการหยุดนำกระแสโดยปรับค่า  $V_{GS}$  เพื่อใช้เกิดการคายประจุ ที่เก็บประจุ ทำให้เกิดการหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.8.1 วงจรสมมูลย์ของมอสเฟต  
เมื่อทำงานในช่วงทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8.2 วงจรสมมูลของมอสเฟตขณะนำกระแส

### ข้อดี-ข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟต

#### ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

1. ใช้แรงดันในการควบคุมการทำงาน โดยทำการควบคุมการไหลของกระแส จึงไม่จำเป็นต้องใช้แรงดันสูงมาก
2. การสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งค่อนข้างต่ำ เพราะเวลาในการสวิตช์ซึ่งเปลี่ยนสถานะ สั้น ทำให้เกิดการสูญเสียน้อย
3. พื้นที่ของ SOA ( Safe Operating Area ) กว้างกว่า ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ( Bipolar Transistor ) และไม่มี เซคันดารีเบรคดาวน์ ( Secondary Breakdown )

#### ข้อเสีย เพาเวอร์มอสเฟต

1. เกิดการสูญเสียขึ้นที่บริเวณชั้นสาร โดยเปรียบกับปริมาณความหนาแน่นของกระแส ต่อหน่วยพื้นที่ จะมีค่าเพิ่มตามลำดับเมื่อค่าอัตราการทำงานแรงดันของมอสเฟตเปลี่ยนไป
2. เกิดการสูญเสีย ในกรณีค่า  $r_{DS(on)}$  มีค่าสูงในรูปของการสูญเสีย  $I_{D(rms)}^2 \times r_{DS(on)}$

#### การพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

1. เลือกมอสเฟตที่มีความต้านทานระหว่างเดรนและซอสขณะนำกระแส  $r_{DS(on)}$  ให้มีขนาดเล็กน้อย เพื่อลดการสูญเสียขณะนำกระแส และกระแสที่ผ่านน้อยลงถ้า  $r_{DS(on)}$  มีค่ามาก
2. เลือกพื้นที่ใช้งานของมอสเฟตให้อยู่ในกราฟ SOA ของมอสเฟต

คุณสมบัติ	มอสเฟต	IGBT	ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์
ตัวแปรที่ใช้ในการทำงาน	แรงดัน	แรงดัน	กระแส
กำลังงานที่ใช้	ต่ำ	ต่ำ	สูง
ความหนาแน่นของกระแสที่ทำให้แรงดันตกคร่อม	มีค่ามากที่แรงดันต่ำ และมีค่าน้อยที่แรงดันสูง	สูงมาก (ความเร็วในการหยุดนำกระแสสูง)	ปานกลาง
การสูญเสียในขณะสวิตชิง	ต่ำมาก	ต่ำถึงปานกลางขึ้นอยู่กับ การสูญเสียความนำกระแสในขณะหยุดทำงาน	ปานกลางถึงสูงขึ้นอยู่กับ การสูญเสียความนำกระแสในขณะหยุดทำงาน

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของมอสเฟตกับอุปกรณ์สวิตชิงชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นต้อง ออกแบบให้เหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขดลวดทองแดงรวมทั้ง ความปลอดภัย และลดการสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงในขณะทำงานจะได้กล่าวต่อไปนี้

### ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง หน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกกันทาง ไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาท์พุท เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกดูดส่วนประกอบของหม้อแปลง สวิตชิงมีรายละเอียดดังนี้

### แกนเฟอร์ไรต์

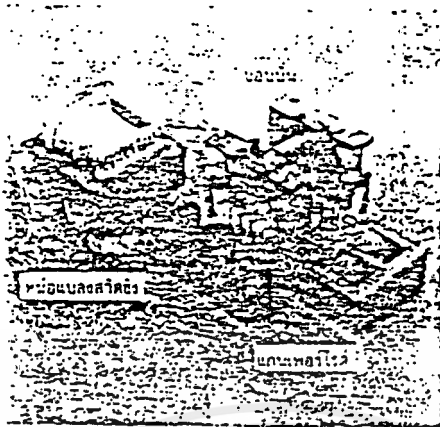
เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) การเหนี่ยวนำบนแกนทำให้ ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสีย ที่ความถี่สูง

### บอบบิ้น ( Bobbin )

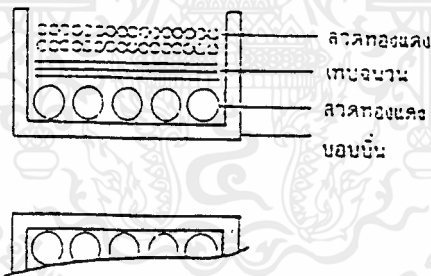
บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจร ระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์

### เทปฉนวน ( Insulation )

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญใน การแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่าง ขดไฟโหมรีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง วัสดุที่ใช้ทำ เป็นพวกไมลาร์ ( Mylar ) หรือ โพลีเอสเตอร์ ( Polyester ) ที่มีความหนาในช่วง 0.054-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการ

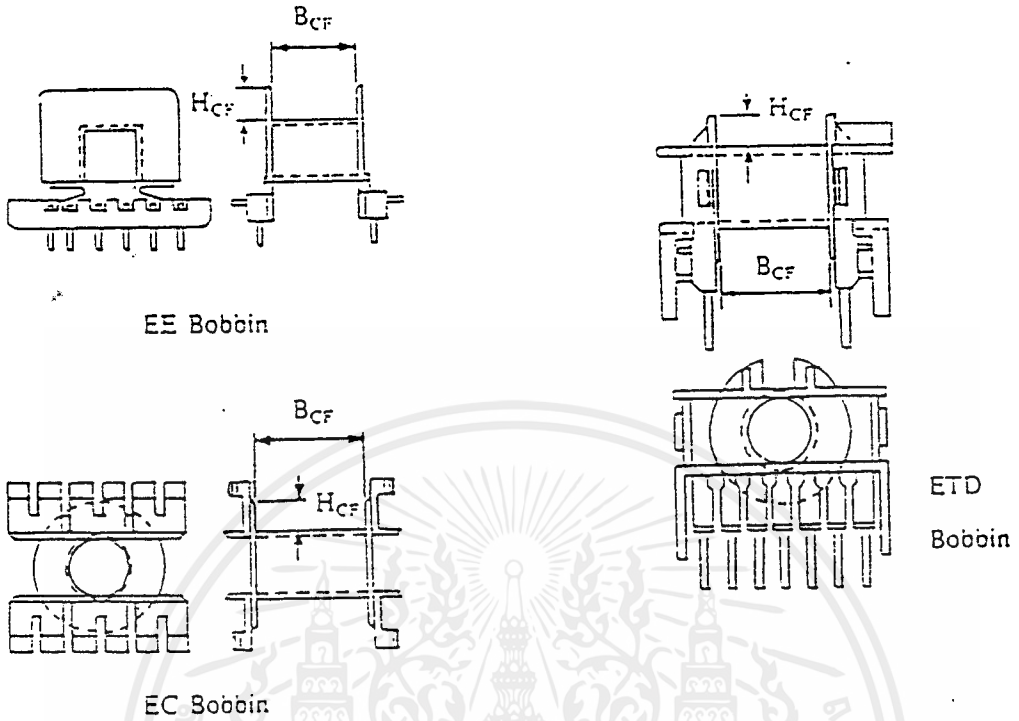


รูปที่ 2.9.1 ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง



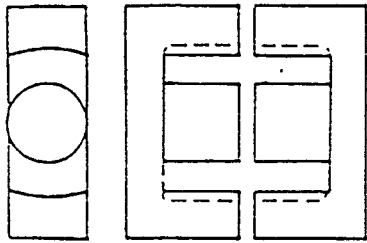
รูปที่ 2.9.2 การพันขดลวดทองแดงบนบอซัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



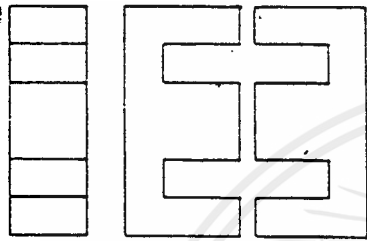
รูปที่ 2.10 ตัวอย่างและมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD  
การเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์  
ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ทั่วไป ถูกผลิตออกมาในรูปทรงต่างๆตามมาตรฐานเดียวกัน เช่นแกนแบบ EE, EC และ ETD หรือแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะคู่ประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้นการประกบแกนบอบบิ้นทำให้ทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กเดินทางครบวงจร



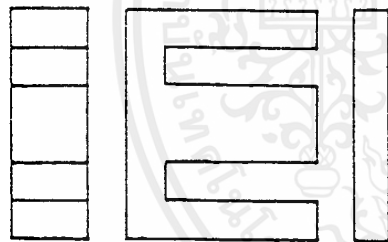
ETD

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.92	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

รูปที่ 2.11 ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD

### ลักษณะของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

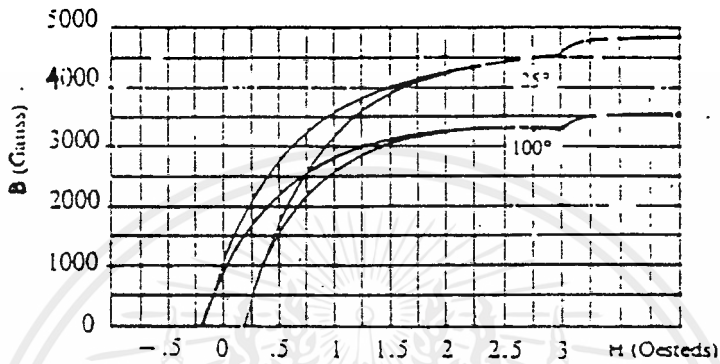
ชนิดของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ทำแตกต่างกัน จะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้ขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มาเกี่ยวกับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ โดยที่สมบัติที่สำคัญได้แก่เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และ ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

### เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

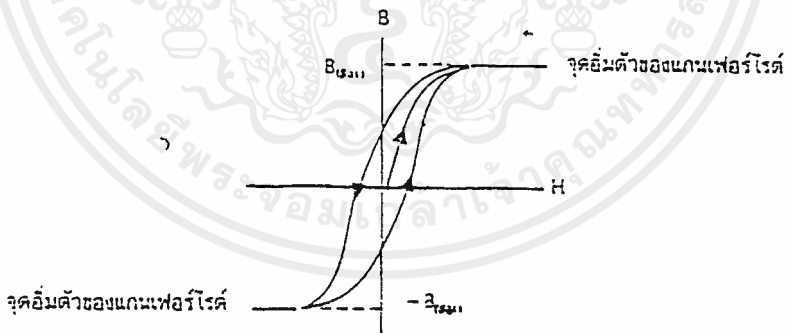
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 2.12 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B เพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามซึ่งจากจุดนี้เรียกว่ามีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก ( Saturation )



รูปที่ 2.12 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์เนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 2.13 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

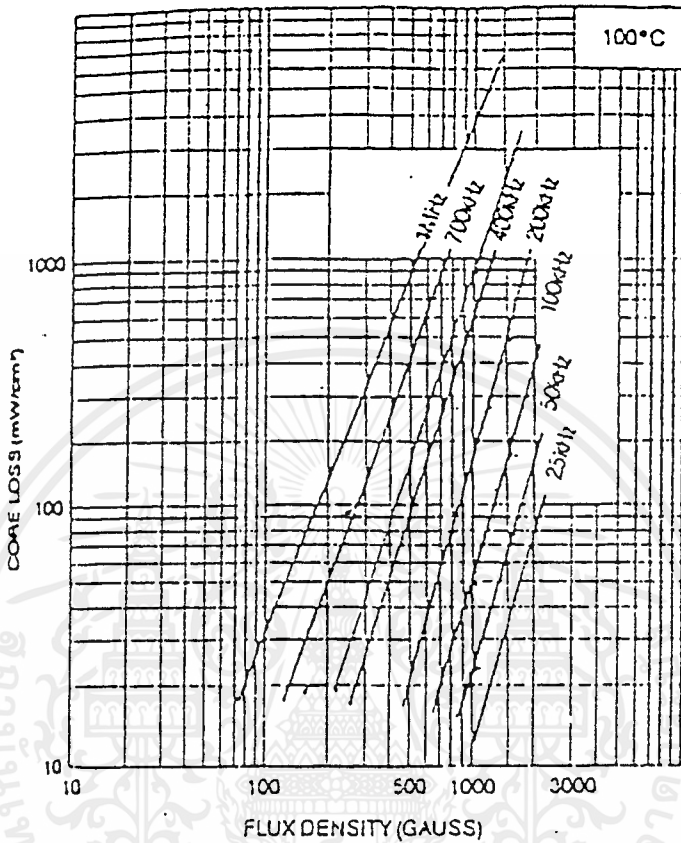
### ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน ( Hysteresis Loss ) และการสูญเสียที่เกิดจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กระแสไหลวน( Eddy Current Loss ) ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 kHz การสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่ไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียเกิดจากฮิสเตอร์รีซิสของแกนเพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.14 การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีกับขนาดของแกน จากกฎฟาราเดย์ได้ว่า

$$\Delta B = \left( \frac{V_t}{N_p A_c} \right) \times 10^8 \tag{2.10}$$

- เมื่อ  $\Delta B$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน หน่วยเป็นเกาส์
- $V$  = ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี หน่วยเป็นโวลต์
- $N_p$  = ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี
- $A_c$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน หน่วยเป็นตารางเซนติเมตร
- $t$  = ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์เกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนรอบของขดลวดมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไฟโรมารีจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงจ่ายกำลังได้สูงขึ้น

หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไฟโรมารีมีค่าตกลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตแทนในขณะที่กำลังนำกระแสสูง ทำให้เกิดการเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่สูงนี้จะทำให้การสูญเสียในแกนสูงด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนหม้อแปลง ควรมีข้อคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่อิ่มตัว
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องมีการสูญเสียในแกนต่ำที่สุด

#### การเลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนถ้าใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อนการหาแกนที่เหมาะสมที่กำลังต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กและขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น โดยคำนวณจากสมการ

$$P = \frac{(1.4 \Delta B_{\max} f A_c A_w)}{D \times 10^{-3}} \quad (2.11)$$

เมื่อ $D$	=	ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟโรมารี เป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมแปร์
$P$	=	กำลังสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์
$f$	=	ความถี่ทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเฮิรตซ์
$A_w$	=	พื้นที่พันขดลวดทองแดงของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

ค่าของ  $\Delta B_{\max}$  ที่เหมาะสมหาได้จากกราฟส่วนค่าของ  $A_c$  และ  $A_w$  เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูจากข้อมูลจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ  $D$  กำหนดได้จากขนาดลวดทองแดงที่ใช้พัน อย่างไรก็ตามขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และความถี่ที่ต้องการจะขึ้นอยู่กับกำลังเอาต์พุท

Maximum Available Output Power in Half- or Full-Bridge Topology

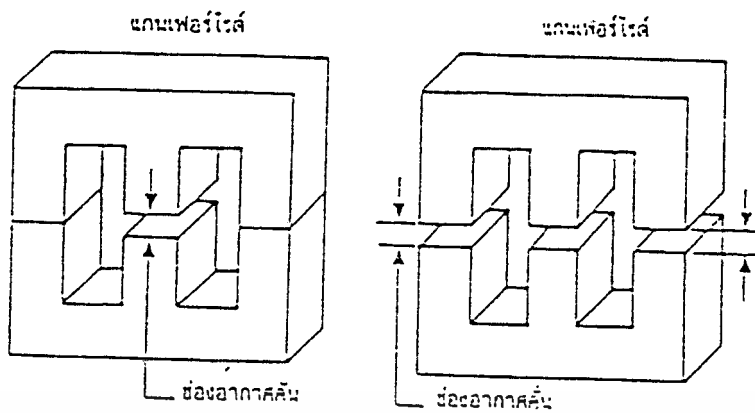
Core	A <sub>w</sub> cm <sup>2</sup>	A <sub>b</sub> cm <sup>2</sup>	A <sub>w</sub> A <sub>b</sub> cm <sup>4</sup>	Output power in watts at								Volume, cm <sup>3</sup>	
				20 kHz	24 kHz	48 kHz	72 kHz	96 kHz	150 kHz	200 kHz	250 kHz		300 kHz
EE Cores, Ferroxcube-Philips													
E14E250	0.202	0.171	0.035	3.1	3.7	7.4	11.2	14.9	23.2	30.9	35.7	46.4	0.57
S13E187	0.225	0.329	0.074	6.6	8.0	15.9	23.9	31.8	49.7	66.3	82.9	99.6	0.69
E13E343	0.412	0.359	0.148	13.3	16.0	31.8	47.8	63.6	99.4	132.5	165.7	198.8	1.64
E12E250	0.395	0.551	0.229	20.5	24.8	49.3	74.1	95.7	154.2	205.6	257.0	308.4	1.93
742E272	0.577	0.965	0.559	50.0	60.3	120.1	180.4	240.2	375.3	500.4	625.6	750.7	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	83.4	100.5	200.1	300.6	400.2	625.4	833.9	1042.4	1250.8	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	161.9	195.2	388.6	583.5	777.2	1214.6	1619.4	2024.3	2429.1	11.50
783E608	1.810	1.781	3.224	285.8	348.1	693.1	1041.2	1386.2	2155.2	2839.4	3510.4	4232.5	17.60
783E776	2.330	1.810	4.217	377.9	455.5	906.7	1362.2	1813.4	2831.0	3778.7	4733.4	5663.1	22.90
E525	2.340	1.370	3.205	257.2	316.2	669.2	1035.5	1378.5	2154.3	2872.4	3590.5	4308.6	29.50
E35	3.530	2.900	9.854	895.6	1067.5	2125.1	3192.5	4250.1	6542.0	8356.1	10701.1	13231.1	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	654.2	788.5	1569.7	2358.2	3139.3	4906.1	6541.5	8176.9	9912.3	36.00
EC Cores, Ferroxcube-Philips													
EC35	0.843	0.958	0.816	73.1	88.1	175.4	263.6	350.9	548.4	731.2	913.9	1096.7	6.43
EC41	1.210	1.350	1.634	146.4	176.4	351.2	527.6	702.4	1097.7	1463.6	1929.5	2195.4	10.80
EC52	1.600	2.130	3.834	343.5	414.1	824.3	1238.4	1648.6	2576.4	3435.3	4294.1	5152.9	18.80
EC70	2.790	4.770	13.308	1192.4	1437.3	2861.3	4298.6	5722.6	8943.2	11924.2	14995.3	17886.4	40.10
ETD Cores, Ferroxcube-Philips													
ETD 29	0.760	0.903	0.686	61.5	74.1	147.6	221.7	295.1	461.2	614.9	765.6	922.1	5.50
ETD 34	0.971	1.229	1.195	106.1	127.9	254.7	382.6	509.4	786.1	1061.4	1326.8	1592.1	7.64
ETD 39	1.250	1.740	2.175	194.9	234.9	467.6	702.5	935.3	1461.6	1918.8	2436.0	2922.2	11.50
ETD 44	1.740	2.130	3.706	332.1	400.3	796.8	1197.1	1593.7	2190.6	3220.8	4150.9	4981.1	15.00
ETD 49	2.110	2.710	5.718	512.3	617.6	1229.4	1846.9	2458.8	3842.6	5123.4	6404.3	7655.1	24.20
Pot Cores, Ferroxcube-Philips (continued)													
704	0.070	0.022	0.002	0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1.0	1.4	1.7	2.1	0.07
905	0.101	0.034	0.003	0.3	0.4	0.7	1.1	1.5	2.3	3.1	3.8	4.6	0.13
1107	0.167	0.054	0.009	0.8	1.0	1.9	2.9	3.9	6.1	8.1	10.1	12.1	0.25
1405	0.251	0.097	0.024	2.2	2.5	5.2	7.8	10.4	16.3	21.8	27.2	32.7	0.50
1811	0.433	0.187	0.081	7.3	8.7	17.4	26.2	34.8	54.4	72.6	90.7	105.8	1.12
2213	0.635	0.297	0.189	16.9	20.4	40.5	60.9	81.1	125.7	169.0	211.2	253.5	2.00
2616	0.948	0.407	0.386	34.6	41.7	83.0	124.6	165.9	259.3	345.7	432.1	518.6	3.53
3019	1.380	0.587	0.810	72.5	87.5	174.2	261.6	348.3	544.4	725.8	907.2	1089.7	6.19
3622	2.020	0.774	1.563	140.1	168.9	336.1	505.0	672.3	1050.7	1400.9	1751.1	2101.3	10.70
4229	2.560	1.400	3.724	333.7	402.2	800.7	1202.9	1601.3	2502.5	3336.7	4170.9	5005.1	18.20
RM Cores, Ferroxcube-Philips													
RM5	0.250	0.095	0.024	2.1	2.5	5.1	7.7	10.2	16.0	21.3	26.6	31.9	0.45
RM6	0.370	0.155	0.057	5.1	6.2	12.3	18.5	24.7	38.5	51.4	64.2	77.1	0.80
RM8	0.630	0.310	0.195	17.5	21.1	42.0	63.1	84.0	131.2	175.0	218.7	262.5	1.95
RM10	0.970	0.426	0.413	37.0	44.6	88.8	133.5	177.7	277.7	370.2	462.9	555.4	3.47
RM12	1.460	0.774	1.130	101.3	122.0	243.0	365.0	485.9	759.4	1012.5	1265.6	1518.8	5.34
RM14	1.950	1.100	2.178	195.1	235.2	468.3	703.5	936.5	1453.6	1951.5	2439.4	2927.2	13.19
PQ Cores, Magnetics, Inc.													
42016	0.620	0.256	0.159	14.2	17.1	34.1	51.2	68.2	106.7	142.2	177.8	213.3	2.31
42020	0.620	0.384	0.238	21.3	25.7	51.2	76.9	102.4	160.0	213.3	266.6	320.0	2.79
42520	1.190	0.322	0.383	34.3	41.4	82.4	123.8	164.8	257.5	343.3	429.2	515.0	3.49
42625	1.180	0.502	0.592	53.1	64.0	127.4	191.3	254.7	399.1	530.8	663.4	796.1	6.53
43220	1.700	0.470	0.799	71.6	86.3	171.8	258.1	343.6	536.9	715.9	894.9	1073.2	9.42
43230	1.610	0.594	1.000	143.4	172.5	344.1	516.9	688.1	1075.4	1433.9	1792.4	2150.9	11.97
43535	1.950	1.590	3.116	279.2	336.5	670.0	1006.6	1340.1	2094.1	2792.3	3490.4	4188.4	17.25
44040	2.010	2.490	5.005	448.4	540.5	1076.1	1616.6	2152.1	3363.3	4454.4	5605.5	6726.6	20.45

Note: From Eq.  $P_o = 0.0014 B_{max}^2 / A_w A_b D_{ms}$  where  $P_o$  is in watts,  $B_{max}$  in gauss,  $A_w$  and  $A_b$  in square centimeters,  $f$  in hertz,  $D_{ms}$  in circular mils per rms ampere, bobbin winding space factor = 40 percent. For  $B_{max} > 1400$  G, For other  $B_{max}$  multiply by  $B_{max}/1400$ . For  $D_{ms} > 500$  mils multiply by  $D_{ms}/500$ . For other  $D_{ms}$  multiply by  $500/D_{ms}$ .

ตารางที่ 2.2 ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่จ่ายกำลังสูงสุดที่ความถี่ต่างๆ

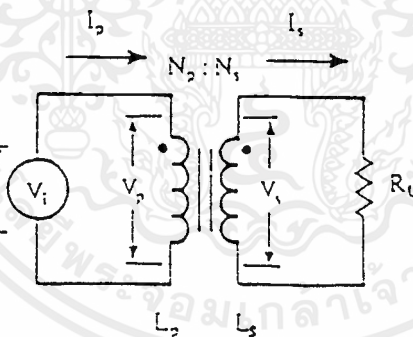
ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก ( Air Gap ) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยการสะสมพลังงานของลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งมีค่ามากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI (ElectroMagnetic Interference) ออกมา



รูปที่ 2.15 การกำหนดช่องอากาศ  $l_g$  ที่แกนกลาง  
และการคั่นช่องอากาศ  $l_g$  ระหว่างคู่ประกบแกนเฟอร์ไรต์

ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง  
หม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎี  
ของหม้อแปลง เป็นไปตามสมการดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_p}{I_s} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{N_p}{N_s} = \left( \frac{L_p}{L_s} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

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

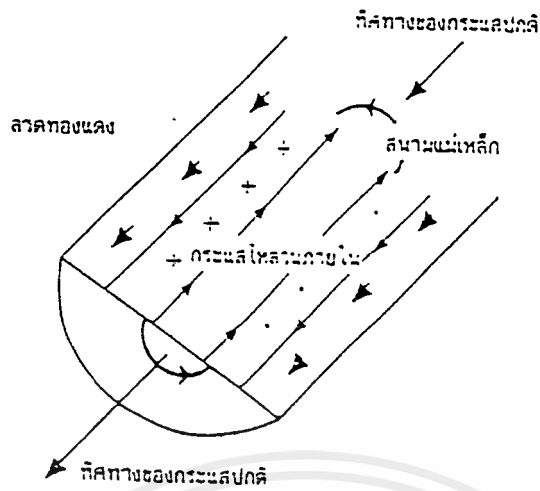
$I_s$  คือ กระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี เป็นแอมป์

โดยที่  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเมื่อมีกระแสไหลผ่าน ตามสมการ

$$V_p = N_p A_c \left( \frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.14)$$

#### การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยา ( Enameled Copper wire ) ในการพันสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ทำให้ขดลวดทองแดงนำกระแสได้เพียงที่ผิวเท่านั้น ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสลดลง มีการสูญเสียมากขึ้น ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน ( Eddy Current ) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่งของการไหลวนนี้กระแสปกติไหลได้เพียงที่ผิวเท่านั้น เป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง



รูปที่ 2.17 การเกิดกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน

ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด ( Proximity effect )

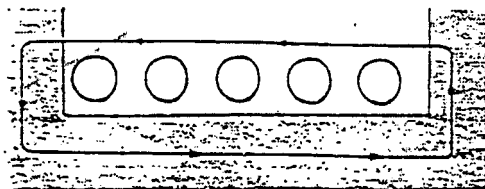
ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  ( Permeability ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่ความจริงยังมีฟลักซ์บางส่วนที่ วิ่งตัดแกนขดลวดได้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว ( Leakage Flux ) ซึ่งได้เกิดจากการพันขดลวด



(ก)



(ข)

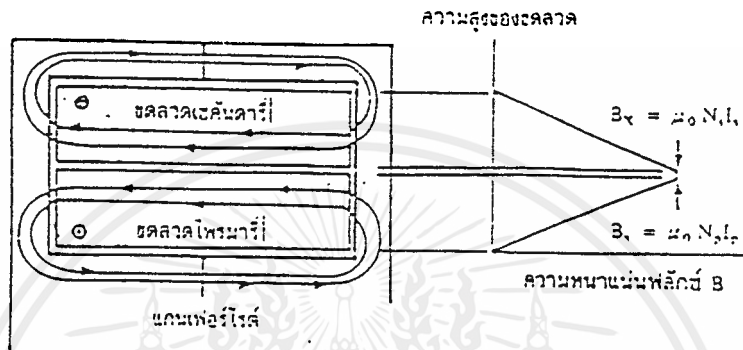


(ค)

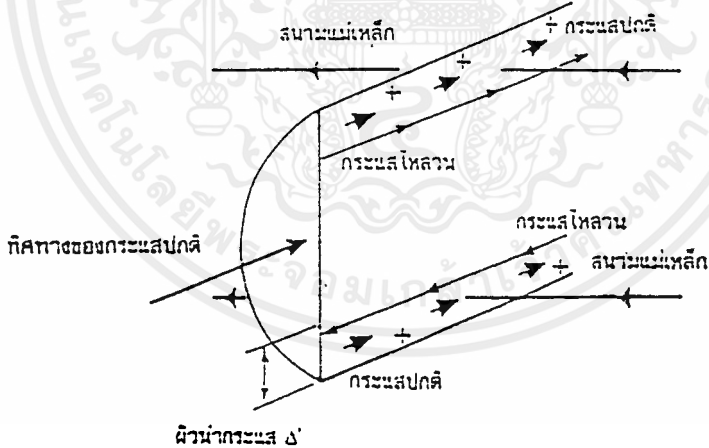
รูปที่ 2.18 การเกิด ฟลักซ์รั่ว ภายในหม้อแปลงสวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.18 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างของฟลักซ์ระหว่างขดลวดทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวด ดังรูปที่ 2.18 (ข) เส้นฟลักซ์ตัดแกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ภายใน และในรูปที่ 2.19 เป็นการแสดงเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆชั้นซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



รูปที่ 2.19 ฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ

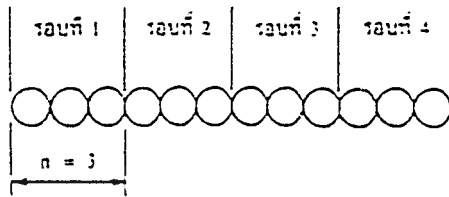


รูปที่ 2.20 ผลของขดลวดทองแดงที่วางในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้น

จากรูปที่ 2.20 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว  $B_r$  จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่า มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้น สูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับเส้นฟลักซ์รั่ววางตัวขนานไปกับชั้นของขดลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ทำให้เกิดกระแสไหลวน

**การพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน**

เป็นเทคนิคในการลดความต้านทานของลวดทองแดงโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน แล้วพันให้ครบตามจำนวนรอบ ดังรูปที่ 2.21

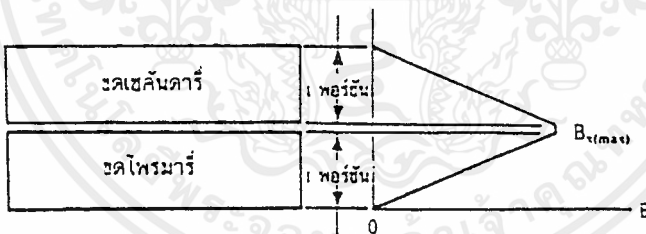


รูปที่ 2.21 การพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน

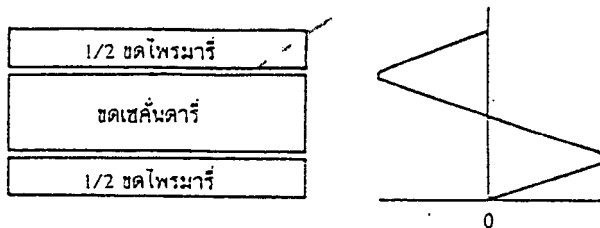
การใช้ลวดทองแดงขนานกันนั้นทำให้ค่าความต้านทานกระแสสลับและเส้นผ่านศูนย์กลางกลางของขดลวดลดลง  $n^{-1/3}$  แต่ความสูงเพิ่มขึ้นประมาณ  $n^{-1/3}$  เมื่อ  $n$  คือจำนวนเส้นลวดทองแดงที่ขนานกัน โดยทั่วไปการขนานเส้นลวดทองแดง 2 เส้นจะลดความต้านทานได้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงขดลวดเพิ่มประมาณ 25 เปอร์เซ็นต์

**เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ิ่ง**

การกำหนดชั้นที่ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่น้อยที่สุดไปหามากที่สุดเรียกว่า หนึ่งพอร์ชั้นและจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นเรียกว่าเลเยอร์ (layer)

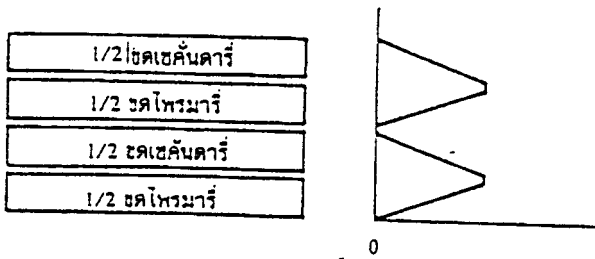


รูปที่ 2.22 การกำหนดจำนวนชั้นในพอร์ชั้น

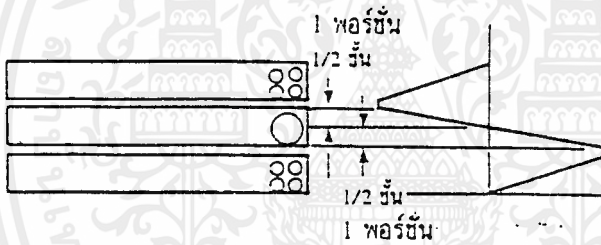


รูปที่ 2.23 การลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นขดลวดในหนึ่งพอร์ชั้นลงโดยพันครึ่งขดลวดโพรมาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 การลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นใน  
ขดลวดในหนึ่งพอร์ชันลง โดยพันครึ่งขดลวดโพรมารีและเซกันคาร์



รูปที่ 2.25 ลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น

#### การจัดขดลวดแบบธรรมดา ( Simple Winding )

การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมาคือ การพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่  
ต้องการทับซ้อนกันไปที่ละชุดไปเรื่อยๆ ดังรูปที่ 2.22

#### การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน ( Split Winding )

การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน คือ การพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ  
โดยแบ่งขดลวดออกเป็น 2 ส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นกลางเป็นลักษณะการแบ่งในรูปที่  
2.24 และ 2.25 เป็นการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วในแต่ละพอร์ชันลงได้  
หลักการสำคัญของการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือจำนวนรอบที่ต้องการแบ่งพันต้องเป็นคู่  
และจำนวนทั้งหมดก่อนแบ่งพันต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย เพื่อความสมมาตรหลังการพัน

#### การจัดขดลวดแบบแทรกกลาง ( Sandwiched Winding )

เป็นการพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยการพันแทรกเข้าไประหว่างกลางขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดแค่เพียงชั้นเดียวก็อาจเกิดพอร์ชั้นได้ถึงสองพอร์ชั้น ดังรูปที่ 2.25

## 2.5 วงจรควบคุมสำหรับการสวิตชิง

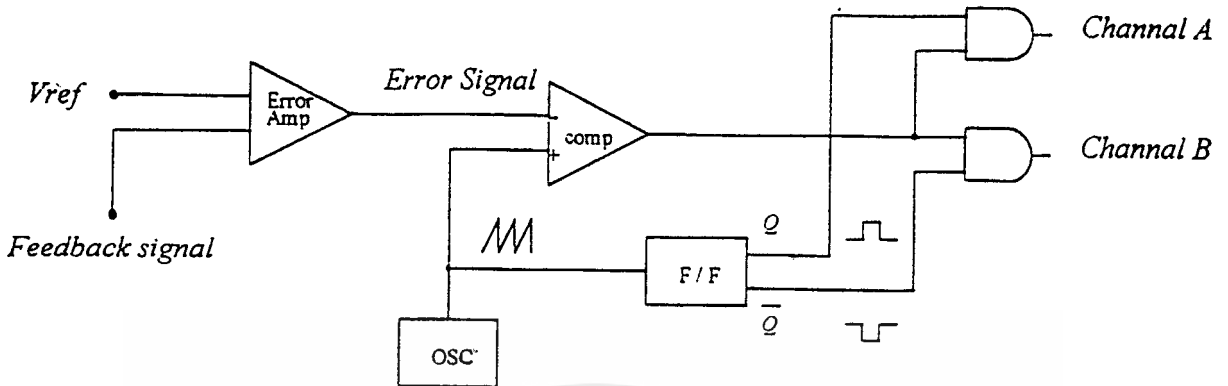
เพื่อเป็นการคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตโดยที่การควบคุมโดยทั่วไปมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชัน ( Pulse Width Modulation ) หรือ PWM เป็นหลักโดยหลักการของ PWM สามารถทำได้สองลักษณะคือ โหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส

### วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วิดมอดูเลชัน

วงจรควบคุมการทำงานแบบ PWM นี้เป็นหัวใจของวงจรทั้งหมดเพราะวงจร PWM นี้จะทำหน้าที่ในการส่งพัลส์ไปกระตุ้นให้อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตชิงทำการนำกระแส หรือหยุดนำกระแสสัญญาณพัลส์รูปสแควร์เวฟโดยทำการปรับความกว้างของพัลส์ เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มากหรือน้อยตามไปด้วยโดยมีความถี่คงที่และมีเสถียรภาพสูงในการควบคุมและรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต ส่วนมากเทคนิค PWM นิยมออกแบบเป็นวงจรรวม ( Integrated Circuit ) โดยเป็นการรวมวงจรต่างๆที่สำคัญที่ใช้ในการควบคุมได้แก่ เออร์เรอร์แอมพลิไฟเออร์ ( Error Amplifier ), ฟลิปฟลอป ( Flip-Flop ), คอมพาราเตอร์ ( Comparator ), ออสซิลเลเตอร์ ( Oscillator ), เคอร์เรนท์ลิมิตติง ( Current Limiting ) เป็นต้น

### การทำงานพื้นฐานของ PWM

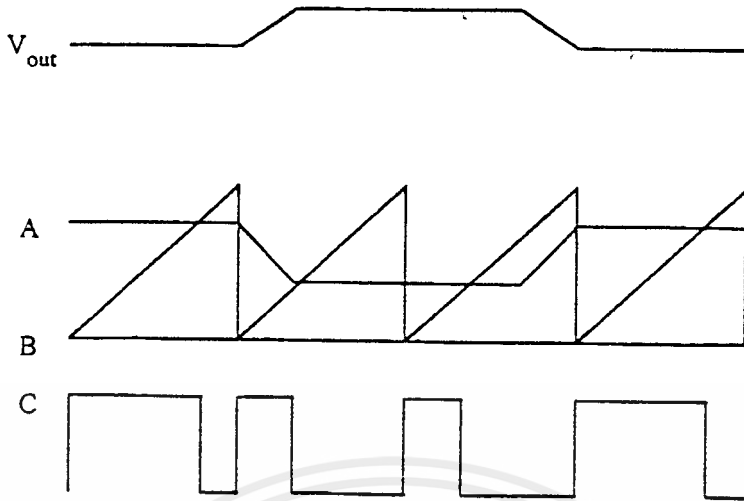
พื้นฐานการทำงานของ PWM จากรูปที่ 2.26 วงจรเออร์เรอร์แอมพลิฟายเออร์ มีหน้าที่รับสัญญาณจากระดับแรงดันจากเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟ นำมาเปรียบเทียบกับ  $V_{ref}$  ที่กำหนดไว้แล้วทำการขยายสัญญาณเออร์เรอร์ ( Error Signal ) จากเออร์เรอร์แอมพลิฟายเออร์กับสัญญาณฟันเลื่อย ( Saw Tooth ) จากออสซิลเลเตอร์เอาต์พุตจากสัญญาณสแควร์เวฟที่มีความกว้างของพัลส์ขึ้นอยู่กับสัญญาณเออร์เรอร์



รูปที่ 2.26 วงจรรวมของการควบคุมแบบ PWM

จากรูปที่ 2.26 วงจรฟลิปฟล็อปมีหน้าที่รับสัญญาณ (Saw Tooth) จากออสซิลเลเตอร์ไปทำการหารสองแล้วเปลี่ยนเป็นสแควร์เวฟส่งต่อไปให้แอนเกต (And Gate) ไปทำการจับมอสเฟตในแต่ละตัว ซึ่งจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา และสามารถแปลงความกว้างของพัลส์ดิวตีไซเคิล (Duty Cycle) ได้โดยอัตโนมัติตามแต่ละระดับแรงดันเอาต์พุต ถ้าแรงดันเอาต์พุตต่ำกว่า  $V_{ref}$  ค่าดิวตีไซเคิลจะเพิ่มขึ้น แต่เมื่อถ้าแรงดันเอาต์พุตสูงกว่า  $V_{ref}$  วงจร PWM จะปรับค่าดิวตีไซเคิลให้ลดลง ฉะนั้นจึงสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้

จากรูปที่ 2.26 เอาต์พุตจากเออร์เรอร์แอมพลิฟายเป็นการขยายความแตกต่างของสัญญาณป้อนกลับ (Feedback Signal) กับ  $V_{ref}$  โดยมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กับสัญญาณป้อนกลับ เมื่อเปรียบเทียบจะทำให้ความกว้างของเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้น ในกรณีค่าสัญญาณป้อนกลับมีค่าต่ำกว่า  $V_{ref}$  ในทางกลับกันถ้าสัญญาณป้อนกลับมีค่าสูงกว่า  $V_{ref}$  จะทำให้เอาต์พุตความกว้างคอมพาราเตอร์แอมพลิฟายเออร์มีความกว้างแคบลงเป็นการลดคาบการนำกระแส สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.27 แสดงความกว้างของเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์แอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 2.27 คาบสัญญาณเอ๊าท์พุท ซึ่งเป็นผลจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับ

### ไอซี SG3524

เป็นวงจรรวมที่สามารถผลิตความถี่คงที่ ซึ่งจะสามารถโปรเกรมความถี่ได้โดยต่อตัวต้านทาน  $R_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  เข้าที่ขา 6 และ 7 ของไอซีตามลำดับ สามารถหาค่าความถี่ของการออสซิลเลตได้จากสมการดังนี้ ซึ่งมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่สวิตซ์

$$f = \frac{1.15}{R_1 C_1} \quad (2.15)$$

เมื่อ  $R_1$  มีค่าเฉลี่ยใช้งานอยู่ระหว่าง 1.8 ถึง 100 กิโลโอห์ม

$C_1$  มีค่าเฉลี่ยใช้งานอยู่ระหว่าง 0.001 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด

จากรูปที่ 2.28 วงจรเออเรอร์แอมพลิฟายเออร์ จะอยู่ที่ขา 1 และ 2 ในการใช้งานขา 1 เป็นขาอินเวอร์ตติ้ง (Inverting)

วงจรจำกัดกระแสอยู่ที่ ขา 4 และ 5 และมีลักษณะการทำงานคล้ายกับเออเรอร์แอมพลิฟายเออร์ ในการต่อใช้งานจะแสดงในส่วนของการออกแบบ โดยมีขา 4 และ 5 เป็นขาอินเวอร์ตติ้ง และนอนอินเวอร์ตติ้ง (Non-Inverting) ตามลำดับ

ขาที่ 10 เป็นวงจรชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งมีไว้เพื่อให้วงจร PWM หยุดทำงานทันที ซึ่งสามารถทำได้โดยการป้อนไฟบวกเข้าไปที่ขา 10

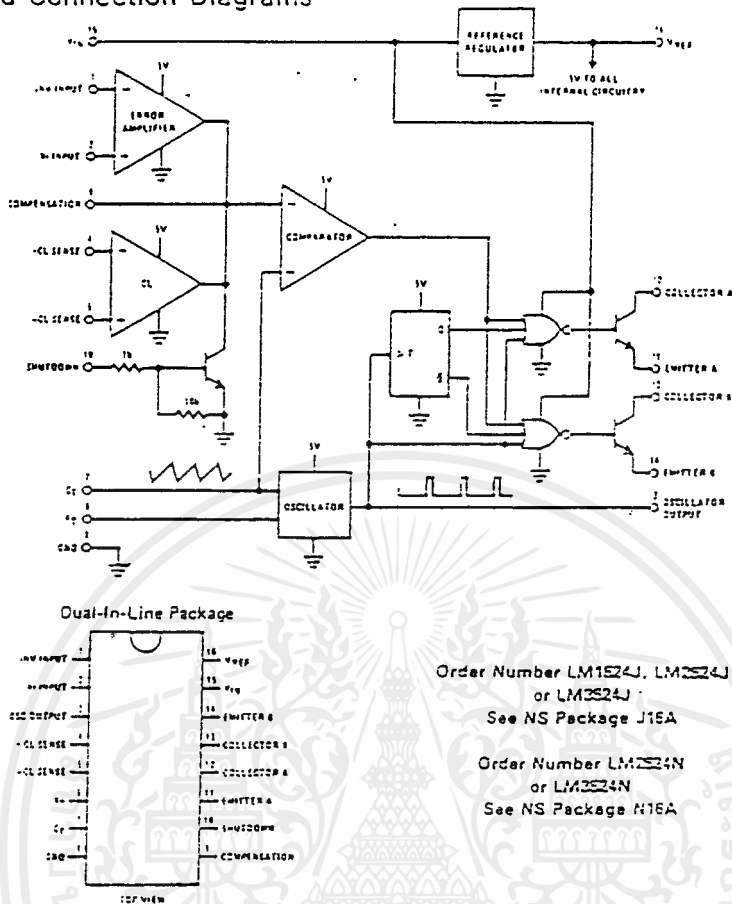
ขาที่ 16 เป็นขาแรงดันคงที่ เพื่อนำไปเป็น  $V_{ref}$

ขาที่ 11, 12, 13 และ 14 เป็นขาที่ใช้ในการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องการนำไปใช้ใน

วงจรสวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block and Connection Diagrams



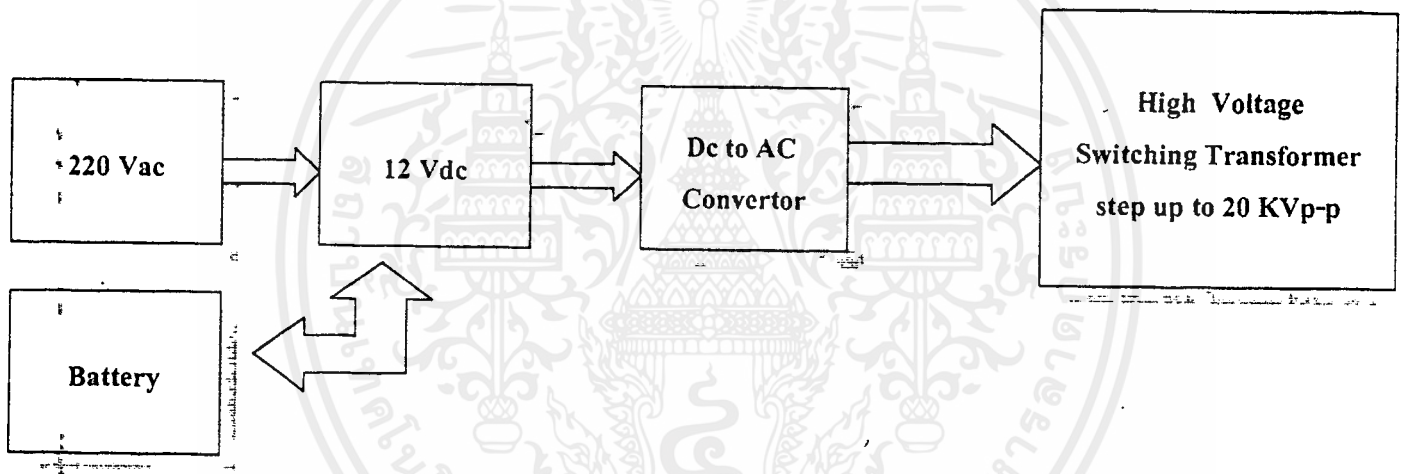
รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของไอซี SG3524

## บทที่ 3

## การศึกษาและการออกแบบ

## 3.1 การทำงานของวงจร

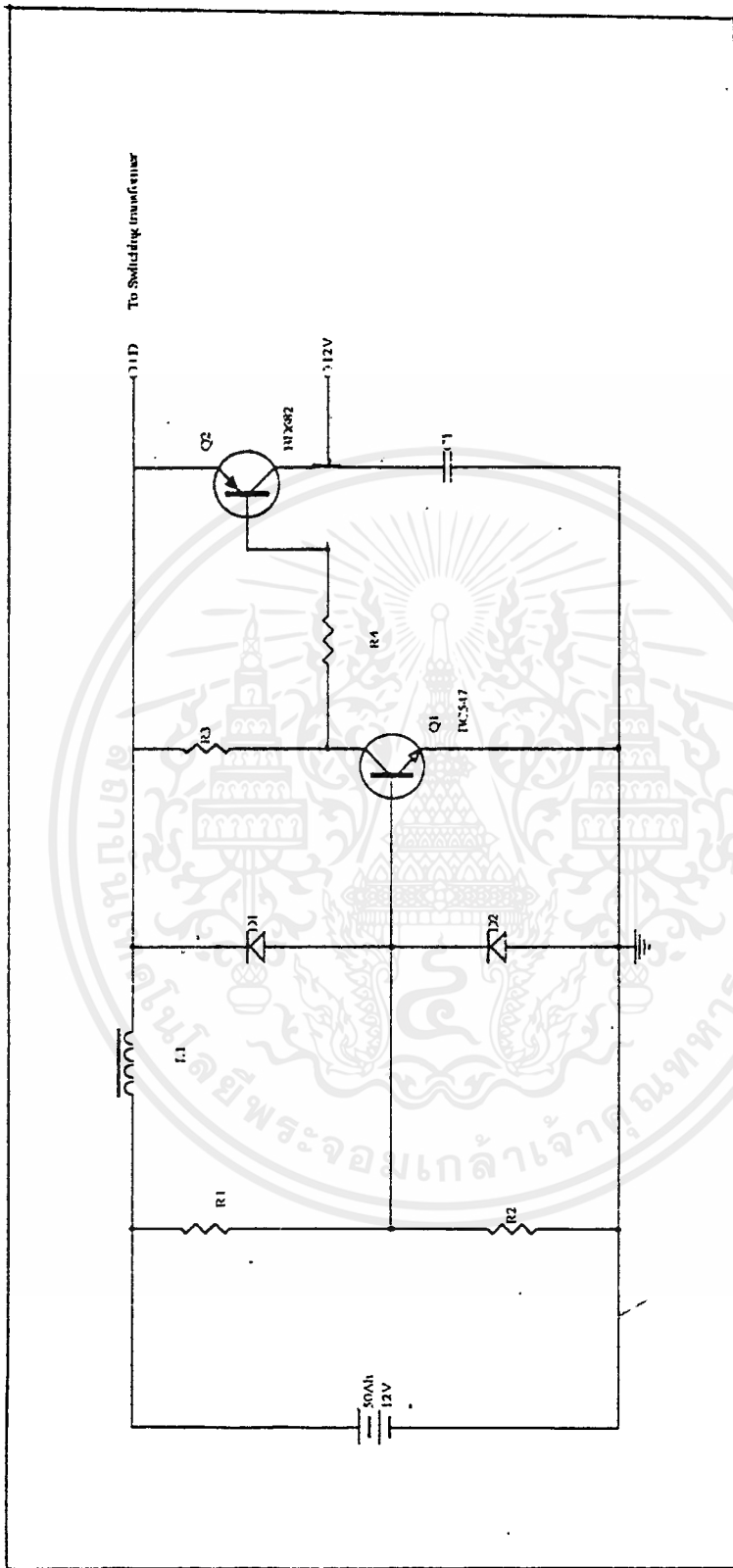
การทำงานของวงจร คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะทำงานที่ความถี่ต่ำซึ่งจะทำให้มีขนาดของวงจรที่ใหญ่เนื่องจากหม้อแปลงที่จะใช้ จึงมีการพัฒนามาใช้ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งสามารถลดขนาดของหม้อแปลงลงได้มากและสะดวกต่อการกรองสัญญาณให้เรียบได้ง่ายเนื่องจากความถี่ที่สูง โดยแสดงแผนผังการทำงาน ที่ใช้ทำโครงการนี้ได้ดังรูปด้านล่างดังนี้



รูปที่ 3.1 แผนผังแสดงการทำโครงการทั้งหมด

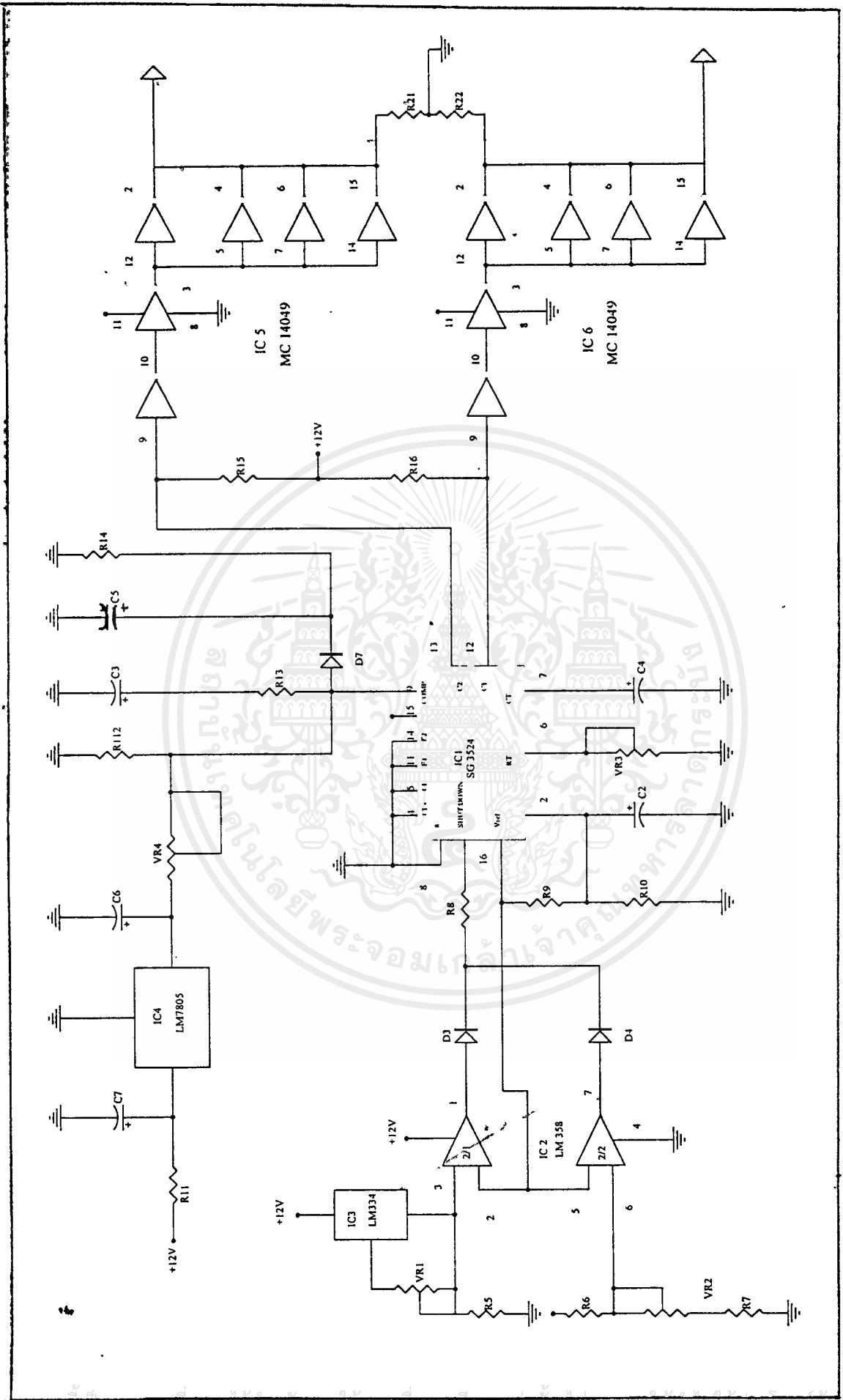
จากรูปที่ 3.1 จะแสดงการทำงานของโครงการ ทั้งหมด โดยจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ

- 1.) ส่วน สวิตชิงแล้วสร้างแรงดัน ที่ 100 V ความถี่ 15 - 30 kHz โดยรับไฟจาก แบตเตอรี่ 12 V หรือไฟกระแสสลับ 220 V 50 Hz ถ้ารับไฟ AC 220 V 50 Hz จะต้องมีการแปลง แรงดันให้ลดลงมาถึง 12 V ก่อนแล้วจึงนำมาสวิตชิง
- 2.) ส่วน ขักระดัดแรงดัน( Step Up)จากไฟ AC 0 - 100 V ความถี่ 15 - 30 kHz โดย หม้อแปลง ความถี่สูงเป็น 0-20kVp-p ความถี่ 15-30 kHz



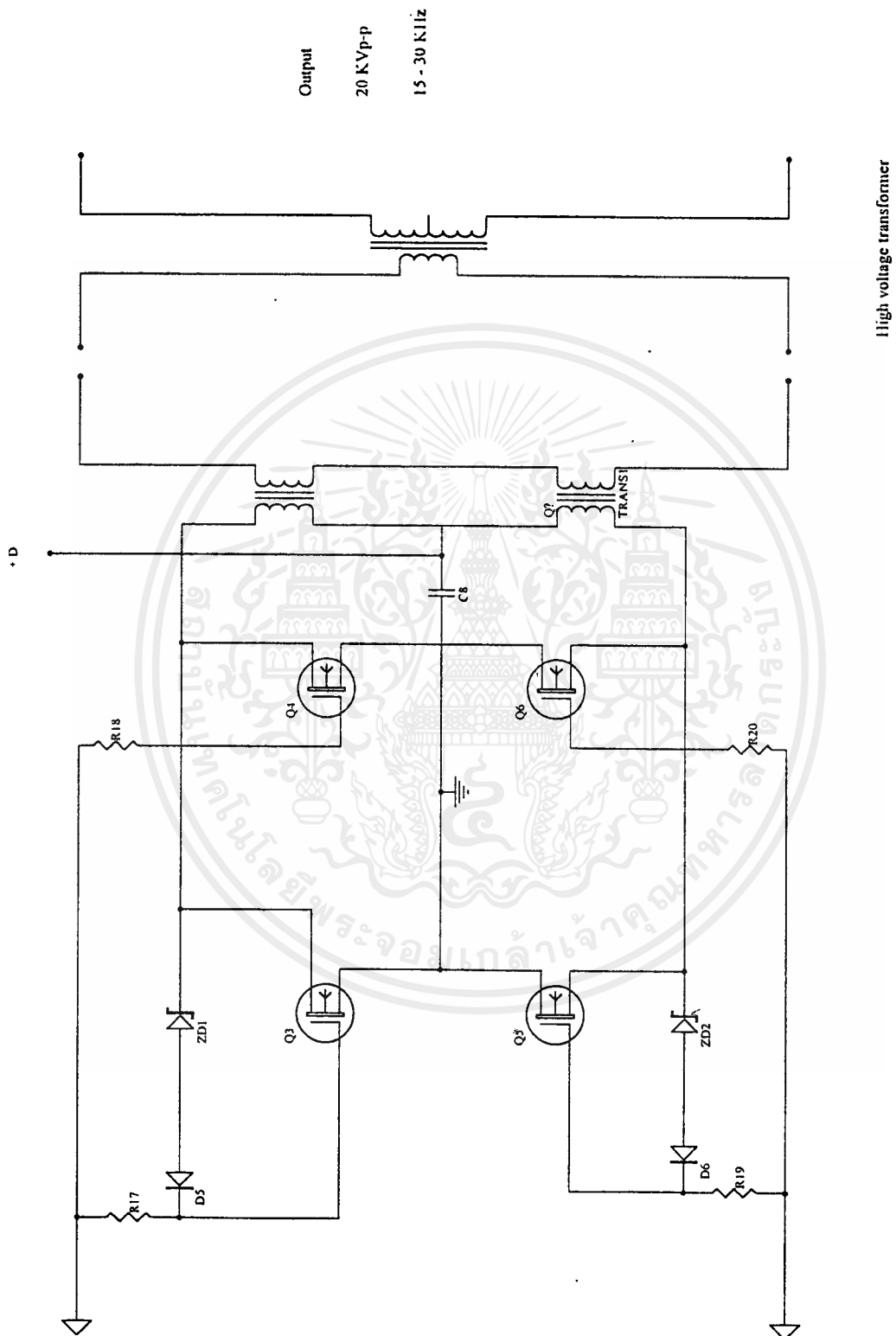
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายกำลังแก่ พุช-พุดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 รูปวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพหุ-พุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย



รูปที่ 3.4 วงจรต่อจาก รูปที่ 3.3

## วัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้

$R_1 R_3 R_4 R_6 R_9 R_{10} R_{15} R_{16} R_{21} R_{22}$	=	$10\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	10 ตัว
$R_2 R_{14}$	=	$100\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	2 ตัว
$R_5$	=	$12\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	1 ตัว
$R_7$	=	$6.8\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	1 ตัว
$R_8$	=	$1\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	1 ตัว
$R_{11} R_{12}$	=	$500\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	2 ตัว
$R_{13}$	=	$1.5\text{ K}\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	1 ตัว
$R_{17} R_{18} R_{19} R_{20}$	=	$100\Omega \frac{1}{4}\text{w } 5\%$	4 ตัว
$D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 D_6$	=	1N4148	7 ตัว
$C_1$	=	$100\mu\text{F } 25\text{V}$	อิเล็กโตรไลต์ 1 ตัว
$C_2 C_3 C_6 C_7$	=	$0.1\mu\text{F } 50\text{V}$	เซรามิก 4 ตัว
$C_4$	=	$0.001\mu\text{F } 100\text{V}$	โพลีเอสเตอร์ 1 ตัว
$C_5$	=	$2.2\mu\text{F } 10\text{V}$	อิเล็กโตรไลต์ 1 ตัว
$C_8$	=	$2200\mu\text{F } 25\text{V}$	อิเล็กโตรไลต์ 1 ตัว
$IC_1$	=	SG3524	1 ตัว
$IC_1$	=	LM358	1 ตัว
$IC_1$	=	LM334	1 ตัว
$IC_1$	=	LM7805	1 ตัว
$Q_1$	=	BC547	1 ตัว
$Q_2$	=	BD682	1 ตัว
$Q_3 Q_4 Q_5 Q_6$	=	IRFZ40	4 ตัว
$VR_1$	=	ความต้านทานปรับค่าได้	trimpod 470 $\Omega$
$VR_2$	=	ความต้านทานปรับค่าได้	trimpod 4.7k $\Omega$
$VR_3$	=	ความต้านทานปรับค่าได้	50k $\Omega$
$VR_4$	=	ความต้านทานปรับค่าได้	500k $\Omega$
$L_1$	=	ขดลวดใช้แกนทอรรอยด์รุ่น	TRB 24x14x8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ZD <sub>1</sub> ZD <sub>2</sub>	= ซีเนอร์โคโฮด 30 V	2 ตัว
แกนเฟอร์ไรต์ EE 55	=	1 แกน
แกนเฟอร์ไรต์ EE 80/44	=	1 แกน
ลวดขานน้ำยาเบอร์ SWG #15 , #22 และ #44		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2อธิบายการทำงานของวงจร

จากหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลที่ได้อธิบายไปแล้วในส่วนทฤษฎี จากวงจรที่ใช้ทำโครงการนี้เป็นการนำเอาท์พุกจาก ไอซีพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ ( Pulse - Width Modulate ) เบอร์ SG 3524 มาทำหน้าที่ผลิตความถี่สวิตชิงเพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต ( $Q_3 - Q_6$ ) โดยมี IC ( MC 14049 ) ซึ่งมี อาร์ - พูลอัพ ( R - pull up ) มาจับคู่คอมพลิเมนต์ทาร์อิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ ให้สามารถสวิตซ์ได้มีไรท์ไทม์ ( Rise time ) น้อย ทำหน้าที่เป็นตัวขับและเป็นบัฟเฟอร์ ( Buffer ) ความถี่ออสซิลเลต สามารถกำหนดได้โดย  $VR_3$  และ  $C_4$  ซึ่งสูงเป็นสองเท่าของความถี่สวิตชิง เอาท์พุกจาก IC , มีสองเฟสตรงข้ามกันเพื่อให้เอาท์พุกทำงานแบบพุก-พุลที่วงจรบัฟเฟอร์ MC 14049 ทั้ง 2 ตัว ได้ขนานเกท 4 ตัว เข้าด้วยกัน เพื่อให้เพียงพอกับการขับมอสเฟตที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_3$  ,  $Q_4$  ,  $Q_5$  และ  $Q_6$  จัดให้มีการขนานกันด้านละ 2 ตัว เพื่อให้ทนกระแสได้สูงขึ้นและมีตัวต้านทาน  $100 \Omega$  แยกเกทจากกันเพื่อให้สวิตซ์ได้พร้อมกัน สำหรับไดโอดและซีเนอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างขาเกตและขาเดรนมีไว้เพื่อ  $Q_3$  และ  $Q_6$  จะสลับการทำงาน เพื่อจ่ายกระแสให้แก่ขดลวดไพรมารีของหม้อแปลง โดยจะส่งผ่านพลังงานไปยังด้านเซคันดารีซึ่งมีจำนวนรอบสูงกว่าจะทำการสเทปอัพแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อที่จะนำแรงดันที่ได้ไปใช้ต่อไป ซึ่งเมื่อผ่านหม้อแปลงตัวแรกมาแล้วจะมีแรงดันประมาณ  $100 \text{ V}$  ความถี่  $15 - 30 \text{ Hz}$

สำหรับ IC เบอร์ LM 324 ทำหน้าที่ตรวจอุณหภูมิทำงานร่วมกับ IC 211 ( LM 358 ) เพื่อตัดการทำงานของ IC<sub>3</sub> ( SG 3524 ) เมื่ออุณหภูมิสูงกว่าที่ตั้งไว้ซึ่งมี  $VR_1$  เป็นตัวกำหนด ส่วน IC 212 ทำหน้าที่ตัดการทำงาน เมื่อแรงดันของแบตเตอรี่หรือแรงดันทางด้าน input ต่ำกว่ากำหนดซึ่งกำหนดโดย  $VR_2$  ตัวเก็บประจุ  $C_4$  และไดโอด  $D_5$  ที่ต่ออยู่ที่ขา 9 ของ SG 3524 ทำหน้าที่เป็นวงจรซอฟต์แวร์เพื่อเริ่มต้นการทำงานของวงจรแบบค่อยเป็นค่อยไป ทางด้านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นวงจรควบคุมการทำงานโดยรวมอีกที ทำหน้าที่ปิดเปิดการทำงานของวงจรโแทนการเปิดปิดไฟ  $12 \text{ โวลท์}$  โดยตรงจากแบตเตอรี่ซึ่งต้องผ่านกระแสที่สูงมาก

การปรับตั้งความถี่ของวงจรในโครงการจะกำหนดช่วงการทำงานที่  $15 - 30 \text{ kHz}$  ซึ่งปรับได้ที่  $VR_3$  การทำงานจริงสามารถปรับความถี่ให้สูงกว่า  $30 \text{ kHz}$  ได้เพราะการออกแบบเพื่อไว้ แต่ไม่ควรปรับความถี่ที่ต่ำกว่า  $15 \text{ kHz}$  ในการทำหม้อแปลง โดยที่  $VR_3$  จะติดตั้งอยู่ที่ขา 6 ของ IC SG 3524 ส่วนการปรับตั้ง Voltage - ของวงจรเราสามารถทำได้โดยการควบคุมการทำงานของสัญญาณ Pulse - Width Modulation โดยการสร้างสัญญาณซึ่งมีลักษณะเป็นแรงดันไฟตรงมีค่าอยู่ระหว่าง (  $0 - 5 \text{ V}$  ) ซึ่งสร้างจาก IC LM 7805 และ  $VR_4$  ที่ติดอยู่ที่ขา 9 ของ SG 3524 แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปอนเข้าที่ขา 9 หรือ ขา compensation ของ SG 3524 เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่สร้างจาก CT ที่

ขา 7 ที่ตัวเปรียบเทียบ( Comparator ) ใน IC SG 3524 ซึ่งจะไปควบคุมการนำกระแสของมอเตอร์ต่อไป

### 3.3 การออกแบบวงจรการทำงาน

#### 3.3.1 ออกแบบคาบการทำงาน ความถี่ และแรงดัน

กำหนดความถี่ใช้งานอยู่ในย่านความถี่ 15-30 kHz หรือสูงกว่านั้น

$$\text{จากสมการ} \quad f = \frac{2 \times 1.15}{R_f C_f}$$

ค่า  $C_f$  มีค่าใช้งานอยู่ระหว่าง 0.001  $\mu\text{F}$  ถึง 0.1  $\mu\text{F}$  เลือก 0.01  $\mu\text{F}$  คิดความถี่สวิดซึ่งเท่ากับ 15 kHz

$$R_f = \frac{2 \times 1.15}{15 \times 10^{-3} \times 0.01 \times 10^{-6}}$$

$$= 15 \text{ k}\Omega$$

คิดที่ความถี่สวิดซึ่ง = 30 kHz

$$R_f = \frac{2 \times 1.15}{30 \times 10^{-3} \times 0.01 \times 10^{-6}}$$

$$= 7.6 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้น ค่าความต้านทานที่ใช้เป็นตัวปรับความถี่( $R_f$ )จะเลือกใช้ค่าอยู่ในช่วง( 7-15  $\text{k}\Omega$  ) โดยเลือกใช้ค่าตัวต้านทานปรับค่าได้ ( 0-30  $\text{k}\Omega$  ) แต่เมื่อใช้งานจริงไม่ควรปรับให้ค่าความต้านทานสูงกว่า 15  $\text{k}\Omega$  เพราะจะทำให้ความถี่ในการสวิดซึ่งต่ำ ซึ่งจะเป็นอันตราย กับหม้อแปลงได้

กำหนดช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของมอเตอร์  $t_{on(max)}$  จาก

$$t_{on(max)} = 0.4T$$

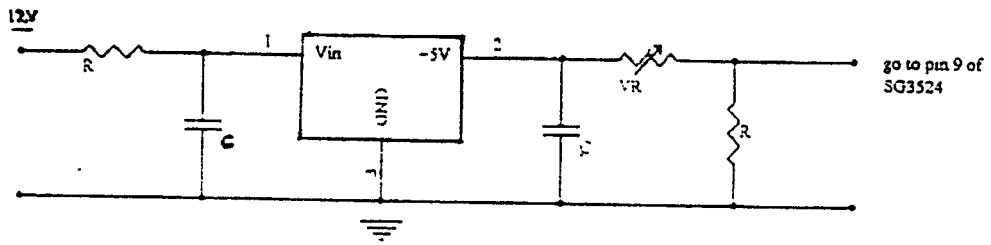
$$\text{ค่าเวลาการทำงาน} \quad T = \frac{1}{15 \times 10^3}$$

$$= 66 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$t_{on(max)} = 0.4 \times 66 \times 10^{-6}$$

$$= 26.4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

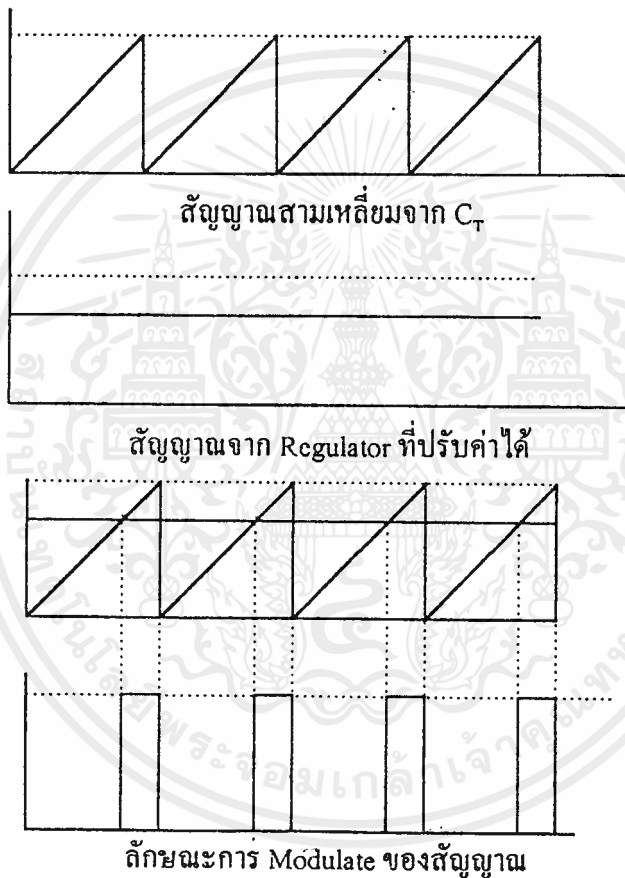
การปรับโวลเตจจะปรับได้โดยใช้วงจรเรกกูเลเตอร์ดังรูปที่ 3.5 แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจาก  $C_f$  เพื่อควบคุมการนำกระแสของมอเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจร โวลเตจเรกกูเลเตอร์เพื่อใช้ควบคุมการนำกระแสของมอสเฟต

ลักษณะของการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันจากเรกกูเลเตอร์และสัญญาณสามเหลี่ยมจะมีลักษณะ

ดัง รูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดันจากเรกกูเรเตอร์และสัญญาณสามเหลี่ยม

### 3.3.2 ส่วนของหม้อแปลงสวิตชิง

จากข้อกำหนดให้สามารถทำงานที่ 500 วัตต์ และความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 15-30 kHz นำค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทและความถี่ที่ใช้งาน ไปพิจารณาเลือกแกนเฟอร์ไรต์จากตารางที่ 2.2 ซึ่งสามารถเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 55/55A โดยใช้สาร Ferromagnetic ชนิด H45

จากข้อกำหนดให้สามารถทำงานที่ 500 วัตต์ และความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 15-30 kHz นำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและความถี่ที่ใช้งาน ไปพิจารณาเลือกแกนเฟอร์ไรต์จากรายที่ 2.2 ซึ่งสามารถเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 55/55A โดยใช้สาร Ferromagnetic ชนิด H45

กำหนดจำนวนรอบค้ำปฐมภูมิ  $N_p$

$$\text{จากสมการ (2.4)} \quad N_p = \frac{(V_{in(\min)} - V_{DS}) \times t_{on} \times 10^4}{B_{\max} A_c}$$

$$\text{ค่า } \Delta B_{\max} = 0.2 \text{ เทสลา}$$

$$V_{in(\min)} = 12 \text{ โวลต์}$$

$$V_{ds} = 1 \text{ โวลต์}$$

$$t_{on(\max)} = 26.4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$A_c = 353 \text{ mm}^2$$

$$\text{แทนค่าจะได้} \quad N_p = \frac{12 \times 26.4 \times 2 \times 10^{-6} \times 10^4}{0.2 \times 353}$$

$$= 9 \text{ รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบค้ำปฐมภูมิ เท่ากับ 9 รอบ

จำนวนรอบค้ำทุติยภูมิ

$$\text{จากสมการ (2.3)} \quad \frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(\min)} - V_{DS(sat)}) \times t_{on(\max)}}{(V_{out} + V_D) \left(\frac{T}{2}\right)}$$

$$V_{in} = 12 \text{ โวลต์}$$

$$V_{ds} = 1 \text{ โวลต์}$$

$$t_{on(\max)} = 26.4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$V_{out} = 100 \text{ โวลต์}$$

$$T = 33 \times 10^{-6}$$

$$N_s = \frac{100 \times 7 \times 33 \times 10^{-6}}{12 \times 26.4 \times 10^{-6}}$$

$$= 72.9 = 73 \text{ รอบ}$$

ดังนั้น เลือกจำนวนลวดค้ำทุติยภูมิ เท่ากับ 73 รอบ

ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางค้ำปฐมภูมิ  $I_{p(\text{peak})}$

จากสมการ (2.9)

$$I_{p(\text{peak})} = \left[ \frac{P_o \times T}{2\eta V_{\min} \times t_{on(\max)}} \right] + \left[ \frac{(V_{\min} - V_{ds}) \times t_{on}}{L_p} \right]$$

ค่าเหนี่ยวนำทางค่านปฐมภูมิ  $L_p$  เมื่อ  $I_g$  เป็นมิลลิเมตร

$$L_p = \frac{4\pi A_c N_p^2 \times 10^{-8}}{I_g}$$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่า} &= 4\pi \times 3.5 \times 7^2 \times 10^{-8} / 0.1 \\ &= 0.22 \times 10^{-3} \text{ Henry} \end{aligned}$$

$$P_o = 500 \text{ วัตต์}$$

$$T = 66 \text{ นาโนวินาที}$$

$$\eta = 0.8$$

$$t_{on(max)} = 26.4 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad I_{p(peak)} &= \left[ \frac{500 \times 66 \times 10^{-6}}{2 \times 0.8 \times 12 \times 26.4 \times 10^{-6}} \right] + \left[ \frac{12 \times 26.4 \times 10^{-6}}{0.22 \times 10^{-3}} \right] \\ &= 66.44 \text{ A.} \end{aligned}$$

นำค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดค่านปฐมภูมิ ไปเปรียบเทียบกับขนาดของเพาเวอร์มอสเฟตซึ่งจะใช้ เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFZ40 จำนวน 4 ตัว โดยแยกเป็น 2 ชุด ต่อขนานกันชุดละ 2 ตัว เพื่อให้สามารถทนกระแสสูงสุดได้

### 3.2.3 การกำหนดขนาดของขดลวดที่ใช้พันหม้อแปลง

เลือกขนาดของขดลวดปฐมภูมิ

$$I_{p(rms)} = I_{p(peak)} \times \sqrt{D}$$

เมื่อ D คือ ค่า duty cycle

$$\text{จาก } I_p = 66.44 \text{ A.}$$

$$D = 0.4$$

$$I_{p(rms)} = 66.44 \times \sqrt{0.4}$$

$$= 42 \text{ A.}$$

กำหนดความหนาแน่นของกระแส เท่ากับ 4 A. ต่อตารางมิลลิเมตร

พื้นที่ที่ต้องการทางปฐมภูมิเท่ากับ  $42/4 = 10.5$  ตารางมิลลิเมตร

ดังนั้น เลือกใช้ขดลวด เบอร์ SWG15

เลือกขนาดขดลวดค่านทุติยภูมิ

$$I_{s(rms)} = 5 \times \sqrt{0.4} = 3.2 \text{ A}$$

ดังนั้น เลือกใช้ขดลวดเบอร์ SWG22 แล้วพันตามวิธีการพันตามที่ได้กล่าวมาแล้วในส่วนทฤษฎี

### 3.4 ส่วนของหม้อแปลงกำลัง

หม้อแปลงกำลังจะทำการแปลงแรงดันประมาณ 200V<sub>p-p</sub> ไปเป็นแรงดันขนาด 20kV<sub>p-p</sub> ที่ความถี่ระหว่าง 15-30kHz การคำนวณการออกแบบจะทำลักษณะเดียวกับหม้อแปลงสวิตซิ่ง เพราะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการออกแบบที่ความถี่สูงเช่นเดียวกัน แต่จะมีขนาดใหญ่กว่า เพราะอัตราส่วนของจำนวนรอบของเส้นลวดจะมีขนาดสูงมาก ประมาณ 1:100 เท่า ทำให้ต้องเลือกแกนเหล็กขนาด EE 80/44k โดยใช้สาร Ferromagnetic ชนิด H45

การกำหนดจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ  $N_p$

จากสมการ (2.4)

ค่า  $\Delta B_{\max} = 0.2$  เทสลา

$A_c = 7.05$  ตารางเซนติเมตร

$V_{\min} = 100$  โวลต์

$V_{ds} = 1$  โวลต์

$t_{on(\max)} = 26.4 \times 10^{-6}$  วินาที

$$\text{แทนค่า } N_p = \frac{(V_{in(\min)} - V_{ds}) \times t_{on(\max)} \times 10^8}{B_{\max} A_c}$$

$$= 93.6 \text{ รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ 100 รอบ

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิ

จากสมการ(2.3) 
$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(\min)} - V_{ds(\text{sat})}) \times t_{on(\max)}}{(V_{out} + V_d) \times \left(\frac{T}{2}\right)}$$

$V_{\min} = 100$  โวลต์

$V_{ds} = 1$  โวลต์

$V_{out} = 20000$  โวลต์

$T = 66$  นาโนวินาที

$$N_s = \frac{20000 \times 94 \times 33 \times 10^{-6}}{100 \times 26.4 \times 2 \times 10^{-6}}$$

$= 11750$

ดังนั้นเลือกจำนวนลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 11750 รอบ

ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ ( $I_p$  peak)

จากสมการ (2.9) 
$$I_{p(\text{peak})} = \left[ \frac{P_o \times T}{2\eta V_{\min} \times t_{on(\max)}} \right] + \left[ \frac{(V_{\min} - V_{ds}) \times t_{on}}{L_p} \right]$$

ค่าความเหนี่ยวนำ ทางด้านปฐมภูมิ  $L_p$  เมื่อ  $l_g$  เป็นมิลลิเมตร

$$L_p = \frac{4\pi A_c N_p^2 \times 10^{-8}}{l_g}$$

แทนค่า  $= 4\pi \times 7.05 \times 94^2 \times 10^{-8} / 0.1$

$$= 0.0782 \text{ Henry}$$

$$P_{out} = 500 \text{ วัตต์}$$

$$\eta = 0.8$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } I_p &= [(500 \times 66 \times 10^{-6}) / (2 \times 0.8 \times 100 \times 26.4 \times 10^{-6})] + [(100 \times 26.4 \times 10^{-6}) / 0.0782] \\ &= 7.8125 + 0.0337 \\ &= 7.8462 \text{ A} \end{aligned}$$

### การกำหนดขนาดของลวดที่ใช้พันหม้อแปลง

เลือกขนาดของขดลวดปฐมภูมิ

$$I_{p(rms)} = I_{p(peak)} \times \sqrt{D}$$

เมื่อ D คือค่า duty cycle

$$\text{จาก } I_p = 7.8462$$

$$D = 0.4$$

$$\begin{aligned} I_{p(rms)} &= 7.8462 \times \sqrt{0.4} \\ &= 4.9624 \text{ A} \end{aligned}$$

กำหนดความหนาแน่นของกระแสเท่ากับ 4A ต่อตารางมิลลิเมตร

พื้นที่ที่ต้องการทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ  $4.9624/4 = 1.2406$  ตารางมิลลิเมตร

ดังนั้นเลือกใช้ลวดเบอร์ SWG22

เลือกขนาดของขดลวดค้ำทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} I_{s(rms)} &= 0.025 \times \sqrt{0.4} \\ &= 0.0158 \end{aligned}$$

เลือกใช้ลวดเบอร์ SWG 44

แล้วพันตามวิธีการพันตามที่ได้กล่าวมาแล้วในส่วนทฤษฎี

## บทที่ 4

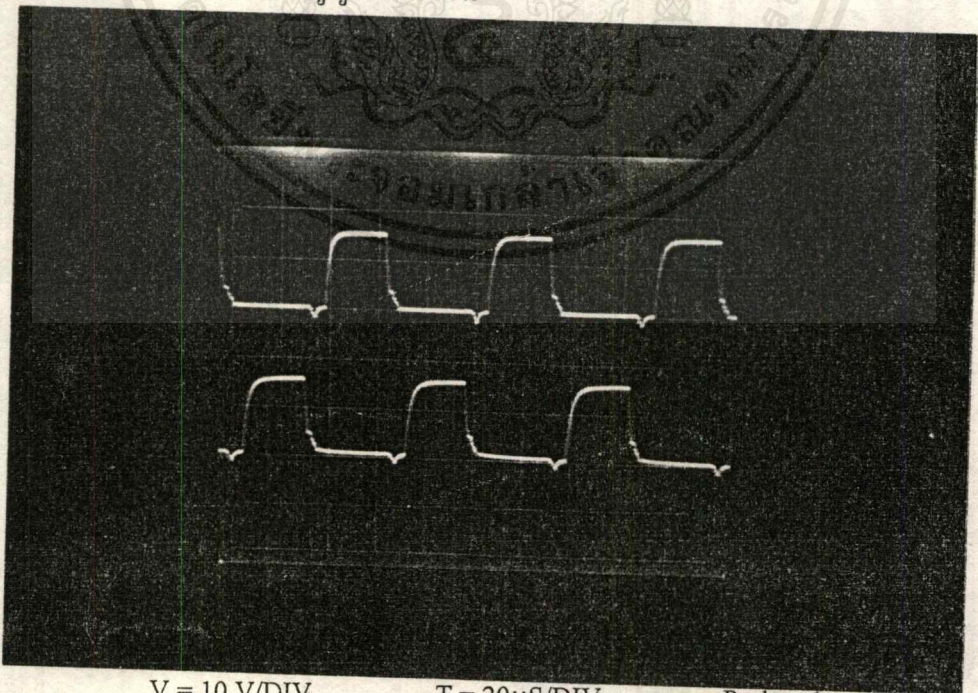
## การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองเพื่อหาโวลต์เดจเอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง จะแบ่งวิธีการวัดออกเป็น 2 ช่วงโดยในช่วงแรกจะเป็นการวัดสัญญาณ และแรงดันที่วงจรควบคุมโดยมีลักษณะเป็นวงจรมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) และในส่วนที่ 2 เป็นการวัดแรงดัน กระแส และ กำลังของวงจรกำลังในวงจรภาคผลิตไฟฟ้าแรงสูง เพื่อที่จะหาค่ากำลังของแหล่งจ่ายไฟและประสิทธิภาพ

### ส่วนที่ 1 การวัดสัญญาณต่างๆ จากวงจรควบคุม

ผลการทดลองที่ได้จากส่วนที่ 1. นี้จะเป็นผลการทดลองเพื่อหาขนาดของแรงดัน และ ศึกษาถึงผลของสัญญาณที่จะได้ เมื่อสัญญาณผ่านวงจรสวิตซิ่ง โดยจะวัดสัญญาณต่างๆดังนี้

1. วัดสัญญาณที่ควบคุมมอสเฟตที่ส่งมาจาก IC SG3524 โดยส่งมาเป็นแรงดันเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ )
  2. วัดผลของการทำงานของมอสเฟตในสภาวะนำกระแสเมื่อมีสัญญาณเกต-ซอร์ส เข้ามาโดยวัดในรูปของสัญญาณแรงดันที่ขาเดรนและขาซอร์ส ( $V_{DS}$ )
- วัดแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ต่างๆโดยใช้โพลคความต้านทาน  $1.2 \text{ k}\Omega$  ต่อเข้าไปแล้ววัดแรงดันคร่อมโพลคเพื่อศึกษาถึงลักษณะของสัญญาณที่เกิดขึ้น



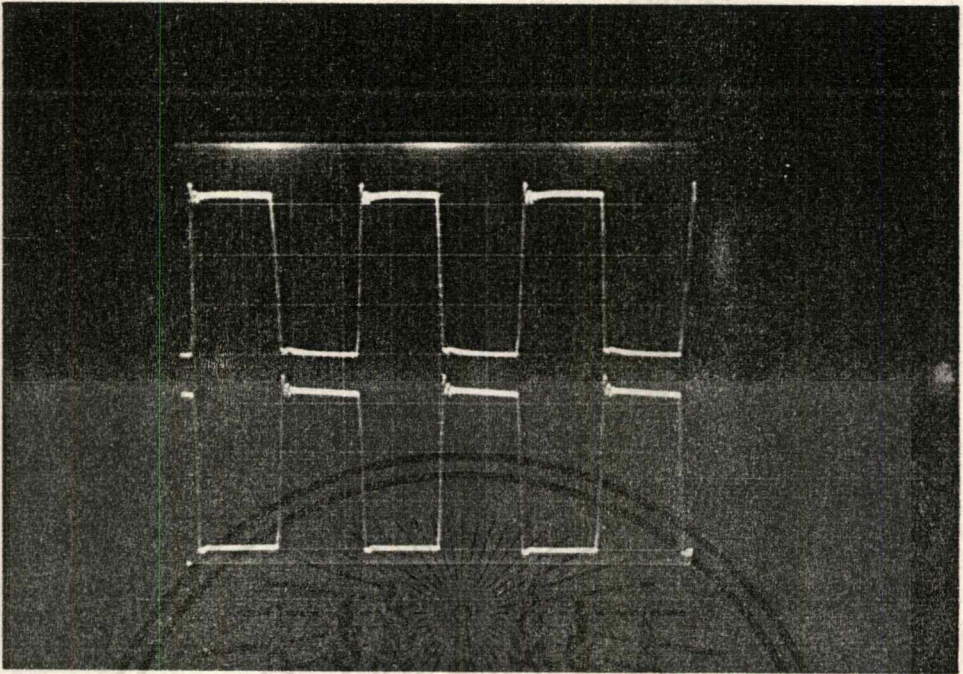
V = 10 V/DIV.

T = 20  $\mu$ S/DIV

Probe x1

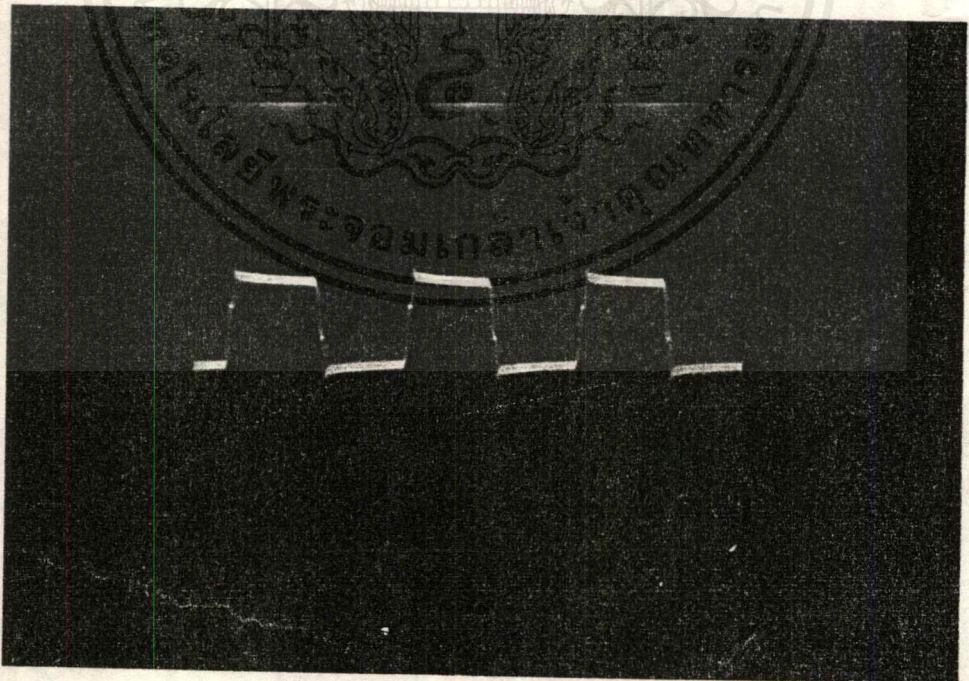
รูปที่ 4.1 รูปคลื่นแรงดันที่ขาเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$V = 10 \text{ V/DIV.}$        $T = 20\mu\text{S/DIV}$       Probe x1

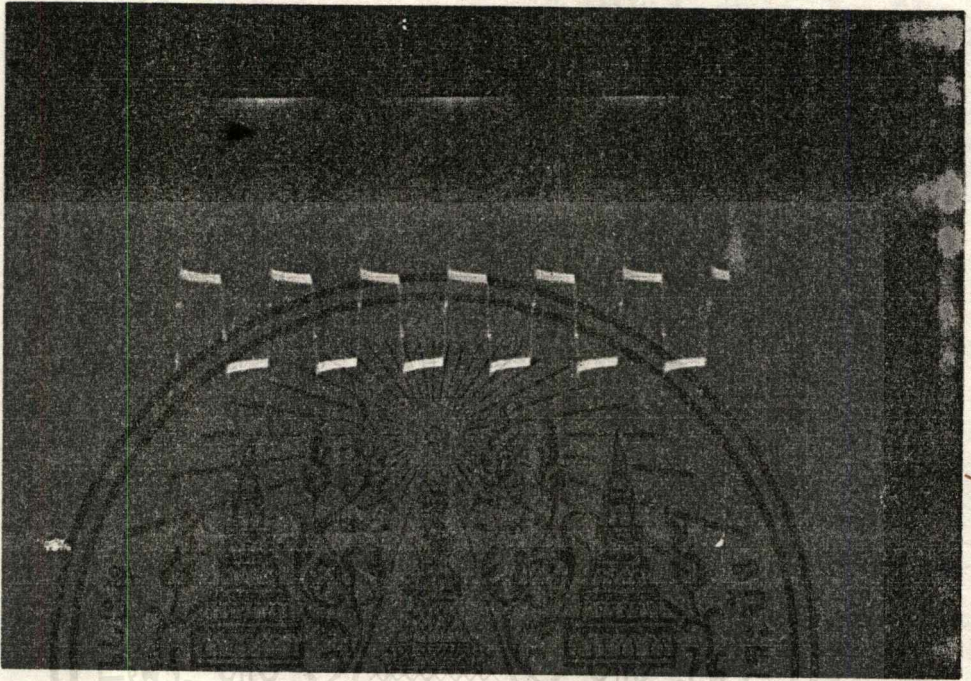
รูปที่ 4.2 รูปคลื่นแรงดันที่ขาเดรน-ซอร์ส ( $V_{DS}$ )



$V = 100\text{V/DIV.}$        $T = 20\mu\text{S/DIV.}$       Probe x1

รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ เท่ากับ 15 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$V = 100 \text{ V/DIV.}$

$T = 20\mu\text{S/DIV.}$

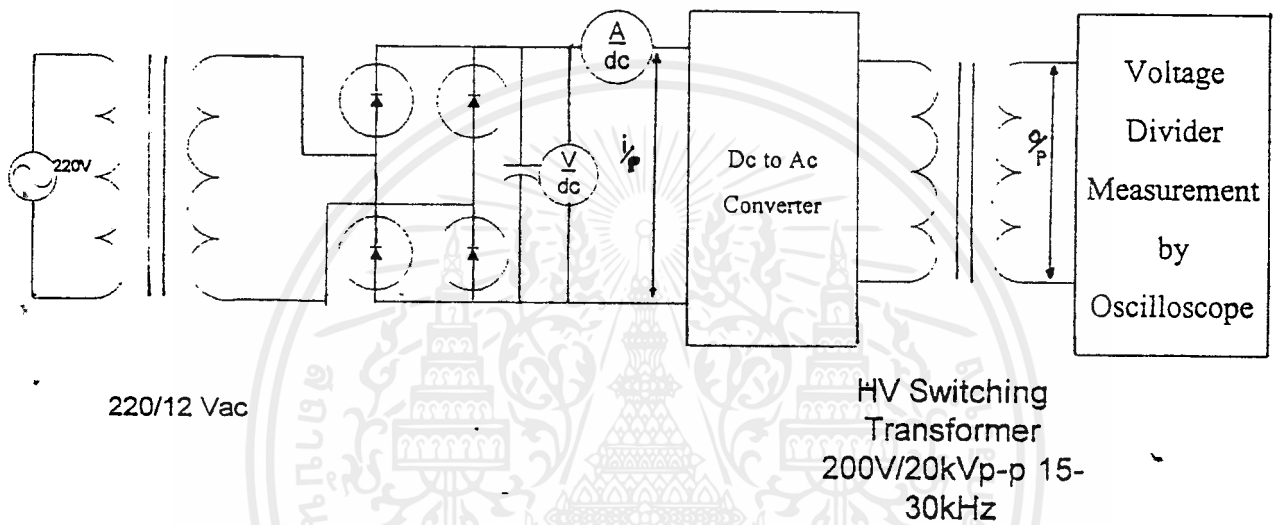
Probe x1

รูปที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่เท่ากับ 30 kHz

## ส่วนที่ 2 การทดลองหาค่าตั้งและประสิทธิภาพของวงจร

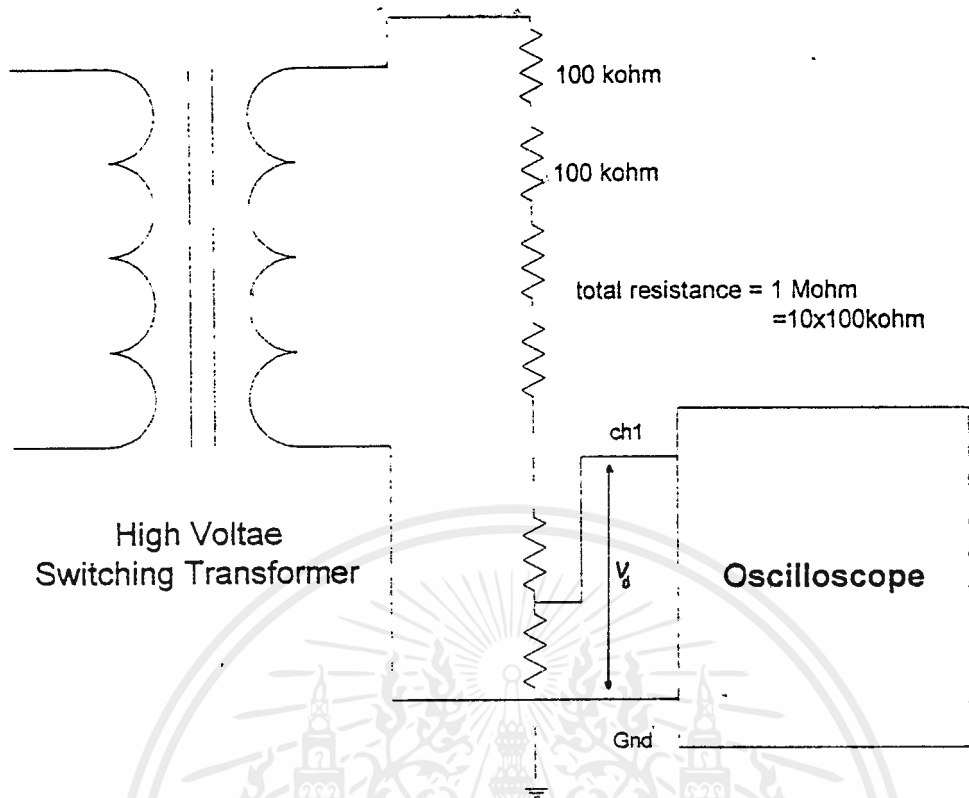
### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อดังวงจรตามส่วนต่างๆดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การต่อดังวงจรเพื่อทำการทดลอง

2. ทำการวัดแรงดันด้านไฟเข้าโดยใช้โวลท์มิเตอร์และ วัดกระแสโดยใช้แอมป์มิเตอร์ ต่อเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 4.5 แสดงแล้วทำการบันทึกผลการทดลองค่าต่างๆตามตารางบันทึกผลการทดลอง
3. ทำการวัดแรงดันด้านเอาต์พุต โดยใช้ชุดแบ่งแรงดัน ( Voltage Divider ) ซึ่งในการทดลองนี้จะใช้การแบ่งแรงดันโดยใช้ค่าความต้านทานขนาด 1 เมกะโอห์ม โดยการต่ออนุกรม ค่าความต้านทาน 100 กิโลโอห์มเข้าด้วยกันแล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัด วัดค่าโวลท์เดจและสัญญาณที่ออกมา ส่วนการวัดกระแสทางด้านเอาต์พุต จะหาได้จากค่าการคำนวณ เพราะสัญญาณที่มีความถี่สูงมาก 15-30 kHz จึงไม่สามารถใช้เครื่องมือวัดได้ โดยแสดงวิธีการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมา ดังรูปที่ 4.6



อัตราส่วน  $V_{total\ output} = 10 \times V_o$

รูปที่ 4.6 การวัดแรงดันโดยวิธีการแบ่งส่วนแรงดัน

4 ผลการทดลองที่ได้จะเป็นการทดลองที่ โหลด 1 เมกะโอห์ม 100 วัตต์

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. ชุดวงจรโครงงาน		
2. ออสซิลโลสโคป	1	เครื่อง
3. คีชี โวลท์มิเตอร์	1	ชุด
4. คีชี แอมป์มิเตอร์	1	ชุด
5. โพรบแรงดันสูง	1	ชุด
6. โพรบ(x 100)	1	ชุด
7. junction box	1	ชุด
8. สายไฟ	20	เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลองส่วนที่ 2 ทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพและกำลังของวงจร

ความถี่(kHz)	V(input) Vdc	I(input) A	P(input) watt	V(output) kVp-p	V <sub>rms</sub> kV	P(output) watt	eff %
15	15	3.2	48	5	1.77	3.13	6.52
	12	8.5	102	10	3.54	12.53	12.3
	10	13	130	16	5.66	32.04	24.65
	10	15	150	20	7.07	50	33.33
20	15	3.5	52.5	5	1.77	3.13	5.96
	13	7	91	10	3.54	12.53	13.77
	12	13	156	16	5.66	32.04	20.54
	10	15	150	20	7.07	50	33.33
25	14.5	3.5	50.5	5	1.77	3.13	6.20
	12.5	8.2	102.5	10	3.54	12.53	12.22
	11	12	132	16	5.66	32.04	24.27
	10	14	140	20	7.07	50	35.71
30	15	2.8	42	5	1.77	3.13	7.45
	12.5	8.2	102.5	10	3.54	12.53	12.22
	11	11.6	127.5	14	4.95	24.5	19.12

ตารางที่ 4.1 การทดลองที่ โหลด 100 kΩ 10 watt จำนวน 10 ตัว

$$P_{i/p} = V_{dc} \times I_{dc}$$

$$** V_{rms} = 0.39V_{p-p}$$

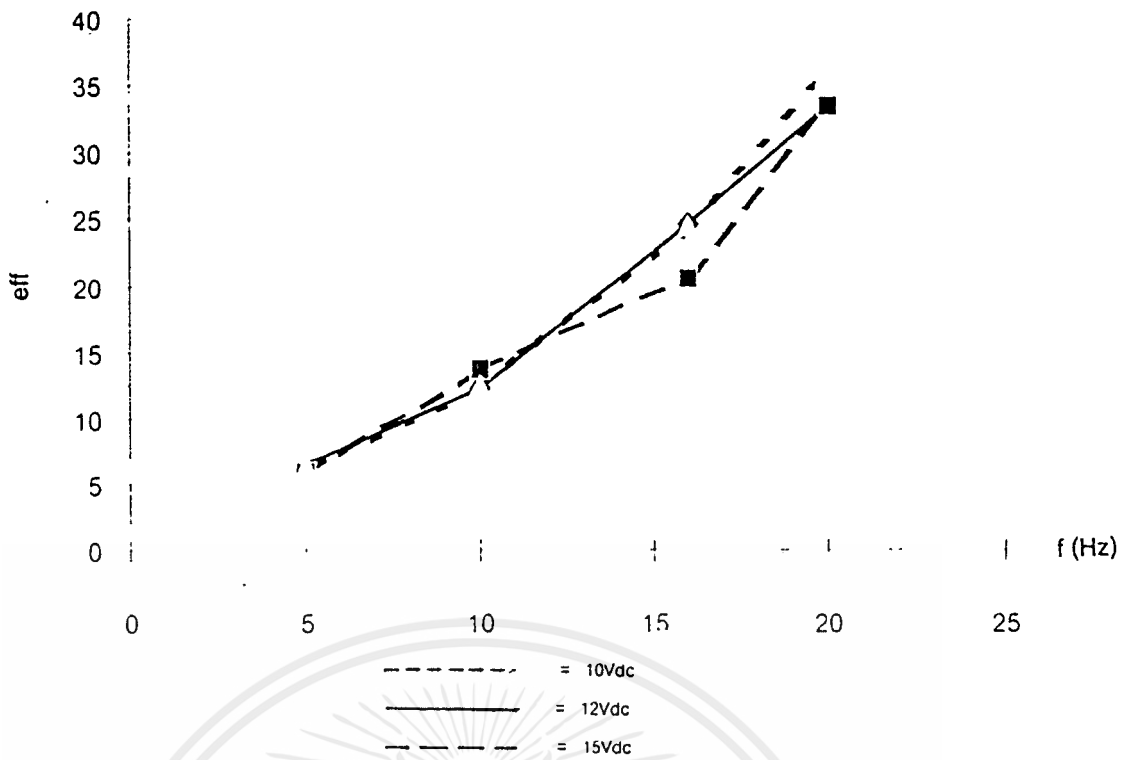
$$P_{o/p} = \frac{V^2}{R}$$

$$\%eff = \frac{P_{o/p}}{P_{i/p}} \times 100\%$$

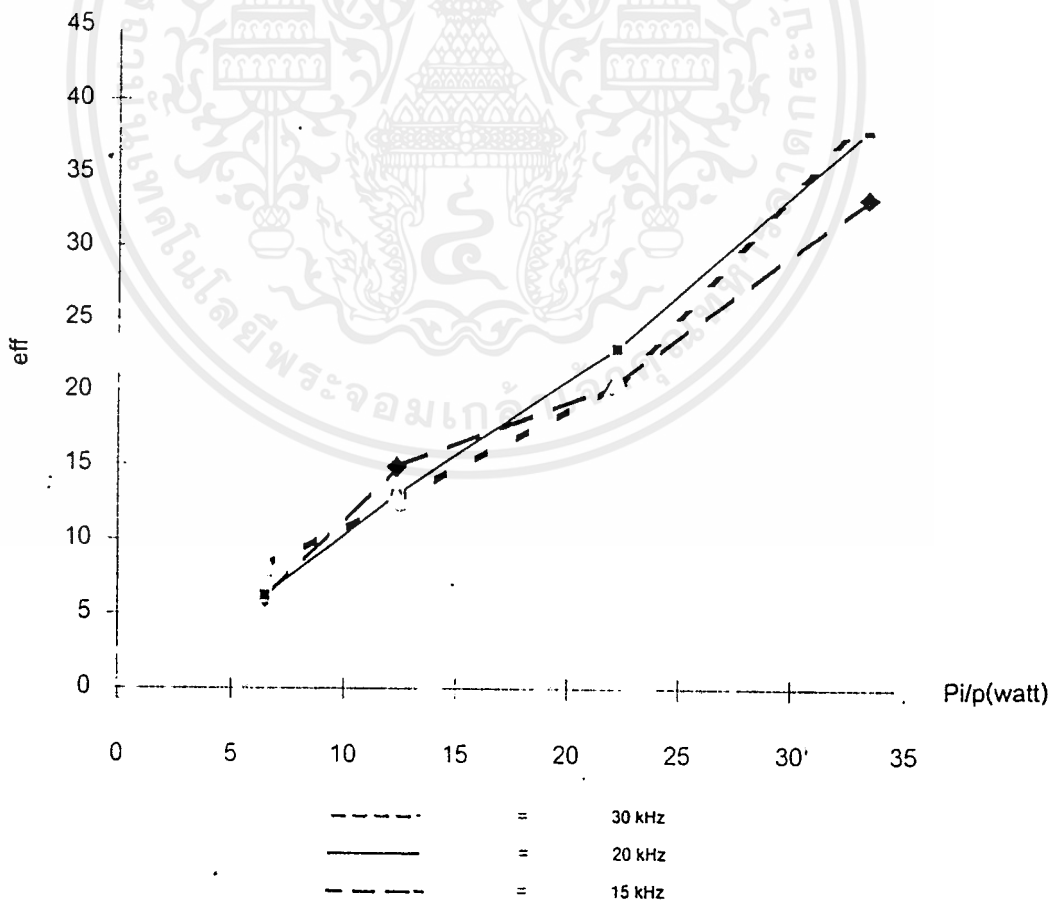
\*\*หมายเหตุ การหา  $V_{rms}$  พิจารณาจากรูป 4.16 โดยหาจาก

$$V_{rms} = \frac{2}{T} \int_0^{T/12} V_p \left( -\frac{2t}{T} + \frac{1}{6} \right) \sin n\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{T/12}^{T/2} V_p \sin \left( \frac{6}{5}\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \sin n\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^{7T/12} V_p \left( \frac{t}{T} + \frac{1}{4} \right) \sin n\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{7T/12}^T V_p \sin \left( \frac{6}{5}\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \sin n\omega t dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

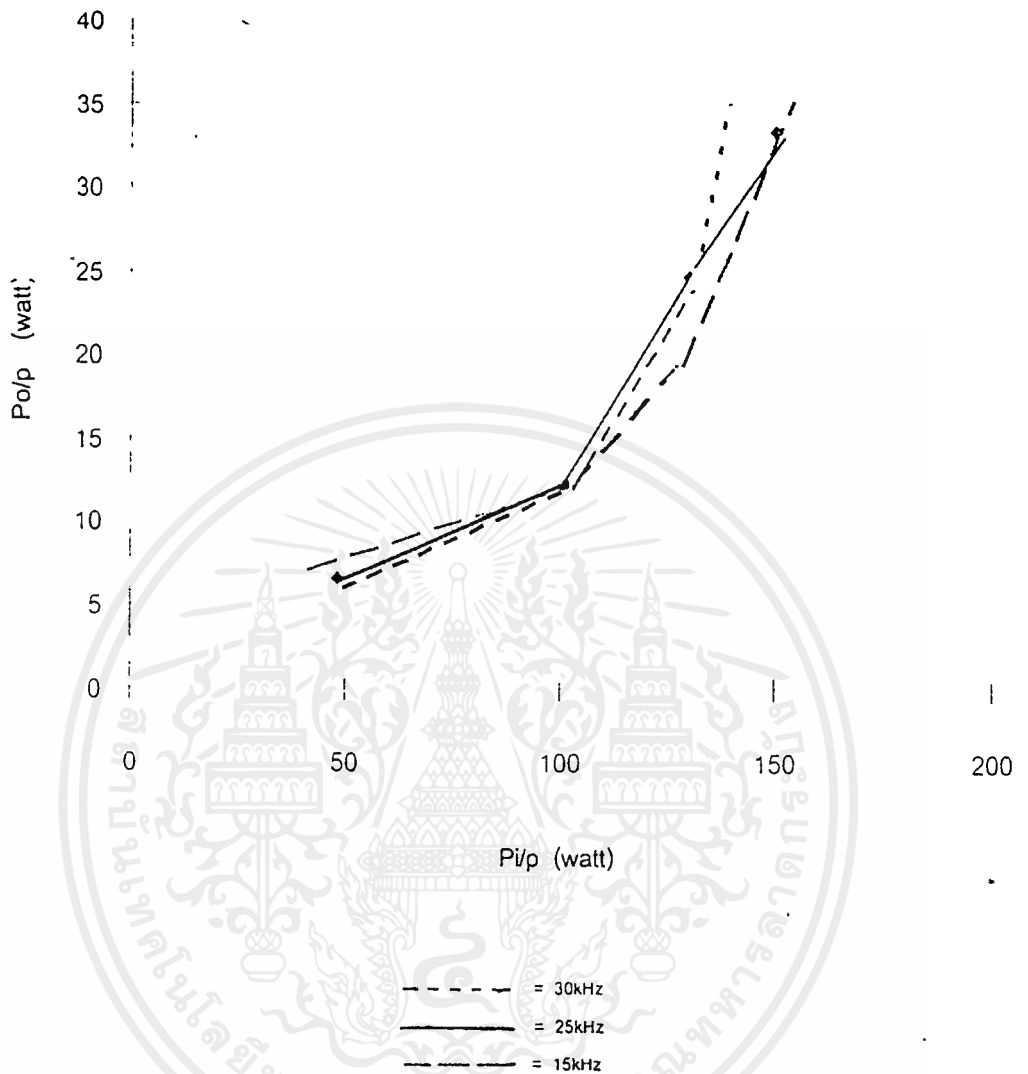


รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และประสิทธิภาพที่แรงดันค่าต่างๆ

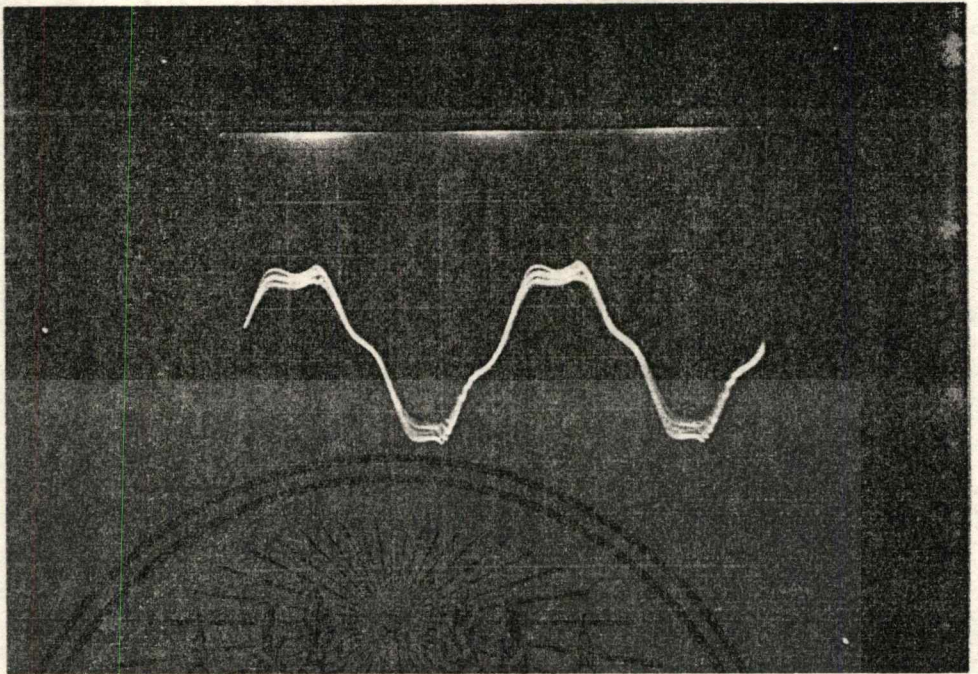


รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังป้อนเข้าและประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านเข้าและกำลังด้านออก

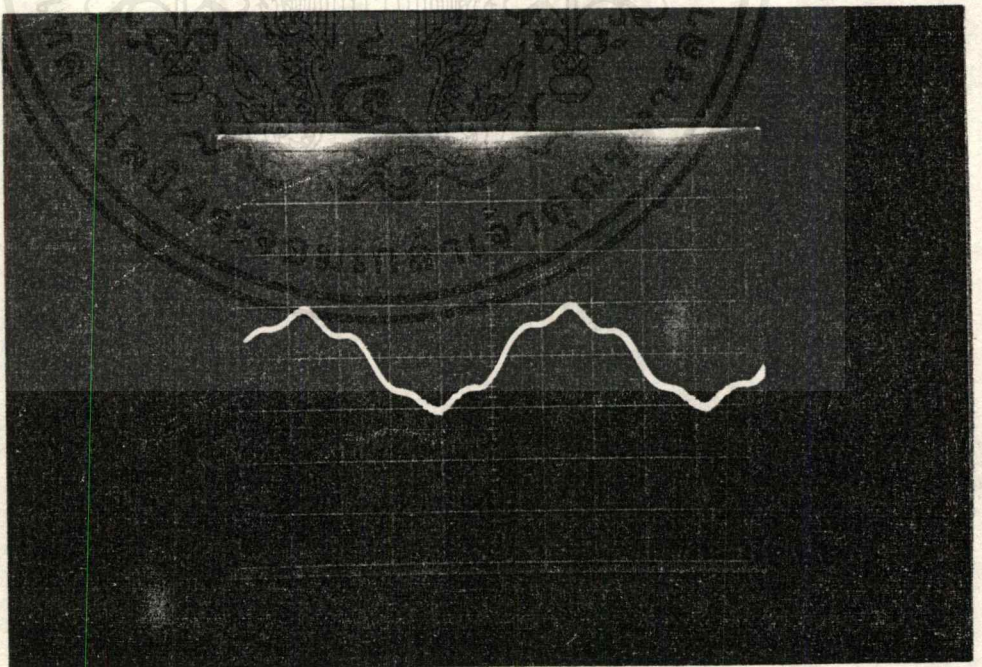


V=1000V/DIV

T=20μS/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน  $100k\Omega$  ที่  $2kV_{p-p}$  15kHz



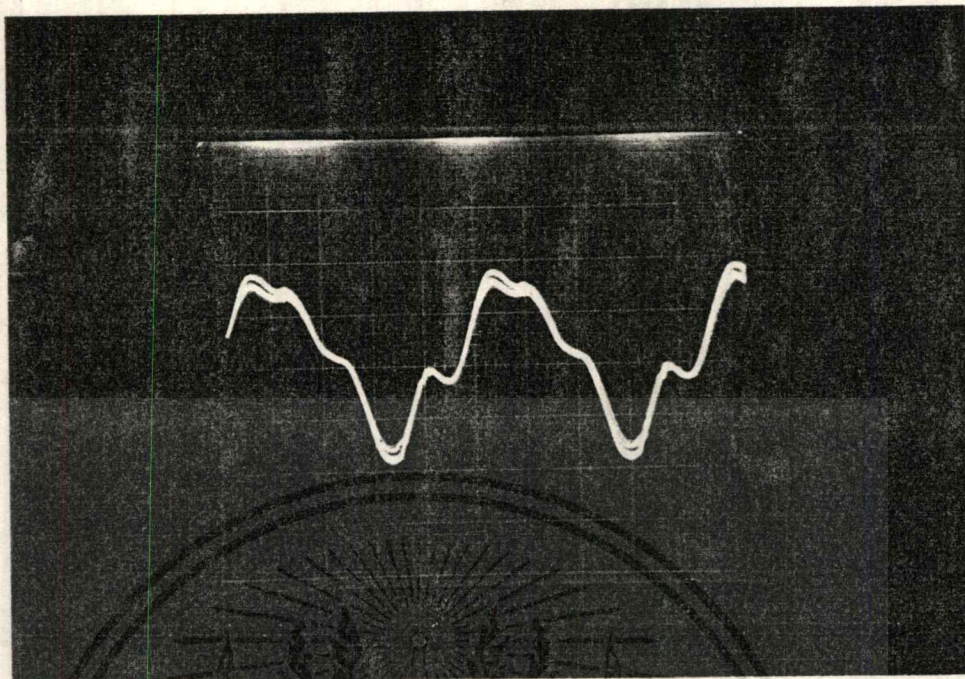
V=1000V/DIV

T=20μS/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.11 แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน  $100k\Omega$  ที่  $1kV_{p-p}$  15kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

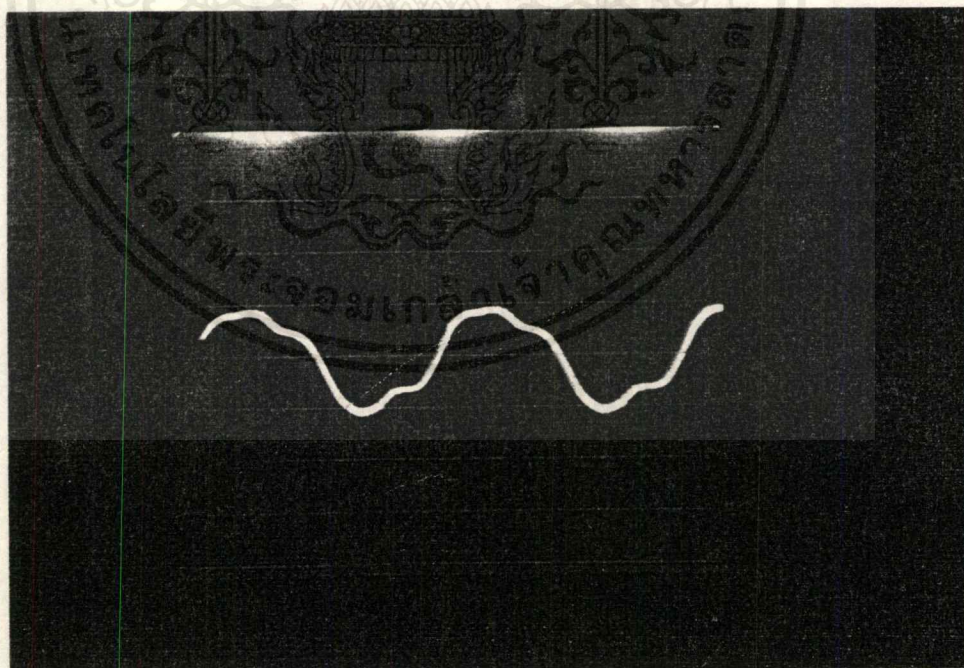


V=1000V/DIV

T=20 $\mu$ S/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.12 แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $2\text{kVp-p}$   $20\text{kHz}$



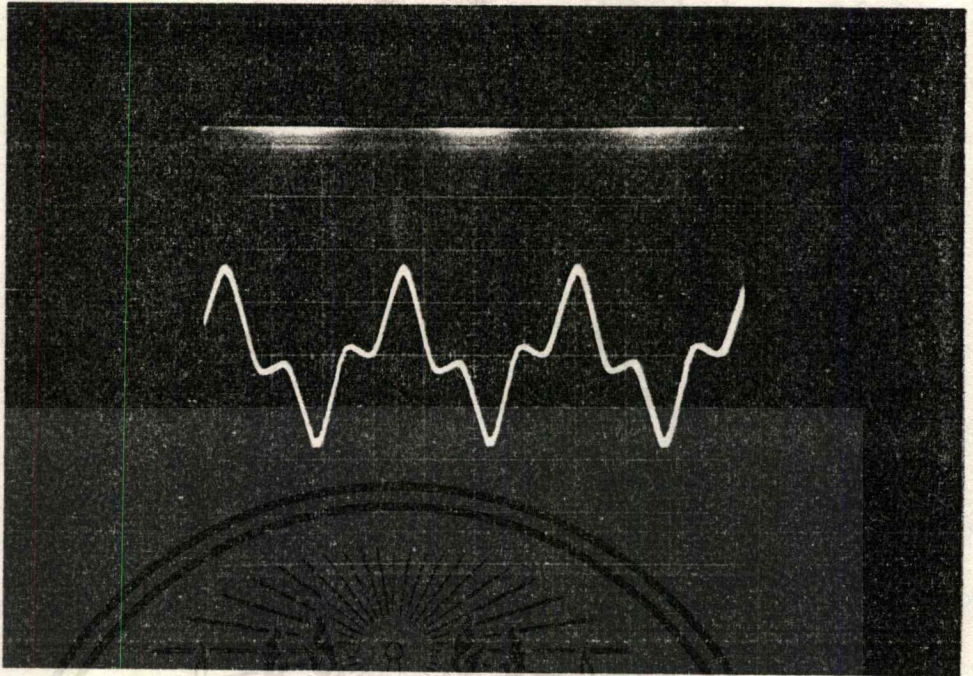
V=1000V/DIV

T=20 $\mu$ S/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.13 แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $1\text{kVp-p}$   $20\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

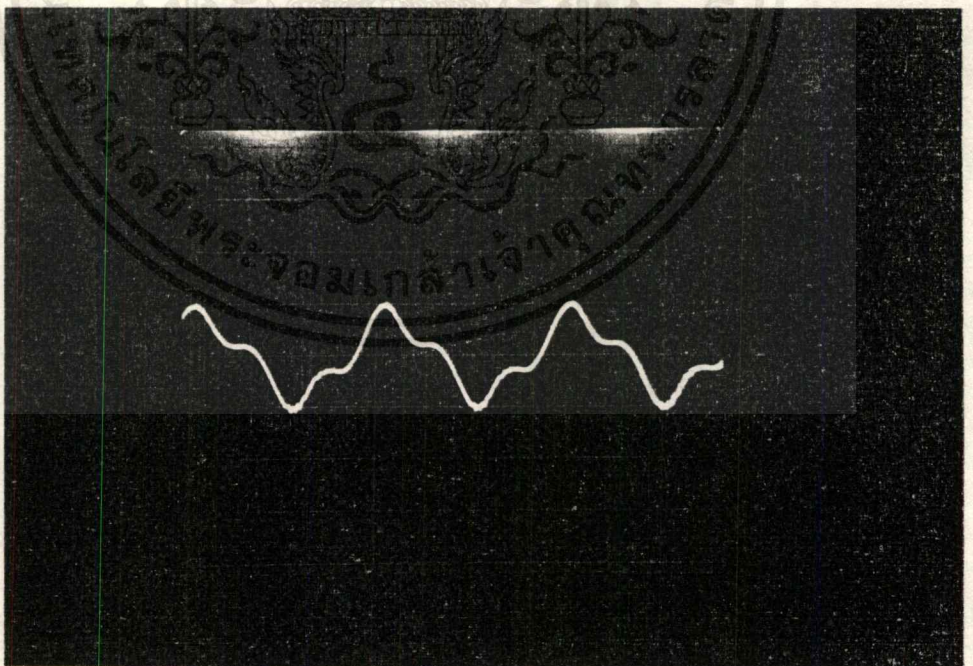


V=1000V/DIV

T=20μS/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุตที่ตกร้อมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $2\text{kVp-p}$   $25\text{kHz}$



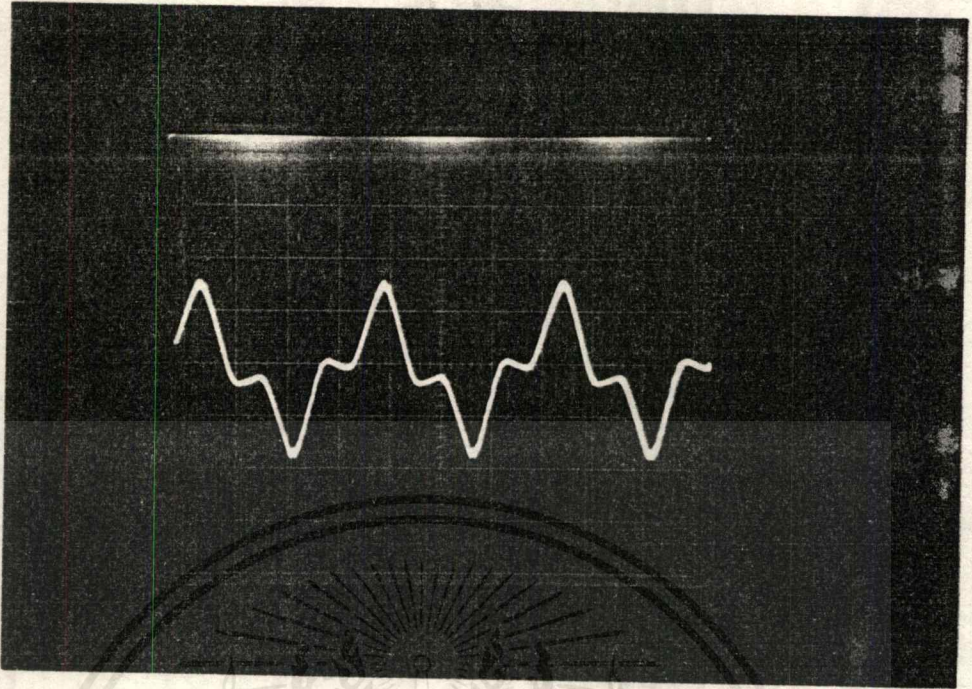
V=1000V/DIV

T=20μS/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุตที่ตกร้อมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $1\text{kVp-p}$   $25\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

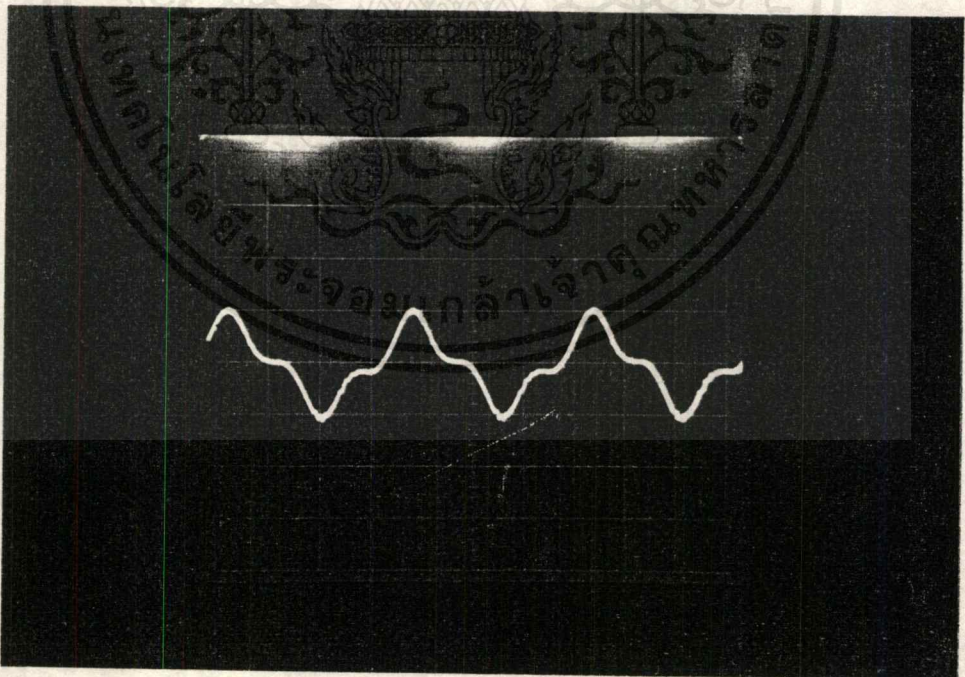


V=1000V/DIV

T=20 $\mu$ S/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุตที่ตกร้อมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $2\text{kV}_{\text{p-p}}$   $30\text{kHz}$



V=1000V/DIV

T=20 $\mu$ S/DIV

Probe x1

รูปที่ 4.17 แรงดันเอาต์พุตที่ตกร้อมความต้านทาน  $100\text{k}\Omega$  ที่  $2\text{kV}_{\text{p-p}}$   $15\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ผลการทดลองเพื่อหาค่าโวลเตจเรกกูเลชันของโครงงาน

$$\text{Voltage Regulation} = \frac{V_{\text{no load}} - V_{\text{full load}}}{V_{\text{no load}}} \times 100\%$$

$V_{\text{no load}}$  = ค่า Voltage ขณะที่ไม่มีการ Load

$V_{\text{full load}}$  = ค่า Voltage ขณะที่มีการ Load

การหาค่าโวลเตจเรกกูเลชันของโครงงานนี้จะหาโดยการเปรียบเทียบค่าจากตารางที่ 4.2 ซึ่งได้จากการใส่ค่าภาระ (Load) ค่าต่างๆ ในลักษณะการใส่ภาระเต็มพิกัด (Full load) และตารางที่ 4.3 การใส่ภาระค่าน้อยๆ ในลักษณะการไร้ภาระ (No load) แล้วนำมาเปรียบเทียบกันในแต่ละความถี่ต่อไปนี้

ความถี่(kHz)	V(input) $V_{dc}$	I(input) $A_{dc}$	P(input) watt	V(output) $kV_{p-p}$	$V_{rms}$ $kV_{rms}$	P(output) watt	eff %
15	11	8	88	20	7.8	30.42	34.57
	12	8.5	102	20	7.8	30.42	29.82
	13	9.5	123.5	20	7.8	30.42	24.63
	11	3	33	10	3.9	7.605	23.04
	12	3.5	42	10	3.9	7.605	18.11
	13	4	52	10	3.9	7.605	14.625
20	11	7	77	20	7.8	30.42	39.5
	12	8	96	20	7.8	30.42	31.69
	13	9	117	20	7.8	30.42	26
	11	2.5	27.5	10	3.9	7.605	27.65
	12	3	36	10	3.9	7.605	21.125
	13	3.5	45.5	10	3.9	7.605	16.71
25	11	8	88	20	7.8	30.42	34.54
	12	8.5	102	20	7.8	30.42	29.82
	13	8	104	20	7.8	30.42	29.25
	11	3	33	10	3.9	7.605	23.04
	12	3	36	10	3.9	7.605	21.125
	13	3.5	45.5	10	3.9	7.605	16.71
30	11	7.5	82.5	20	7.8	30.42	36.87
	12	8.5	102	20	7.8	30.42	21.82
	13	9	117	20	7.8	30.42	26
	11	3	33	10	3.9	7.605	23.04
	12	3	36	10	3.9	7.605	21.125
	13	3.5	45.5	10	3.9	7.605	16.71

ตารางที่ 4.2 การทดลองในภาวะไร้โหลด( ความต้านทาน  $2M\Omega$  )ที่ค่าความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่(kHz)	V(input)	I(input)	P(input)	V(output)	$V_{rms}$	P(output)	eff
	$V_{dc}$	$A_{dc}$	watt	kV <sub>p-p</sub>	kV <sub>rms</sub>	watt	%
15	11	22	242	15	5.85	171.1	70.7
	12	22	264	16	6.24	194.6	77.7
	13	25	325	16	6.24	194.6	60
	11	14.5	159.5	10	3.9	76.05	48
	12	14	168	10	3.9	76.05	45.3
	13	13	169	10	3.9	76.05	45
20	11	20	220	15	5.85	171.1	77.8
	12	20	240	15	5.85	171.1	71.3
	13	22	286	16	6.24	194.6	68
	11	12.5	137.5	10	3.9	76.05	55.3
	12	12	144	10	3.9	76.05	52.8
	13	12	156	10	3.9	76.05	48.75
25	11	19	209	15	5.85	171.1	81.9
	12	18	216	15	5.85	171.1	79.2
	13	20	260	15	5.85	171.1	65.8
	11	12.5	137.5	10	3.9	76.05	55.3
	12	12	144	10	3.9	76.05	52.8
	13	11	143	10	3.9	76.05	53.2
30	11	19	209	15	5.85	171.1	81.9
	12	18	216	15	5.85	171.1	79.2
	13	20	260	15	5.85	171.1	65.8
	11	12	132	10	3.9	76.05	57.6
	12	11.5	138	10	3.9	76.05	55.1
	13	11	143	10	3.9	76.05	53.1

ตารางที่ 4.3 การทดลองที่ความต้านทาน 200 k $\Omega$  ที่ค่าความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อมูลจากตารางที่ 4.2 และ 4.3 นำมาหาค่าโวลเตจเรกกูเลชัน

$$\% \text{ Voltage Regulation} = \frac{V_{\text{no load}} - V_{\text{full load}}}{V_{\text{no load}}} \times 100\%$$

ค่า Voltage Regulation ที่แรงดันอินพุต 12 โวลต์ที่ความถี่ต่างๆ

$$\text{ที่ ความถี่ 15 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 16}{20} \times 100\% = 20\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 20 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 25 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 30 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

ค่า Voltage Regulation ที่แรงดันอินพุต 13 โวลต์ที่ความถี่ต่างๆ

$$\text{ที่ ความถี่ 15 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 16}{20} \times 100\% = 20\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 20 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 25 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

$$\text{ที่ ความถี่ 30 kHz} \quad \% \text{ Voltage Regulation} = \frac{20 - 15}{20} \times 100\% = 25\%$$

### ผลการทดลองเพื่อแสดงค่าฮาร์โมนิกที่เกิดจากวงจร

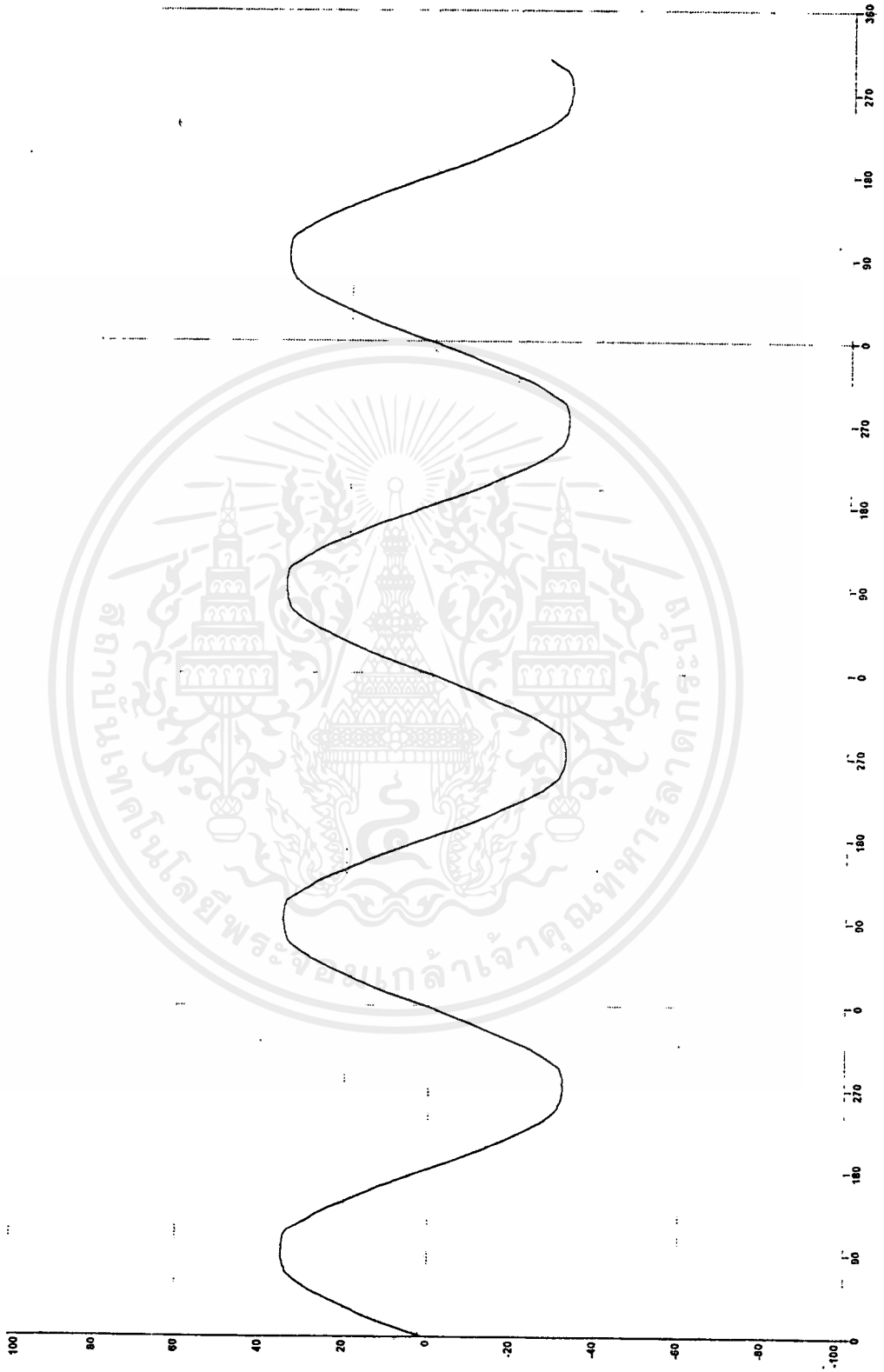
การทดลองในส่วนนี้เป็นการทดลองเพื่อศึกษาถึงค่าฮาร์โมนิก ที่เกิดขึ้นจากวงจรสวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลาย ของระบบซึ่งจะสร้างค่าฮาร์โมนิกต่างๆเข้าไปรบกวนระบบไฟฟ้า โดยมีค่าฮาร์โมนิกมากมายที่เกิดขึ้นในระบบ จากการวัดโดยใช้เครื่อง HARMONIC ANALYZER รับสัญญาณป้อนเข้า ซึ่งปรากฏรูปกราฟต่างๆดังต่อไปนี้



09/04/1998  
 Voltage L1  
 Corresponding RMS value 219 V  
 Fundamental Frequency 49.99 Hz  
 THD 2.20 %

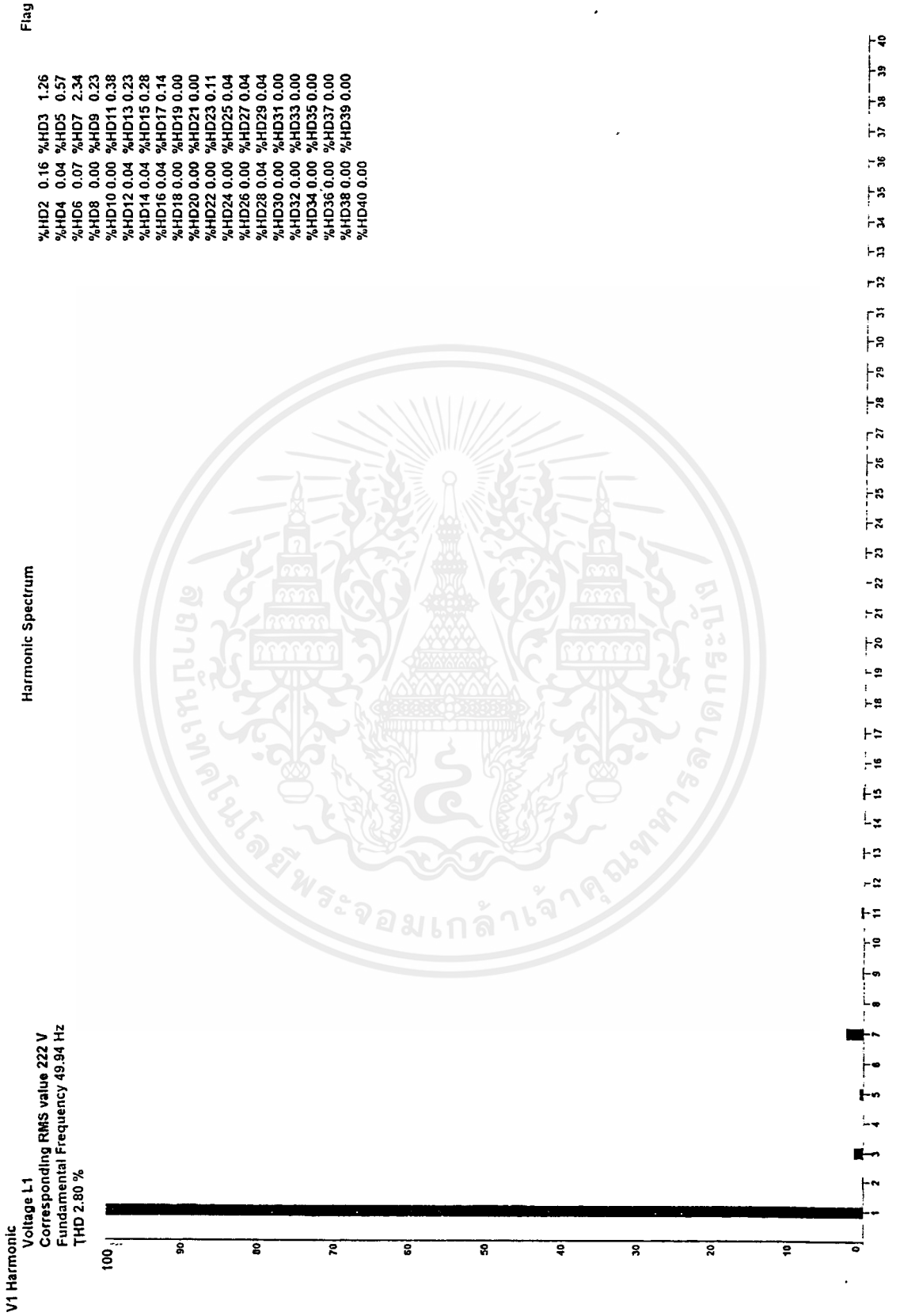
Harmonic Waveform  
 Capture Date 11/04/98  
 Capture Time 14:08:25

14:02:56



รูปที่ 4.18 สัญญาณฮาร์โมนิกสโวลต์เตกที่เกิดขึ้นจากวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 ค่าสเปกตรัมของฮาร์โมนิกที่วัดได้ที่เกิดขึ้นจากวงจร

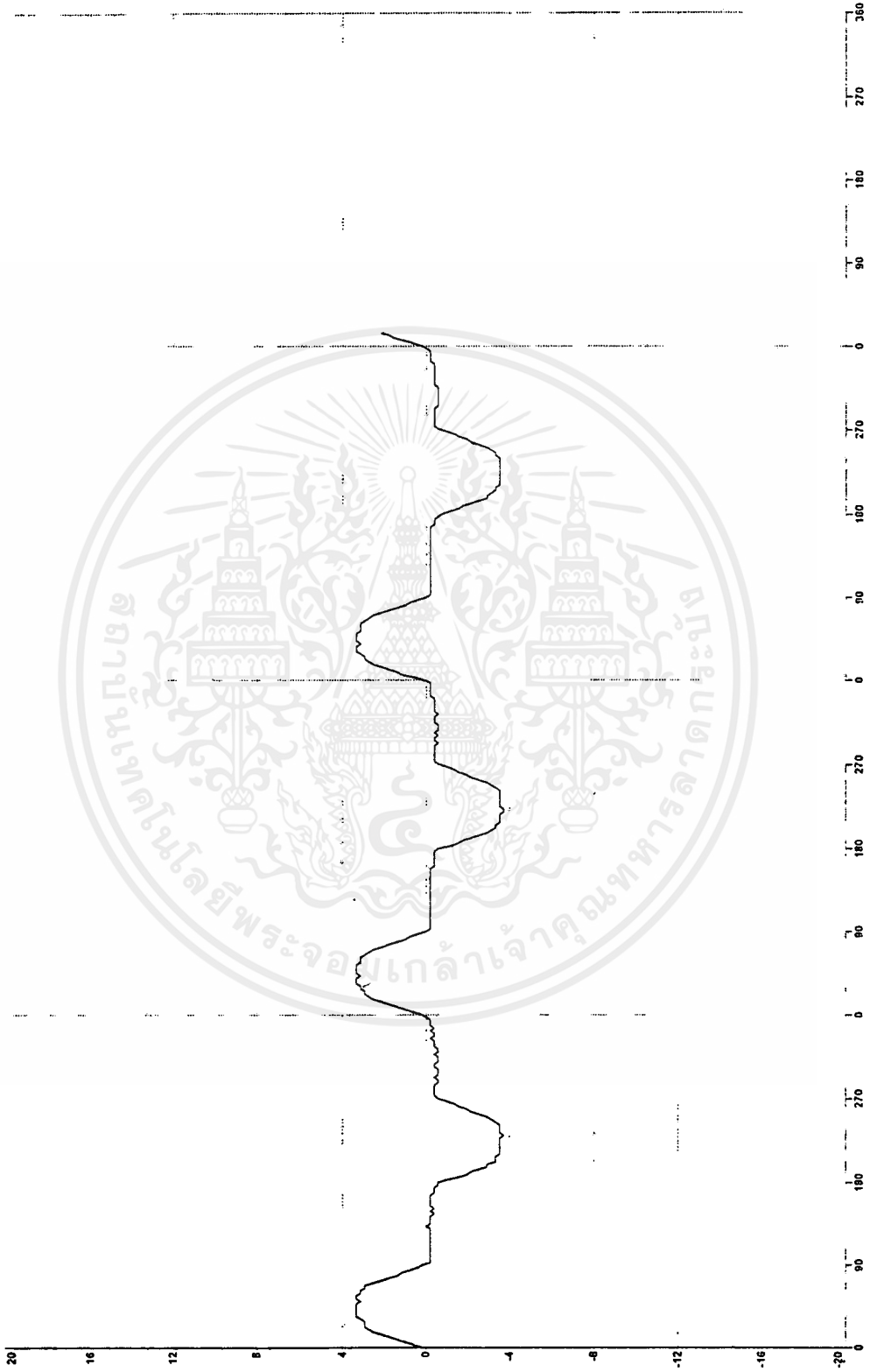
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

09/04/1998

Current L1  
Corresponding RMS value 28 A  
Fundamental Frequency 49.94 Hz  
THD 52.90 %

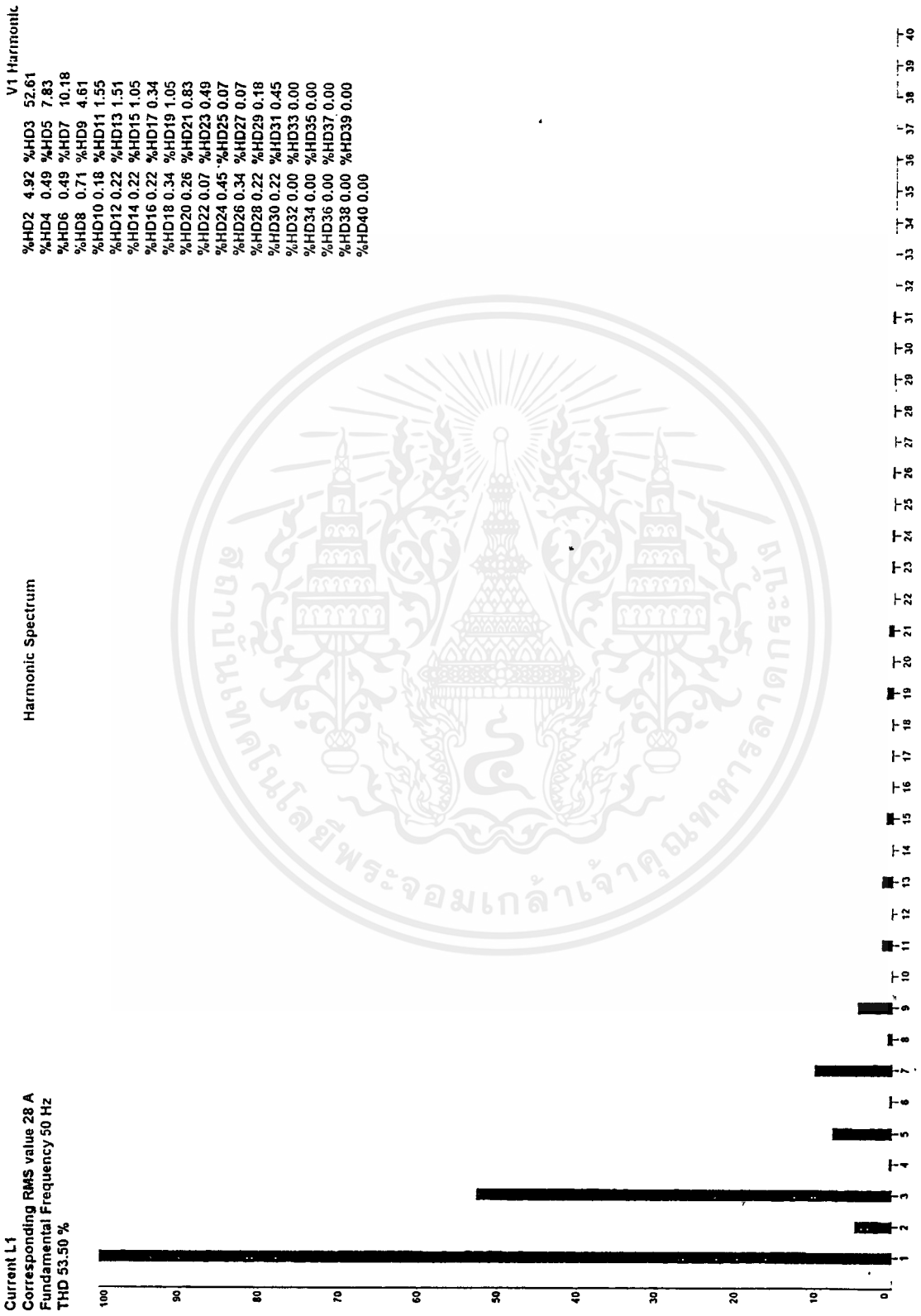
Harmonic Waveform  
Capture Date 11/04/98  
Capture Time 14:10:04

14:04:18



รูปที่ 4.20 สัญญาณฮาร์โมนิกกระแสที่เกิดขึ้นจากวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 ค่าสเปกตรัมของฮาร์โมนิกกระแสที่เกิดขึ้นในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วิเคราะห์ผลการทดลอง

เนื่องจากผลการทดลอง ได้แบ่งออกเป็นสองส่วน การวิเคราะห์ผลการทดลองจะทำการแบ่งเป็นสองส่วนเช่นกัน

### การวิเคราะห์ผลการทดลองในส่วนที่ 1 ส่วนของวงจรควบคุม

1 จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปที่แสดงแรงดัน เกท-ซอร์ส ที่มีขนาด 15V ซึ่งแรงดันเกท-ซอร์สจะเป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจรมอสเฟต โดยจากสัญญาณจะเห็นว่าแรงดันเกท-ซอร์สจะสลับกันทำงาน

2 จากรูปที่ 4.2 เป็นรูปที่แสดงแรงดันที่ขาแคทโอด-ซอร์ส ที่มีขนาด ประมาณ 25V โดยแรงดันที่เกิดขึ้นนี้ เป็นแรงดันที่เกิดขึ้นในสภาวะมอสเฟตนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยจะต้องควบคุมไม่ให้เกิดการนำกระแสพร้อมกันเพราะจะทำให้มอสเฟตเสียหายได้

3 จากรูปที่ 4.3 และ 4.4 เป็นการแสดงให้เห็นถึงแรงดันเอาต์พุต ที่ออกจากหม้อแปลง โดยผ่านโหลดความต้านทานที่มีค่าประมาณ 1.2 กิโลโอห์ม ซึ่งจากการทดลองจะเห็นได้ว่า จะมีค่าแรงดันประมาณ 120 V ตกคร่อม เนื่องจากค่าแรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 15 V เพราะขณะที่ทดลองแหล่งจ่ายไฟมีแรงดันไฟเกิน (>220V) โดยรูปที่ 4.3 เป็นการทดลองที่ความถี่ประมาณ 15 kHz และรูปที่ 4.4 เป็นการทดลองที่ความถี่ประมาณ 35 kHz จะเห็นว่าไม่มีความแตกต่างกันของค่าแรงดันมากนัก

### การวิเคราะห์ผลการทดลองในส่วนที่ 2 ส่วนของวงจรถูกำลัง

ในส่วนของวงจรถูกำลังจะประกอบด้วยหม้อแปลงกำลังแบบสวิดจิ่ง ที่แปลงแรงดันจาก 200Vp-p ไปเป็น 20000 Vp-p การทำการวัดแรงดันขนาด 10000 Vp-p จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์อื่นๆช่วยในการวัดคือ PROBE HIGH VOLT และ วงจรแบ่งแรงดันซึ่งประกอบด้วย ค่าความต้านทาน (R) ขนาด 100 กิโลโอห์มจำนวน 10 ตัวต่ออนุกรมกัน การวัดจะทำการวัดที่ค่าความต้านทานเพียง 1 ตัว เพื่อให้สามารถจับสัญญาณได้โดยผลการทดลองมีลักษณะต่างๆตามค่าที่วัดได้ และรูปภาพที่แสดงไว้ ซึ่งวิเคราะห์ได้ดังนี้

1 ที่แรงดันขนาด 20kVp-p ความถี่ 15 kHz ดังรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่ารูปกราฟสัญญาณจะไม่ใช่ลักษณะคลื่นรูปสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE) ซึ่งต่างจากสัญญาณที่ป้อนเข้า ทั้งนี้อาจเป็นผลมาจากค่าฮาร์โมนิก (HARMONIC) ต่างๆ ที่เข้ามาจากสาย LINE ของไฟ AC 220-V หรืออาจเกิดจากความถี่ในการสวิดจิ่งมีค่าสูงมากทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นและจะส่งผลเข้ามาในระบบหรือในวงจรควบคุมทำให้เกิดการเพี้ยนของสัญญาณขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 ค่าแรงดันที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 2000 Vp-p ที่ความถี่ 15 kHz รูปที่ 4.5 ค่าแรงดันนี้จะครอบคลุมความต้านทาน ( R ) เพียง 1 ตัวจาก 10 ตัวที่ต่ออนุกรมกันอยู่ ดังนั้นถ้าจะหาแรงดันของระบบจะต้องนำค่า 2000Vp-p มาคูณ 10 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 20kVp-p ดังที่ต้องการ

3 รูปที่ 4.6 เป็นการวัดแรงดันที่ 15kHz โดยมีขนาด 1000 Vp-p ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณของรูปที่ 4.5 โดยมีค่าความถี่เดียวกัน ( 15 kHz ) แต่มีค่าแรงดันต่างกัน 2 เท่า ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณจะมีลักษณะเปลี่ยนไป เมื่อแรงดันเปลี่ยนไป ตามรูปซึ่งที่แรงดันต่ำกว่าจะมีการแกว่งของสัญญาณที่ต่ำกว่า โดยที่แรงดันสูงๆการแกว่งของสัญญาณก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

4 จากรูปที่ 4.5 ถึง 4.7 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่าง ของการแกว่งของสัญญาณ ที่ค่าต่างๆและการเปลี่ยนแปลงในลักษณะต่างๆเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่

5 จากผลการทดลองในตารางที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่ป้อนเข้า จะมีลักษณะตกลงเมื่อเพิ่มแรงดัน เอ๊าท์พุท มีค่าสูงขึ้น เนื่องจาก เมื่อแรงดันเอ๊าท์พุทสูงขึ้นจะมีการดึงกระแสที่สูงขึ้นตามไปด้วย ทำให้แรงดันป้อนเข้าที่มาจาก ไฟบ้าน 220V ตกตามไปด้วย

6 ค่าประสิทธิภาพของวงจรจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ในแต่ละค่าแรงดันโดยจะมีค่าสูงที่สุดเมื่อมีแรงดัน 20000Vp-p และจะลดลงเมื่อแรงดันลดลง นอกจากค่าแรงดันจะมีผลกับประสิทธิภาพแล้วค่าความถี่ก็มีผลเช่นกัน โดยประสิทธิภาพจะสูงขึ้นเมื่อความถี่ ลดลง

#### การวิเคราะห์ผลการทดลองในส่วนของค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดจากวงจร

1) จากรูปที่ 4.18 จะเห็นได้ว่าสัญญาณรูปไซน์ของสัญญาณ โวลต์เดจที่ป้อนเข้ามีรูปสัญญาณที่ผิดเพี้ยนจากรูปไซน์ปกติซึ่งเป็นผลมาจากค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้น โดยแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.19 ซึ่งเป็นรูปของสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นเข้ามาปนกับสัญญาณรูปไซน์ทำให้เกิดสัญญาณ

2) จากรูปที่ 4.20 เป็นรูปสัญญาณของกระแสป้อนเข้าที่มีการปนของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ค่าต่างๆทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณกระแสดังรูปที่ 4.19 ซึ่งได้แสดงค่าสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์กระแสที่ลำดับต่างๆดังรูปที่ 4.21 พบว่าค่าฮาร์มอนิกส์ที่สำคัญที่เข้ามารบกวนระบบได้แก่ฮาร์มอนิกส์ลำดับ 3,7,5,2,9 และลำดับอื่นๆ โดยเฉพาะค่าฮาร์มอนิกส์ที่ 3 ที่มีค่าสูงมาก ซึ่งค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจะส่งผลกระทบต่อรบกวนระบบอื่นๆได้ เพราะฉะนั้น จึงเป็นสาเหตุหนึ่งของตัวโครงการที่จะต้องออกแบบให้รับไฟจากเบตเตอร์หรือ โซลาร์เซลล์ได้ แต่ถึงอย่างไรก็ตามการใช้กับเบตเตอร์ค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นก็สามารถทำให้เบตเตอร์เสียหายได้เช่นกันเพราะค่าฮาร์มอนิกส์ซึ่งสูงความถี่ยิ่งสูงอาจทำให้เบตเตอร์ระเบิดได้

## บทที่ 5

## สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1) ครงงานแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงความถี่สูงนี้สามารถรับพลังงานได้ทั้งจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz ที่ใช้ในอาคารทั่วไป และสามารถรับไฟฟ้ากระแสตรง 12 V จากแบตเตอรี่ได้

2) ครงงานแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงความถี่สูงสามารถจ่ายแรงดันที่มีขนาด 20 kVp-p ที่ความถี่ 15-30 kHz ได้โดยได้รับการออกแบบที่พิกัด 500 W เพื่อใช้ในการศึกษาถึงการเกิดไอออไนซ์ของไอโซนเพื่อนำไปบำบัดน้ำเสียต่อไปซึ่งจะใช้แหล่งจ่ายไฟนี้เป็นส่วนหนึ่งของชุดกำเนิดไอโซนด้วย

3) วงจรนี้จะรับไฟ 220 V จากไฟฟ้าบ้านเข้ามาแล้วนำมาแปลงค่าแรงดันให้ต่ำลงเหลือ 12 V จากนั้นก็นำมาผ่านวงจรเรกติไฟ และ ฟิวเตอร์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อนำไปผ่านหม้อแปลงอีกสองชุดคือหม้อแปลงสวิตชิงซึ่งจะแปลงแรงดัน 12 V ที่ป้อนเข้าให้เป็นแรงดันกระแสสลับที่มีค่าประมาณ 100V ที่ความถี่ 15-30 kHz โดยแรงดันที่ได้นี้จะต้องนำมาผ่านหม้อแปลงแรงดันสูงอีกหนึ่งชุดเพื่อให้ได้แรงดันที่มีขนาด 20kVp-p ที่ความถี่ 15-30 kHz ตามต้องการ

4) วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงนี้อาศัยหลักการพื้นฐานจากวงจร พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ ทำการปรับความถี่ได้โดยการปรับค่า คิวตี้ไซเคิลของวงจรพัลส์วิดมอดูเลเตอร์ และใช้เพาเวอร์มอสเฟตในการนำกระแส

5) การปรับความถี่สามารถทำการปรับได้สูงกว่า 30 kHz แต่ไม่ควรปรับต่ำกว่า 15 kHz เพราะการปรับความถี่ในค่าที่ต่ำกว่าการออกแบบไว้นั้น จะทำให้หม้อแปลงซึ่งเป็นแกนเฟอร์ไรต์ อิ่มตัวซึ่งเป็นอันตรายต่อขดลวดและแกนเหล็ก การปรับค่าความถี่ได้สูงกว่า 30 MHz จะเป็นผลดีกับการพัฒนานำไปศึกษาถึงการไอออไนซ์ของไอโซน โดยถ้ายังมีความถี่สูงขึ้นจะทำให้การศึกษาถึงเบรคควานซ์ของ ไอโซนที่ค่าความถี่ต่างๆสามารถทำได้หลายความถี่มากขึ้น ไปได้อีก

6) ถึงแม้ว่าวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิงจะสามารถผลิตแรงดันได้สูงถึง 20 kVp-p แต่ประสิทธิภาพของวงจรยังค่อนข้างต่ำอยู่ซึ่งสามารถดูได้จากผลการทดลอง โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรจะเกิดจากหลายส่วนทั้งจากการนำกระแสของมอสเฟตและการเกิดกระแสไหลวนในหม้อแปลง การสูญเสียจากขดลวดและแกนเหล็กและการสูญเสียในสายไฟต่างๆทำให้ประสิทธิภาพของวงจรมันยังต่ำอยู่

7) การวัดความดันดันแรงดันสูง(High voltage ) นั้นจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ช่วย เช่น โพรบแรงดันสูง (Probe High Voltage) ชุดแบ่งแรงดัน เพราะการวัดวงจรโดยตรงโดยไม่ใช้ชุดแบ่งแรงดันนั้นอาจทำให้เครื่องมือวัดเกิดความเสียหายได้ ส่วนการวัดก็ได้อธิบายแล้วตามบทข้างต้น

8) ค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในวงจรจะส่งผลไปรบกวนระบบต่างๆได้เพราะฉะนั้นการใช้วงจรนี้กับไฟบ้านจำเป็นจะต้องคำนึงถึงค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นด้วยซึ่งในการศึกษาต่อไปจะต้องติดตั้งฮาร์มอนิกส์ฟิลเตอร์ในระบบเพื่อกรองฮาร์มอนิกส์ด้วย

9) ถึงแม้ว่าจะนำวงจรไปใช้กับแบตเตอรี่ก็ตามข้อควรระวังที่จะเกิดขึ้นอีกอย่างก็คือค่าฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นอาจจะทำให้แบตเตอรี่รีฟาจได้เช่นกันเนื่องจากความถี่ของค่าฮาร์มอนิกส์มีค่าสูงสามารถทำให้แบตเตอรี่ระเบิดได้

### ข้อเสนอแนะ

1) การสูญเสียของวงจรส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นในรูปของความร้อนที่เกิดจากทั้ง มอสเฟต ไดโอด หม้อแปลง และ อุปกรณ์อื่นๆ เพราะฉะนั้น การระบายความร้อนให้กับวงจรเป็นสิ่งที่สำคัญมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับตัวเพาเวอร์ มอสเฟต เพราะถ้าเพาเวอร์มีอุณหภูมิสูงขึ้นการนำกระแสของตัวมันจะลดลงและอาจจะทำให้วงจรเสียหายได้

2) การปรับความถี่ห้ามปรับต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้คือ 15 kHz เพราะ การปรับการความถี่ต่ำกว่าค่าที่กำหนดจะทำให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรท์ทำให้แกนร้อนและหม้อแปลงเสียหายได้

3) ควรมีฮาร์มอนิกส์ฟิลเตอร์ติดตั้งในวงจรถ้าจะใช้กับไฟบ้านเพื่อกรองฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เข้าไปในระบบไฟบ้าน

# Power Field Effect Transistors

## N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate TMOS

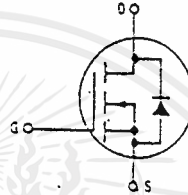
**IRFZ40**  
**IRFZ42**

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

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



TMOS POWER FETs  
 46 and 51 AMPERES  
 $r_{DS(on)} = 0.028 \text{ OHM}$   
 50 VOLTS  
 $r_{DS(on)} = 0.035 \text{ OHM}$



CASE 221A-04  
 TO-220AB

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Device		Unit
		IRFZ40	IRFZ42	
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	50	50	Vdc
Drain-Gate Voltage ( $r_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$ )	$V_{DGR}$	50	50	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	± 20		Vdc
Drain Current — Continuous ( $\theta_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_D$	51	46	Aac
		32	29	
		160	145	
Total Power Dissipation ( $\theta_C = 25^\circ\text{C}$ ) Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	125	1	Watts W/°C
		1	1	
Operating and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to 150		°C

### THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	$R_{\theta JC}$	1	°CW
	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1.8" from Case for 5 Seconds	$T_L$	300	°C

See the MTP50N05E Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for these devices.

# IRFZ40,42

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

### OFF CHARACTERISTICS

Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	V <sub>(BR)DSS</sub>	50	—	V <sub>dc</sub>
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) (V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C)	I <sub>DSS</sub>	—	0.2	mA <sub>dc</sub>
		—	1	
Gate-Body Leakage Current, Forward (V <sub>GSF</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSF</sub>	—	100	nA <sub>dc</sub>
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V <sub>GSR</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSSR</sub>	—	100	nA <sub>dc</sub>

### ON CHARACTERISTICS\*

Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	V <sub>GS(th)</sub>	2	4	V <sub>dc</sub>
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>D</sub> = 29 A <sub>dc</sub> )	r <sub>DS(on)</sub>	IRFZ40	0.028	Ω <sub>m</sub>
		IRFZ42	0.035	
On-State Drain Current (V <sub>GS</sub> = 10 V) (V <sub>DS</sub> ≥ 1.4 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>DS</sub> ≥ 1.6 V <sub>dc</sub> )	I <sub>D(on)</sub>	IRFZ40	51	A <sub>dc</sub>
		IRFZ42	45	
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> ≥ 1.4 V, I <sub>D</sub> = 29 A) (V <sub>DS</sub> ≥ 1.6 V, I <sub>D</sub> = 29 A)	g <sub>FS</sub>	IRFZ40	17	mhos
		IRFZ42	17	

### DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	3000	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	1200	
Reverse Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	400	

### SWITCHING CHARACTERISTICS\*

Turn-On Delay Time	(V <sub>DD</sub> = 25 V, I <sub>D</sub> = 29 A <sub>dc</sub> , R <sub>gen</sub> = Ohms)	t <sub>d(on)</sub>	—	25	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	50	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	70	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	25	
Total Gate Charge	(V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> )	Q <sub>g</sub>	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q <sub>gs</sub>	32 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q <sub>gd</sub>	18 (Typ)	—	

### SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS\*

Forward On-Voltage	(I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>SD</sub>	1.3 (Typ)	2.2(1)	V <sub>dc</sub>
Forward Turn-On Time		t <sub>on</sub>	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t <sub>rr</sub>	350 (Typ)	—	ns

\*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.  
(1) Add 0.3 V for IRFZ40.

CASE 221A-04  
TO-220AB

DIMENSIONS		INCHES	
1	MAX	0.442	0.0174
2	MIN	0.438	0.0173
3	MAX	0.438	0.0173
4	MIN	0.438	0.0173
5	MAX	0.438	0.0173
6	MIN	0.438	0.0173
7	MAX	0.438	0.0173
8	MIN	0.438	0.0173
9	MAX	0.438	0.0173
10	MIN	0.438	0.0173
11	MAX	0.438	0.0173
12	MIN	0.438	0.0173
13	MAX	0.438	0.0173
14	MIN	0.438	0.0173
15	MAX	0.438	0.0173
16	MIN	0.438	0.0173
17	MAX	0.438	0.0173
18	MIN	0.438	0.0173
19	MAX	0.438	0.0173
20	MIN	0.438	0.0173
21	MAX	0.438	0.0173
22	MIN	0.438	0.0173
23	MAX	0.438	0.0173
24	MIN	0.438	0.0173
25	MAX	0.438	0.0173
26	MIN	0.438	0.0173
27	MAX	0.438	0.0173
28	MIN	0.438	0.0173
29	MAX	0.438	0.0173
30	MIN	0.438	0.0173
31	MAX	0.438	0.0173
32	MIN	0.438	0.0173
33	MAX	0.438	0.0173
34	MIN	0.438	0.0173
35	MAX	0.438	0.0173
36	MIN	0.438	0.0173
37	MAX	0.438	0.0173
38	MIN	0.438	0.0173
39	MAX	0.438	0.0173
40	MIN	0.438	0.0173
41	MAX	0.438	0.0173
42	MIN	0.438	0.0173
43	MAX	0.438	0.0173
44	MIN	0.438	0.0173
45	MAX	0.438	0.0173
46	MIN	0.438	0.0173
47	MAX	0.438	0.0173
48	MIN	0.438	0.0173
49	MAX	0.438	0.0173
50	MIN	0.438	0.0173
51	MAX	0.438	0.0173
52	MIN	0.438	0.0173
53	MAX	0.438	0.0173
54	MIN	0.438	0.0173
55	MAX	0.438	0.0173
56	MIN	0.438	0.0173
57	MAX	0.438	0.0173
58	MIN	0.438	0.0173
59	MAX	0.438	0.0173
60	MIN	0.438	0.0173
61	MAX	0.438	0.0173
62	MIN	0.438	0.0173
63	MAX	0.438	0.0173
64	MIN	0.438	0.0173
65	MAX	0.438	0.0173
66	MIN	0.438	0.0173
67	MAX	0.438	0.0173
68	MIN	0.438	0.0173
69	MAX	0.438	0.0173
70	MIN	0.438	0.0173
71	MAX	0.438	0.0173
72	MIN	0.438	0.0173
73	MAX	0.438	0.0173
74	MIN	0.438	0.0173
75	MAX	0.438	0.0173
76	MIN	0.438	0.0173
77	MAX	0.438	0.0173
78	MIN	0.438	0.0173
79	MAX	0.438	0.0173
80	MIN	0.438	0.0173
81	MAX	0.438	0.0173
82	MIN	0.438	0.0173
83	MAX	0.438	0.0173
84	MIN	0.438	0.0173
85	MAX	0.438	0.0173
86	MIN	0.438	0.0173
87	MAX	0.438	0.0173
88	MIN	0.438	0.0173
89	MAX	0.438	0.0173
90	MIN	0.438	0.0173
91	MAX	0.438	0.0173
92	MIN	0.438	0.0173
93	MAX	0.438	0.0173
94	MIN	0.438	0.0173
95	MAX	0.438	0.0173
96	MIN	0.438	0.0173
97	MAX	0.438	0.0173
98	MIN	0.438	0.0173
99	MAX	0.438	0.0173
100	MIN	0.438	0.0173

NOTES:  
 1 DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M-1987  
 2 CONTROLLING DIMENSION IS IN PARENTHESES  
 3 DIMENSIONS IN SQUARE BRACKETS ARE FOR REFERENCE ONLY  
 4 LEAD SPACINGS ARE ALLOWED



National  
Semiconductor  
Corporation

## LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources

### General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is  $\pm 3\%$ . The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few dozen microamperes of current, allowing the devices to act as both a rectifier and current source in AC applications.

The sense voltage used to establish operating current in the LM134 is 64 mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature (°K). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with  $\approx -0.33\%/^{\circ}\text{C}$  temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation, LED driver, and temperature sensing. The LM134-3/

LM234-3 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  and  $\pm 6^{\circ}\text{C}$ , respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

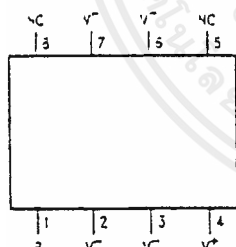
The LM134 is guaranteed over a temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $-125^{\circ}\text{C}$ , the LM234 from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $-100^{\circ}\text{C}$  and the LM334 from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $-70^{\circ}\text{C}$ . These devices are available in TO-16 hermetic, TO-92 and SO-8 plastic packages.

### Features

- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1  $\mu\text{A}$  to 10 mA
- True 2-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- $\pm 3\%$  initial accuracy

### Connection Diagrams

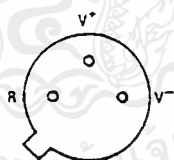
SO-8  
Surface Mount Package



TU/H/5697-24

Order Number LM334M  
See NS Package Number M08A

TO-46  
Metal Can Package

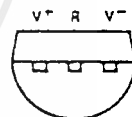


TU/H/5697-12

Bottom View

Pin 3 is electrically connected to case.  
Order Number LM134H, LM134H-3,  
LM134H-6, LM234H, LM234H-3,  
LM234H-6, or LM334H  
See NS Package Number H03H

TO-92  
Plastic Package



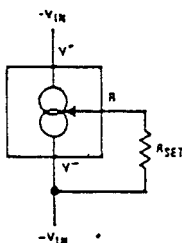
TU/H/5697-10

Bottom View

Order Number LM334Z, LM234Z-3  
or LM234Z-6  
See NS Package Number Z03A

### Typical Application

Basic 2-Terminal Current Source



TU/H/5697-1

## Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

$V^+$ to $V^-$ Forward Voltage	
LM134/LM234	40V
LM334/LM134-3/LM134-6/LM234-3/LM234-6	30V
$V^-$ to $V^-$ Reverse Voltage	20V
R Pin to $V^-$ Voltage	5V
Set Current	10 mA
Power Dissipation	400 mW

Operating Temperature Range (Note 4)	
LM134/LM134-3/LM134-6	-55°C to -125°C
LM234/LM234-3/LM234-6	-25°C to -100°C
LM334	0°C to -70°C

Soldering Information	
TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM134/LM234			LM334			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Set Current Error, $V^- = 2.5V$ , (Note 2)	$10 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$			3			6	%
	$1 mA < I_{SET} \leq 5 mA$			5			8	%
	$2 \mu A \leq I_{SET} < 10 \mu A$			8			12	%
Ratio of Set Current to $V^-$ Current	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	14	18	23	14	18	26	
	$1 mA \leq I_{SET} \leq 5 mA$		14			14		
	$2 \mu A \leq I_{SET} \leq 100 \mu A$		18	23		18	26	
Minimum Operating Voltage	$2 \mu A \leq I_{SET} \leq 100 \mu A$		0.8			0.8		V
	$100 \mu A < I_{SET} \leq 1 mA$		0.9			0.9		V
	$1 mA < I_{SET} \leq 5 mA$		1.0			1.0		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$2 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$							
	$1.5V \leq V^- \leq 5V$		0.02	0.05		0.02	0.1	%/V
	$5V \leq V^- \leq 40V$		0.01	0.03		0.01	0.05	%/V
	$1 mA < I_{SET} \leq 5 mA$							
	$1.5V \leq V^- \leq 5V$		0.03			0.03		%/V
	$5V \leq V^- \leq 40V$		0.02			0.02		%/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 3)	$25 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	0.96T	T	1.04T	0.96T	T	1.04T	
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

Note 1: Unless otherwise specified, tests are performed at  $T_j = 25^\circ C$  with pulse testing so that junction temperature does not change during test.  
 Note 2: Set current is the current flowing into the  $V^-$  pin. It is determined by the following formula:  $I_{SET} = 67.7 mV/R_{SET}$  (@  $25^\circ C$ ). Set current error is expressed as a percent deviation from this amount.  $I_{SET}$  increases at  $0.336\%/^\circ C$  @  $T_j = 25^\circ C$ .  
 Note 3:  $I_{SET}$  is directly proportional to absolute temperature (°K).  $I_{SET}$  at any temperature can be calculated from:  $I_{SET} = I_0 (T/T_0)$  where  $I_0$  is  $I_{SET}$  measured at  $T_0$  (°K).

Note 4: For elevated temperature operation,  $T_j$  max is:

LM134	150°C
LM234	125°C
LM334	100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
$\theta_{JA}$ (Junction to Ambient)	180°C/W (0.4" leads) 160°C/W (0.125" leads)	440°C/W	165°C/W
$\theta_{JC}$ (Junction to Case)	N/A	32°C/W	N/A

**BD676, BD676A**  
**BD678, BD678A**  
**BD680, BD680A**  
**BD682**

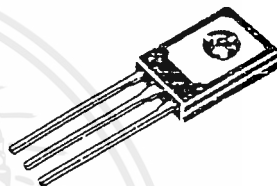
**PLASTIC MEDIUM-POWER  
 SILICON PNP DARLINGTONS**

... for use as output devices in complementary general-purpose amplifier applications.

- High DC Current Gain –  
 $h_{FE} = 750$  (Min) @  $I_C = 1.5$  and  $2.0$  Adc
- Monolithic Construction
- BD676, 675A, 678, 678A, 680, 680A, 682 are complementary with BD675, 675A, 677, 677A, 679, 679A, 681
- BD 678, 678A, 680, 680A are equivalent to MJE 700, 701, 702, 703

**4.0 AMPERE  
 DARLINGTON  
 POWER TRANSISTORS  
 PNP SILICON**

**45, 60, 80, 100 VOLTS  
 40 WATTS**



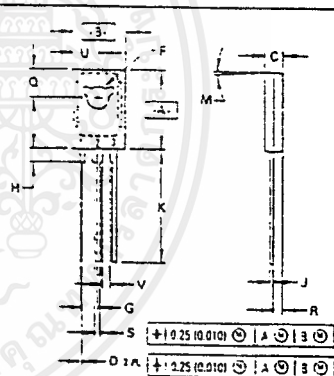
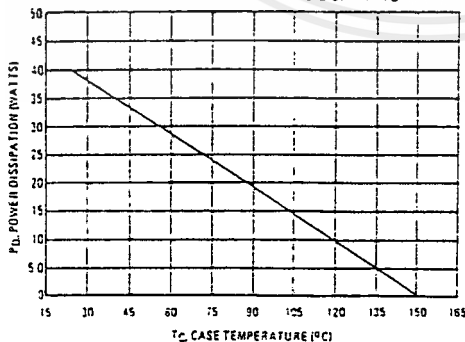
**MAXIMUM RATING**

Rating	Symbol	BD676	BD678	BD680	BD682	Unit
		BD676A	BD678A	BD680A		
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	45	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	45	60	50	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$			5.0		Vdc
Collector Current	$I_C$			4.0		A dc
Base Current	$I_B$			0.1		A dc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	$P_D$			40		Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperating Range	$T_J, T_{stg}$			-55 to +150		°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max.	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	3.13	°C/W

**FIGURE 1 - POWER TEMPERATURE DERATING**



**NOTES**

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

Dim	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.25	11.04	0.475	0.435
B	3.0	7.74	0.295	0.305
C	0.2	1.56	0.095	0.105
D	0.2	0.66	0.020	0.025
F	0.2	1.17	0.115	0.125
G	0.25	0.25	0.024	0.024
H	0.2	2.41	0.050	0.095
J	0.2	0.53	0.015	0.025
K	0.2	16.03	0.075	0.625
M	0.2	0.2	0.008	0.008
Q	0.2	4.01	0.158	0.158
R	0.2	1.29	0.045	0.045
S	0.2	0.88	0.025	0.025
U	0.2	1.93	0.115	0.155
V	0.2	0.2	0.008	0.008

STYLE 1:  
 PIN 1. EMITTER  
 2. COLLECTOR  
 3. BASE

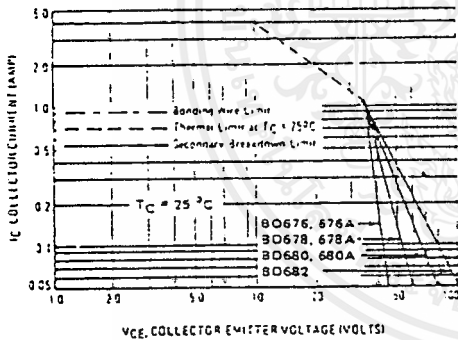
CASE 77-06  
 TO-225AA TYPE

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 50 \text{ mAdc}, I_B = 0$ )	BD676, 676A BD678, 678A BD680, 680A BD682	$BV_{CEO}$	45 60 80 100	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = \text{Half Rated } V_{CEO}, I_B = 0$ )		$I_{CEO}$	-	$\mu\text{Acd}$
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = \text{Rated } BV_{CEO}, I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = \text{Rated } BV_{CEO}, I_E = 0, T_C = 100^\circ\text{C}$ )		$I_{CBO}$	- 0.2 2.0	$\text{mAcd}$
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$ )		$I_{EBO}$	-	$\text{mAcd}$
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
DC Current Gain <sup>(1)</sup> ( $I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 2.0 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	BD675, 578, 680, 682 BD 675A, 578A, 680A	$\beta_{DC}$	750 750	-
Collector-Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 1.5 \text{ Adc}, I_B = 30 \text{ mAcd}$ ) ( $I_C = 2.0 \text{ Adc}, I_B = 40 \text{ mAcd}$ )	BD 678, 580, 682 BD 678A, 578A, 680A	$V_{CE(sat)}$	0.5 2.8	Vdc
Base-Emitter On Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 2.0 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	BD 678, 580, 682 BD 678A, 578A, 680A	$V_{BE(on)}$	- 2.5 2.5	Vdc
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, f = 10 \text{ MHz}$ )		$\beta_{fe}$	70	-

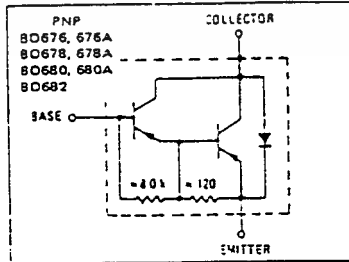
<sup>(1)</sup>Pulse Test. Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .

FIGURE 2 DC SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and secondary breakdown. Safe operating area curves indicate IC vs VCE limits of the transistor that must be observed for reliable operation, e.g., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by secondary breakdown. (See A-115)

FIGURE 3 DARLINGTON CIRCUIT SCHEMATIC





**National  
Semiconductor**

**Operational Amplifiers/Buffers**

## LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard  $-5 V_{DC}$  power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15 V_{DC}$  power supplies.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

### Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Two internally compensated op amps in a single package

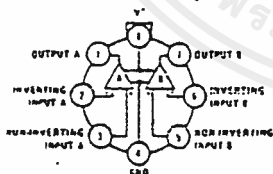
- Allows directly sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

### Features

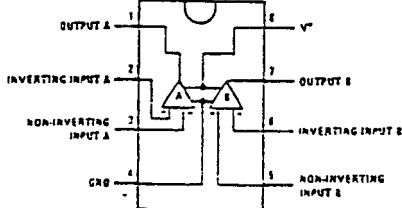
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
- Wide power supply range:
  - Single supply 3  $V_{DC}$  to 30  $V_{DC}$
  - or dual supplies  $\pm 1.5 V_{DC}$  to  $\pm 15 V_{DC}$
- Very low supply current drain (500 $\mu$ A) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at  $-5 V_{DC}$ )
- Low input biasing current (temperature compensated) 45 nA $_{DC}$
- Low input offset voltage and offset current 2 mV $_{DC}$   
5 nA $_{DC}$
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0  $V_{DC}$  to  $V^+ - 1.5 V_{DC}$

### Connection Diagrams (Top Views) Schematic Diagram (Each Amplifier)

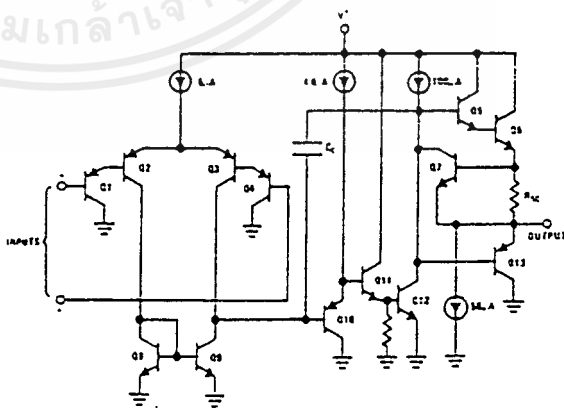
Metal Can Package



Order Number LM158AH, LM158H, LM258AH,  
LM258H, LM358AH or LM358H  
See NS Package H08C



Order Number LM358AN, LM358N or LM2904N  
See NS Package N08B



# Absolute Maximum Ratings

LM158/LM258A/MJ58  
 LM158A/LM258A/LM358A  
 LM2904

Supply Voltage,  $V^+$   
 Differential Input Voltage  
 Input Voltage  
 Power Dissipation (Note 1)  
 Modified DIP (LM358N)  
 Metal Can (LM158B/LM258B/LM358B)  
 Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)  
 $V^+ \leq 15$  VDC and  $T_A = 25^\circ\text{C}$   
 Input Current ( $V_{IN} < -0.3$  VDC) (Note 3)  
 Operating Temperature Range  
 LM358  
 LM258  
 LM158  
 Storage Temperature Range  
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)

26 VDC or  $\pm 13$  VDC  
 26 VDC  
 0.3 VDC to 126 VDC  
 570 mW  
 Continuous  
 50 mA  
 $-40^\circ\text{C}$  to  $+105^\circ\text{C}$   
 $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$   
 $-55^\circ\text{C}$  to  $+105^\circ\text{C}$   
 $-65^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$   
 $-65^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$   
 $+100^\circ\text{C}$

# Electrical Characteristics ( $V^+ = 15.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	LM158A			LM258A			LM358A			LM158/LM258			LM2904			UNITS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C (Note 5)															
Input Bias Current	$ I_{IN1} $ or $ I_{IN2} $ , TA = 25°C, (Noise 6)															
Input Offset Current	$ I_{IN1}  -  I_{IN2} $ , TA = 25°C															
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ - 30$ VDC, TA = 25°C (Note 7)															
Supply Current	RL = ∞, VCC = 30V (LM2904 VCC = 28V) RL = ∞, On, All Op Amps Over Full Temperature Range															
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For Large VO Swing) RL ≥ 2 kΩ, TA = 25°C															
Output Voltage Swing	RL = 2 kΩ, TA = 25°C (LM2904 RL ≥ 10 kΩ)															
Common-Mode Rejection Ratio	DC, TA = 25°C															
Power Supply Rejection Ratio	DC, TA = 25°C															
Amplifier-to-Amplifier Coupling	f = 1 kHz to 20 kHz, TA = 25°C (Input Referred), (Noise 8)															
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, TA = 25°C															

LM158/LM258/LM358, LM158A/  
 LM258A/LM358A, LM2904

LM158/LM258/LM358, LM158A/  
LM258A/LM358A, LM2904

Electrical Characteristics (Continued) ( $V^+ = +5.0 \text{ VDC}$ , Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM158A		LM258A		LM358A		LM158/LM218		LM358		LM2904		UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Sink	$V_{IH}^+ = 1 \text{ VDC}$ , $V_{IH}^- = 0 \text{ VDC}$ , $V^+ = 15 \text{ VDC}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
		12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	$\mu\text{ADC}$
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , (Note 2)	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	mADC
Input Offset Voltage	(Note 6)	4		4		4		4		4		4		mVDC
Input Offset Voltage	$R_g = 0\Omega$	7	15	7	15	7	20	7		7		7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Drift	$I_{IN(1)} = I_{IN(2)}$													$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN(1)}$ or $I_{IN(2)}$	30		30		30		30		30		30		nADC
Input Offset Current	$V^+ = 30 \text{ VDC}$ , (Note 7)	10	200	10	200	10	300	10		10		10		$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$
Drift		40	100	40	100	40	200	40		40		40		nADC
Input Bias Current	$V^+ = 15 \text{ VDC}$ (For Large $V_O$ Swing)	25		25		25		25		25		25		$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	26		26		26		26		26		26		VDC
Output Voltage Swing	$V^+ = +30 \text{ VDC}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	VDC
$V_{OH}$	$V^+ = 6 \text{ VDC}$ , $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	mVDC
$V_{OL}$		10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mVDC
Output Current Source	$V_{IH}^+ = +1 \text{ VDC}$ , $V_{IH}^- = 0 \text{ VDC}$ , $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
Sink	$V_{IH}^+ = +1 \text{ VDC}$ , $V_{IH}^- = 0 \text{ VDC}$ , $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	15	10	15	10	15	10	15	10	15	10	15	mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)	32		32		32		32		32		32		VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a  $175^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $175^\circ\text{C}/\text{W}$  which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a  $150^\circ\text{C}$  maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to operate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to  $V^+$  can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately  $40 \text{ mA}$ . Independent of the magnitude of  $V^+$ , at values of supply voltage in excess of  $15 \text{ VDC}$ , continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode currents. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op-amp to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output status will reestablish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than  $-0.3 \text{ VDC}$  (at  $25^\circ\text{C}$ ).

Note 4: These specifications apply for  $V^+ = +5 \text{ VDC}$  and  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , unless otherwise stated. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , the LM358/LM358A temperature specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ , and the LM2904 specifications are limited to  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ .

Note 5:  $V_O$  is  $1.4 \text{ VDC}$ ,  $R_g = 0\Omega$  with  $V^+$  from  $5 \text{ VDC}$  to  $30 \text{ VDC}$ ; and over the full input common-mode range (0 VDC to  $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$ ).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than  $0.3 \text{ V}$  (at  $25^\circ\text{C}$ ). The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5 \text{ V}$ , but either or both inputs can go to  $+3 \text{ VDC}$  without damage ( $120 \text{ VDC}$  for LM2904).

Note 8: Due to the proximity of external components, ensure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increase at higher temperatures.



LM1524/LM2524/LM3524  
Regulating Pulse Width Modulator

General Description

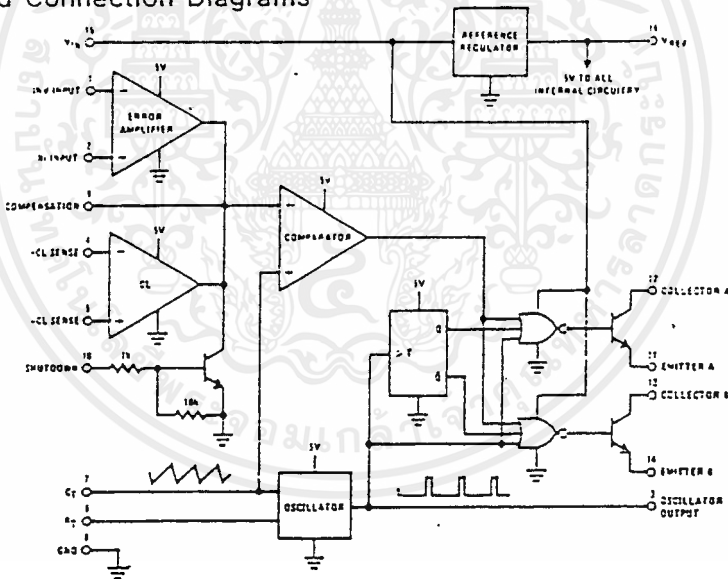
The LM1524 series of regulating pulse width modulators contains all of the control circuitry necessary to implement switching regulators of either polarity, transformer coupled DC to DC converters, transformerless polarity converters and voltage doublers, as well as other power control applications. This device includes a 5V voltage regulator capable of supplying up to 50 mA to external circuitry, a control amplifier, an oscillator, a pulse width modulator, a phase splitting flip-flop, dual alternating output switch transistors, and current limiting and shutdown circuitry. Both the regulator output transistor and each output switch are internally current limited and, to limit junction temperature, an internal thermal shutdown circuit is employed. The LM1524 is rated for operation from  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $-125^{\circ}\text{C}$  and is packaged in a hermetic 16-lead DIP (J). The LM2524 and LM3524 are rated for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$  and are

packaged in either a hermetic 16-lead DIP (J) or a 16-lead molded DIP (N).

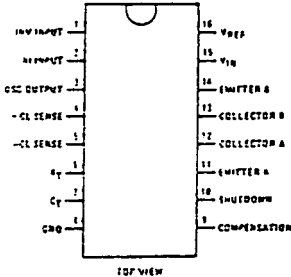
Features

- Complete PWM power control circuitry
- Frequency adjustable to greater than 100 kHz
- 2% frequency stability with temperature
- Total quiescent current less than 10 mA
- Dual alternating output switches for both push-pull or single-ended applications
- Current limit amplifier provides external component protection
- On-chip protection against excessive junction temperature and output current
- 5V, 50 mA linear regulator output available to user

Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



Order Number LM1524J, LM2524J  
or LM3524J  
See NS Package J16A

Order Number LM2524N  
or LM3524N  
See NS Package N16A

### Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	40V	Maximum Junction Temperature	150°C
Reference Voltage, Forced	6V	(J Package)	125°C
Reference Output Current	50 mA	(N Package)	125°C
Output Current (Each Output)	100 mA	Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Oscillator Charging Current (Pin 6 or 7)	5 mA	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Internal Power Dissipation (Note 1)	1W		
Operating Temperature Range			
LM1524	-55°C to +125°C		
LM2524/LM3524	0°C to +70°C		

### Electrical Characteristics

Unless otherwise stated, these specifications apply for  $T_A = -55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  for the LM1524 and  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  for the LM2524 and LM3524.  $V_{IN} = 20\text{V}$ , and  $f = 20\text{ kHz}$ . Typical values other than temperature coefficients, are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

PARAMETER	CONDITIONS	LM1524/ LM2524			LM3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>Reference Section</b>								
Output Voltage		4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8-40\text{V}$		10	20		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0-20\text{ mA}$		20	50		20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}, T_A = 25^\circ\text{C}$		66			66		dB
Short-Circuit Output Current	$V_{REF} = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$		100			100		mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range		0.3	1		0.3	1	%
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C}$		20			20		mV/yr
<b>Oscillator Section</b>								
Maximum Frequency	$C_T = 0.001\ \mu\text{F}, R_T = 2\text{ k}\Omega$		350			350		kHz
Initial Accuracy	$R_T$ and $C_T$ constant		5			5		%
Frequency Change with Voltage	$V_{IN} = 8-40\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$			1			1	%
Frequency Change with Temperature	Over Operating Temperature Range			2			2	%
Output Amplitude (Pin 3)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.5			3.5		V
Output Pulse Width (Pin 3)	$C_T = 0.01\ \mu\text{F}, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.5			0.5		$\mu\text{s}$
<b>Error Amplifier Section</b>								
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5\text{V}$		0.5	5		2	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5\text{V}$		2	10		2	10	$\mu\text{A}$
Open Loop Voltage Gain		72	80		60	80		dB
Common-Mode Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.8		3.4	1.8		3.4	V
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$		70			70		dB
Small Signal Bandwidth	$A_V = 0\text{ dB}, T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3		MHz
Output Voltage Swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5		3.8	0.5		3.8	V
<b>Comparator Section</b>								
Maximum Duty Cycle	% Each Output ON	45			45			%
Input Threshold (Pin 9)	Zero Duty Cycle		1			1		V
Input Threshold (Pin 9)	Maximum Duty Cycle		3.5			3.5		V
Input Bias Current			-1			-1		$\mu\text{A}$
<b>Current Limiting Section</b>								
Sense Voltage	$V(\text{Pin } 2) - V(\text{Pin } 11) \geq 50\text{ mV},$ $\text{Pin } 9 = 2\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$	190	200	210	180	200	220	mV
Sense Voltage T.C.			0.2			0.2		mV/°C
Common-Mode Voltage		-0.7		1	-0.7		1	V
<b>Output Section (Each Output)</b>								
Collector-Emitter Voltage		40			40			V
Collector Leakage Current	$V_{CE} = 40\text{V}$		0.1	50		0.1	50	$\mu\text{A}$
Saturation Voltage	$I_C = 50\text{ mA}$		1	2		1	2	V
Emitter Output Voltage	$V_{IN} = 20\text{V}, I_E = -250\ \mu\text{A}$	17	18		17	18		V
Rise Time (10% to 90%)	$R_C = 2\text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2			0.2		$\mu\text{s}$
Fall Time (90% to 10%)	$R_C = 2\text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.1			0.1		$\mu\text{s}$
Total Standby Current	$V_{IN} = 40\text{V},$ Pins 1, 4, 7, 8, 11 and 14 are grounded, Pin 2 = 2V, All Other Inputs and Outputs Open		5	10		5	10	mA

Note 1: For operation at elevated temperatures, devices in the J package must be derated based on a thermal resistance of  $100^\circ\text{C/W}$ , junction to ambient, and devices in the N package must be derated based on a thermal resistance of  $150^\circ\text{C/W}$  junction to ambient.



**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 520



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 548



D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751B

**MAXIMUM RATINGS\* (Voltages referenced to  $V_{SS}$ )**

Rating	Symbol	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	$i_{out}$	-45	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: -7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

**ORDERING INFORMATION**

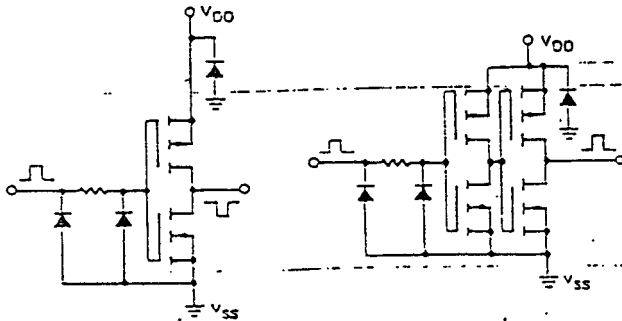
MC14XXECP Plastic  
MC14XXBCL Ceramic  
MC14XXE0 SOIC

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

**CIRCUIT SCHEMATIC  
(1/6 OF CIRCUIT SHOWN)**

MC14049UB

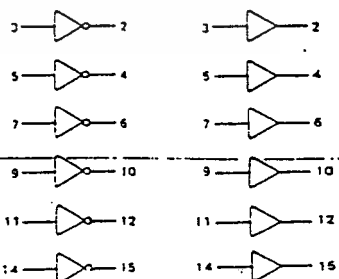
MC14050B



**LOGIC DIAGRAMS**

MC14049UB

MC14050B



NC = Pin 13, 16  
 $V_{SS}$  = Pin 8  
 $V_{DD}$  = Pin 1

NC = Pin 13, 16  
 $V_{SS}$  = Pin 8  
 $V_{DD}$  = Pin 1

## MC14049UB•MC14050B

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

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>dC</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	3.05	—	0.05	V <sub>dC</sub>
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
15		—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub> "1" Level	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V <sub>dC</sub>
		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>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 9.0 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 13.5 V <sub>dC</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	V <sub>dC</sub>
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0	
15		—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5		
(V <sub>O</sub> = 0.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.0 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.5 V <sub>dC</sub> ) "1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	V <sub>dC</sub>
		10	8.0	—	8.0	5.50	—	3.0	—	
15		12.5	—	12.5	3.25	—	12.5	—		
Input Voltage MC14050B "0" Level (V <sub>O</sub> = 0.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.0 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.5 V <sub>dC</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V <sub>dC</sub>
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
15		—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
(V <sub>O</sub> = 4.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 9.0 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>O</sub> = 13.5 V <sub>dC</sub> ) "1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V <sub>dC</sub>
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
15		11	—	11	8.25	—	11	—		
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>dC</sub> ) Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.5	—	-0.9	—	mA <sub>dC</sub>
		10	-1.6	—	-1.3	-2.5	—	-0.9	—	
15		-4.7	—	-3.75	-10	—	-2.7	—		
(V <sub>OL</sub> = 0.4 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OL</sub> = 0.5 V <sub>dC</sub> ) (V <sub>OL</sub> = 1.5 V <sub>dC</sub> ) Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.2	—	mA <sub>dC</sub>
		10	10	—	8.0	16	—	5.5	—	
		15	30	—	24	40	—	17	—	
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.0001	±0.1	—	±10	μA <sub>dC</sub>
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA <sub>dC</sub>
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60	
		15	—	4.0	—	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> = (1.9 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μA <sub>dC</sub>
		10	I <sub>T</sub> = (3.5 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (5.3 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

\*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.

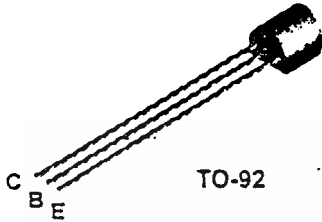
†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V_{ik}$$

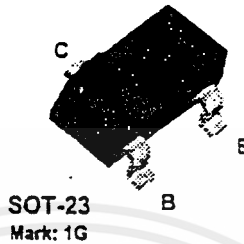
where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts.  
f in kHz is input frequency, and k = 0.002.



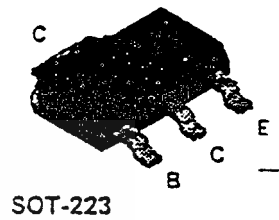
## MPSA06



## MMBTA06



## PZTA06



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for general purpose amplifier applications at collector currents to 300 mA. Sourced from Process 33.

#### Absolute Maximum Ratings\* TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CE0}$	Collector-Emitter Voltage	50	V
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage	80	V
$V_{EB0}$	Emitter-Base Voltage	4.0	V
$I_C$	Collector Current - Continuous	500	mA
$T_j, T_{stg}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Thermal Characteristics TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Uni
		MPSA06	*MMBTA06	**PZTA06	
$P_D$	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate above 25°C	5.0	2.8	8.0	mW/°C
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	°C/W

\* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

\*\* Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm<sup>2</sup>.

Electrical Characteristics

T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

MPSA06 / MMbTA06 / PZTA06

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

OFF CHARACTERISTICS

V <sub>IBRCEO</sub>	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	I <sub>C</sub> = 1.0 mA, I <sub>B</sub> = 0	80		V
V <sub>IBRESO</sub>	Emitter-Base Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 100 μA, I <sub>C</sub> = 0	4.0		V
I <sub>CEO</sub>	Collector-Cutoff Current	V <sub>CE</sub> = 60 V, I <sub>B</sub> = 0		0.1	μA
I <sub>CBO</sub>	Collector-Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 80 V, I <sub>E</sub> = 0		0.1	μA

ON CHARACTERISTICS

h <sub>FE</sub>	DC Current Gain	I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 1.0 V I <sub>C</sub> = 100 mA, V <sub>CE</sub> = 1.0 V	100 100		
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 100 mA, I <sub>B</sub> = 10 mA		0.25	V
V <sub>BE(on)</sub>	Base-Emitter On Voltage	I <sub>C</sub> = 100 mA, V <sub>CE</sub> = 1.0 V		1.2	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f <sub>T</sub>	Current Gain - Bandwidth Product	I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 2.0 V, f = 100 MHz	100		MHz
----------------	----------------------------------	-----------------------------------------------------------------	-----	--	-----

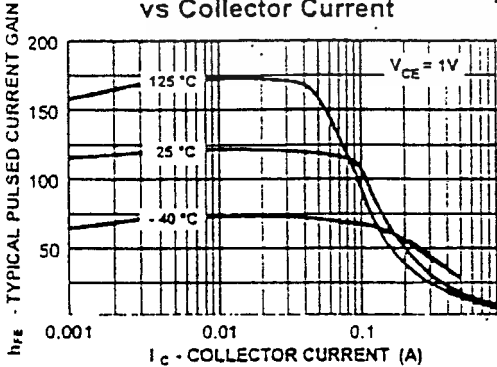
\* Pulse Test: Pulse Width < 300 μs Duty Cycle < 2.0%

Spice Model

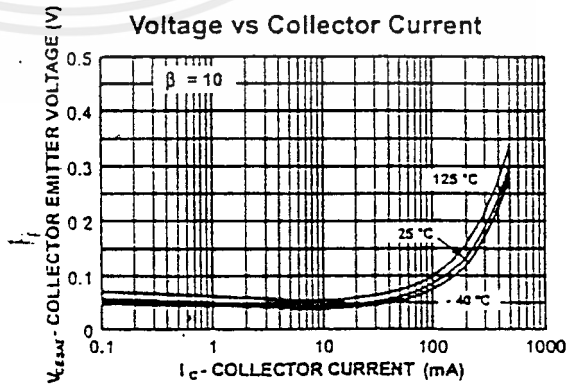
NPN (Is=8.324f Xti=3 Eg=1.1 Vaf=100 Bf=12.16K Ne=1.368 Ise=73.27f Ikf=.1096 Xtb=1.5 Br=11.1 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=.25 Cjc=18.36o Mjc=.3843 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=55.61p Mje=.3834 Vje=.75 Tr=72.15n Tf=516.1p Itf=.5 Vtf=4 Xlf=6 Rb=10)

DC Typical Characteristics

Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



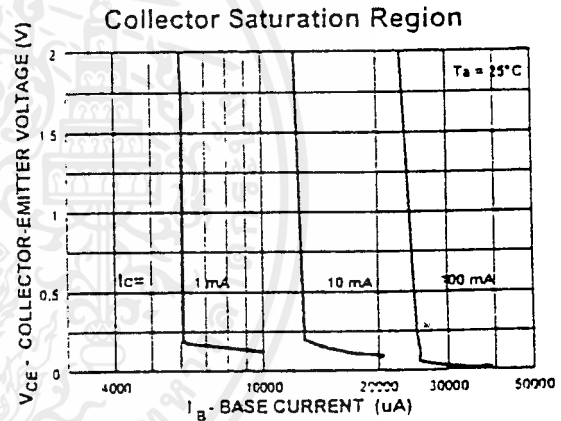
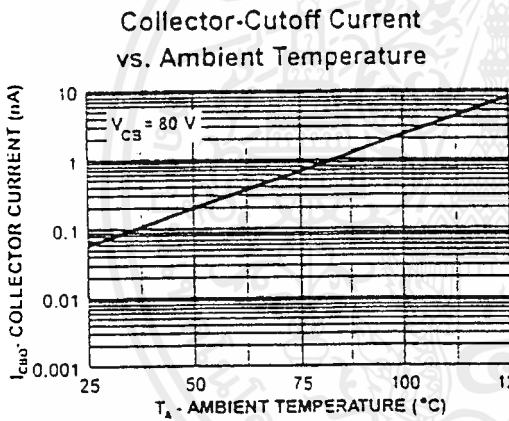
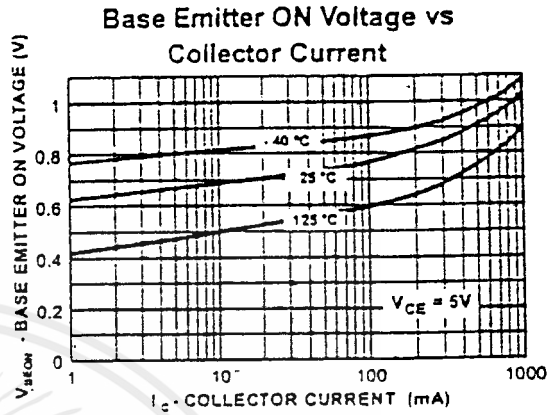
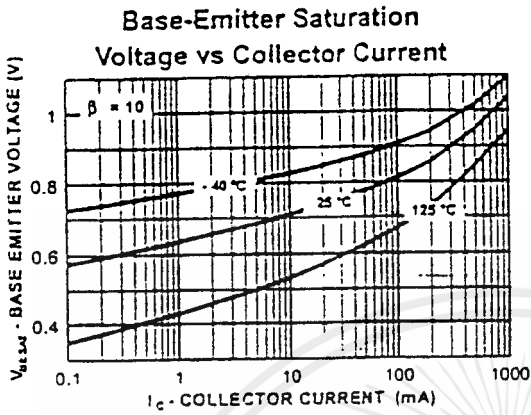
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



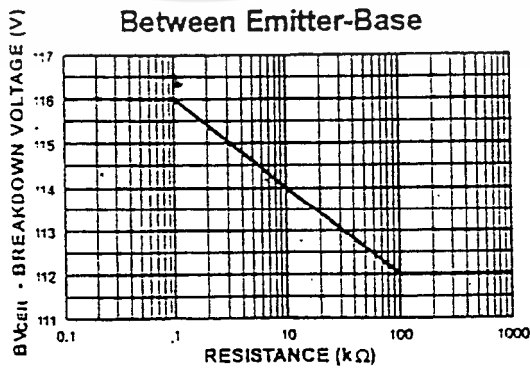
# NPN General Purpose Amplifier

(continued)

## DC Typical Characteristics (continued)

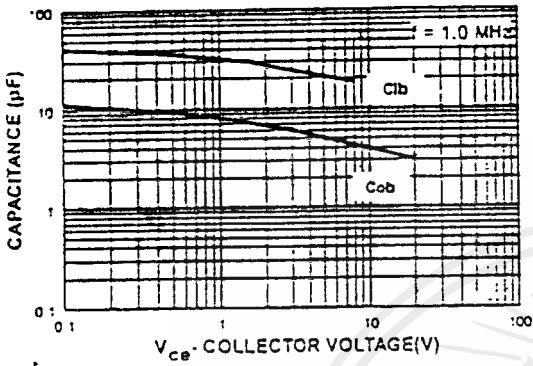


### Collector-Emitter Breakdown Voltage with Resistance Between Emitter-Base

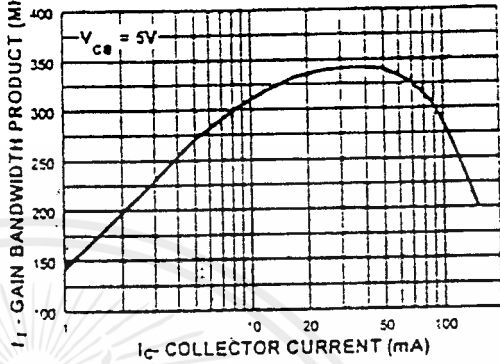


AC Typical Characteristics

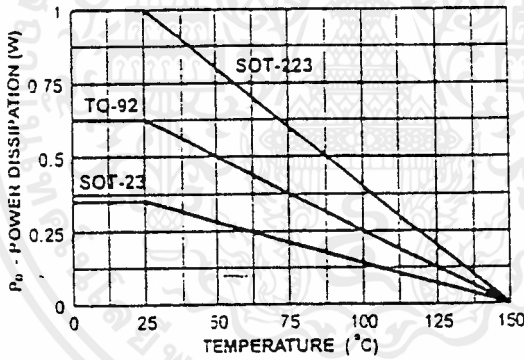
Input and Output Capacitance vs Reverse Voltage

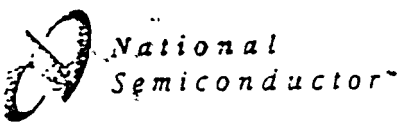


Gain Bandwidth Product vs Collector Current



POWER DISSIPATION vs AMBIENT TEMPERATURE

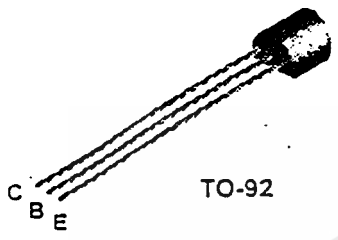




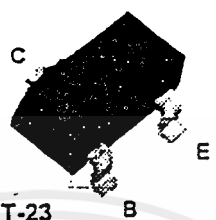
## MPSA56

## MMBTA56

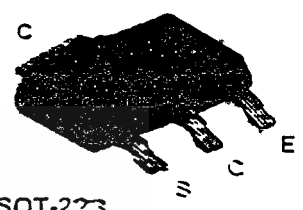
## PZTA56



TO-92



SOT-23  
Mark: 2G



SOT-223

# PNP General Purpose Amplifier

This device is designed for general purpose amplifier applications at collector currents to 300 mA. Sourced from Process 73.

### Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEs</sub>	Collector-Emitter Voltage	80	V
V <sub>CS0</sub>	Collector-Base Voltage	80	V
V <sub>ES0</sub>	Emitter-Base Voltage	4.0	V
I <sub>c</sub>	Collector Current - Continuous	500	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factors should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations

### Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Units
		MPSA56	**MMBTA56	**PZTA56	
P <sub>0</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625	350	1,000	mW
		5.0	2.8	8.0	
R <sub>θJC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			°C/W
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	°C/W

\* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

\*\* Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm<sup>2</sup>.

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{BRICEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	80		V
$V_{BRICBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_E = 0$	80		V
$V_{BE1E50}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 0$	4.0		V
$I_{CEO}$	Collector-Cutoff Current	$V_{CE} = 60 \text{ V}, I_B = 0$		0.1	$\mu\text{A}$
$I_{CBO}$	Collector-Cutoff Current	$V_{CB} = 80 \text{ V}, I_E = 0$		0.1	$\mu\text{A}$

ON CHARACTERISTICS

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ $I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	100		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 10 \text{ mA}$		0.25	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$		1.2	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	50		MHz
-------	----------------------------------	--------------------------------------------------------------------------	----	--	-----

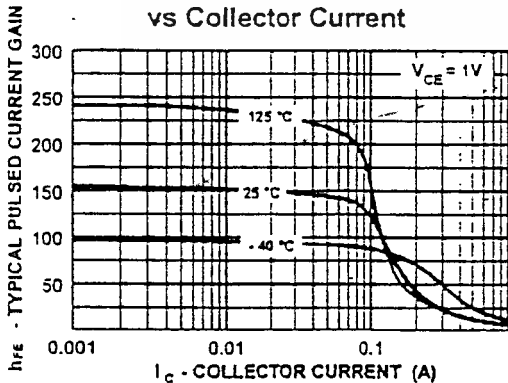
\*Pulse Test: Pulse Width < 300  $\mu\text{s}$  Duty Cycle < 2.0%

Spice Model

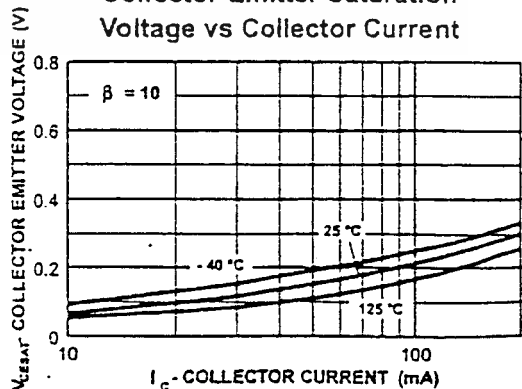
PNP (Is=12.27p Xti=3 Eg=.11 Vaf=100 Bf=31.63 Ne=1.531 Ise=12.27p Ikf=1.009 Xtb=1.5 Br=1.287 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=.6 Cjc=48.28p Mjc=.5615 Vc=.75 Fc=.5 Cje=106.7p Mje=.5168 Vje=.75 Tr=496.3n Tf=865.8p Itf=.2 Vtf=2 Xtf=.8 Rb=10)

DC Typical Characteristics

Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



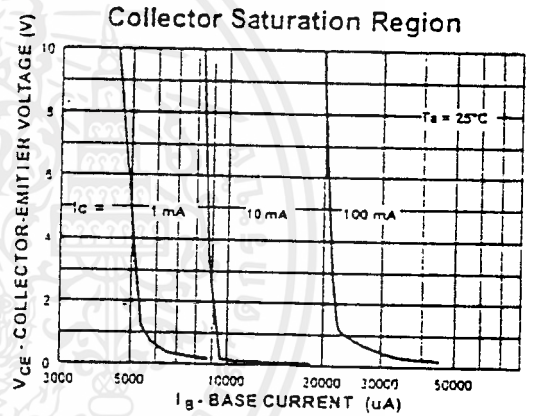
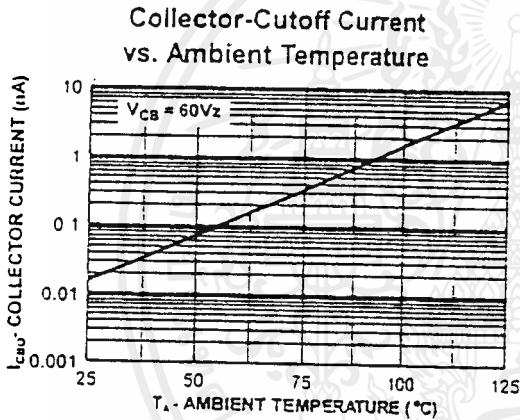
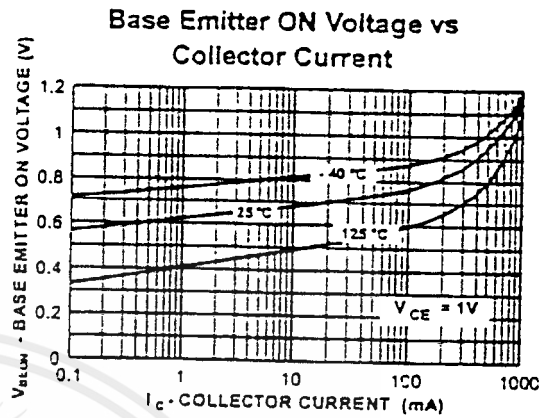
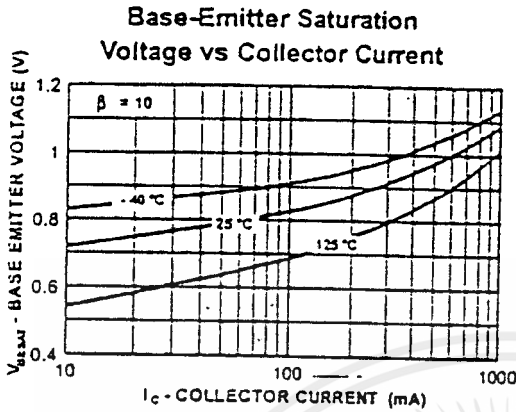
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



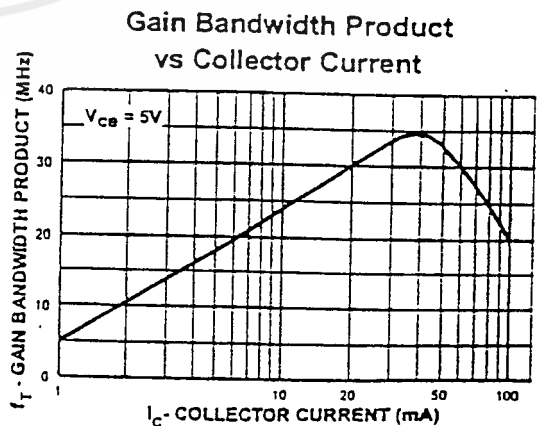
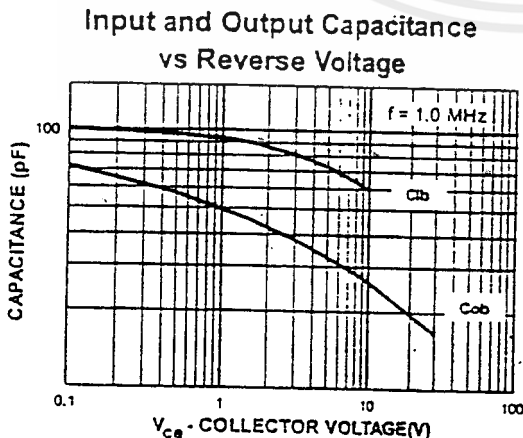
# PNP General Purpose Amplifier

(continued)

## DC Typical Characteristics (continued)

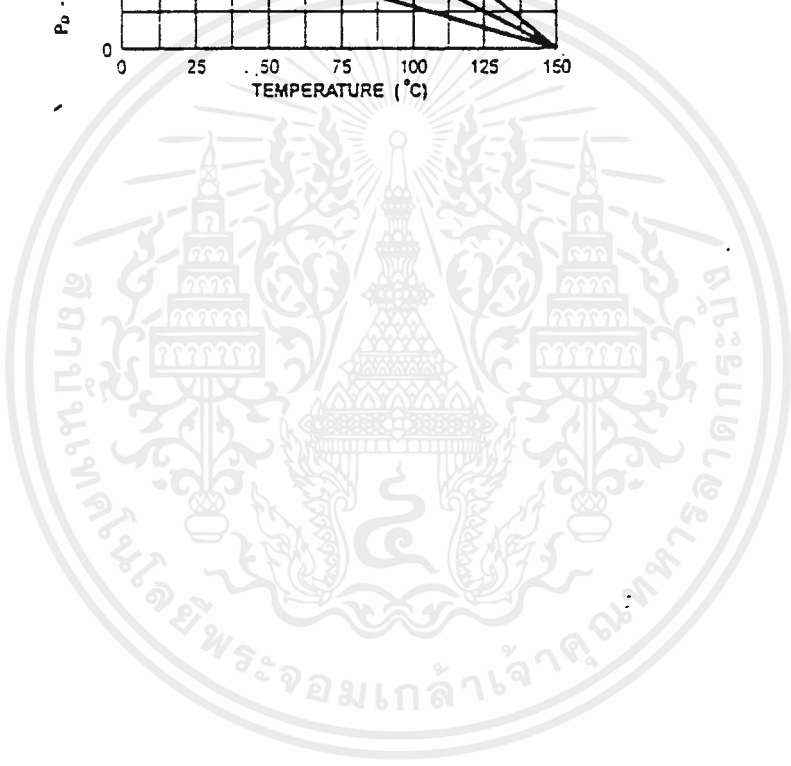
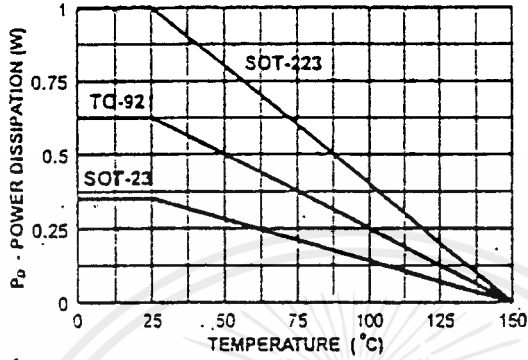


## AC Typical Characteristics



AC Typical Characteristics (continued)

POWER DISSIPATION vs  
AMBIENT TEMPERATURE



# FERRITE MATERIALS

## Material characteristics

Material	Symbol	Unit	H 56 Z	H 55 Z	H 54 Z	H 53 Z	H 52 A	H 52 B	H 52 Z	H 51 A	H 51 Z
Initial permeability	$\mu$ iac		11 $\pm 20\%$	17 $\pm 20\%$	50 $\pm 20\%$	130 $\pm 20\%$	250 $\pm 20\%$	800 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 15\%$
Relative loss factor	$\frac{\tan \delta}{\mu}$	$\times 10^{-4}$	< 200 40MHz < 250 100MHz	< 160 40MHz < 220 100MHz	< 60 5 MHz < 80 10MHz	< 30 1 MHz < 120 10MHz	< 25 1 MHz < 60 5 MHz	< 20 0.5MHz < 40 1 MHz	< 5 0.1MHz < 12 0.5MHz	< 3 0.1MHz < 8 0.5MHz	< 1.5 0.1MHz < 4 0.5MHz
Temperature factor -30~20 °C 20~55 °C 20~70 °C	$\alpha_{\mu r}$	$\times 10^{-4}$			4~20	3~10 3~10	0~5	0~2	1.5~7 1.5~7	0.2~2	0.3~2 0.2~1
Saturation flux density	$B_s$	Gauss	2000	2100	2500	2900	3300	3900	3800	4650	4650
		mT	200	210	250	290	330	390	380	465	465
Residual flux density	$B_r$	Gauss	1100	1200	1300	1600	2200	1700	1600	1500	1500
		mT	110	120	130	160	220	170	160	150	150
Coercive force	$H_c$	Oe	12	10	8.0	3.0	2.0	0.7	0.5	0.5	0.5
		A/m	960	800	640	240	160	55	40	40	40
Hysteresis material constant	$\eta_B$	$\frac{\times 10^{-6}}{mT}$						< 1.8 10kHz	< 0.5 10kHz	< 0.6 100kHz	< 0.4 100kHz
Disaccommodation factor	DF	$\times 10^{-4}$	< 50	< 50	< 30	< 20	< 10	< 20	< 10	< 6	< 4
Curie temperature	$T_c$	°C	> 450	> 450	> 400	> 350	> 300	> 250	> 230	> 200	> 200
Resistivity	$\rho$	$\Omega\text{-cm}$	$10^6$	$10^6$	$10^6$	$10^6$	$10^6$	500	500	500	500
Density	d	g/cm <sup>3</sup>	4.3	4.3	4.5	4.5	4.4	4.6	4.7	4.7	4.7

- Note : 1) The values were obtained with toroidal cores (FR 25  $\phi$  7/5  $\phi$  /5).  
 2) The values were obtained at  $23 \pm 2$  °C unless otherwise specified.  
 3) Initial permeability were measured at 10 kHz, 0.8 A/m.

H 21 B	H 22 Z	H 23 B	H 24 B	H 24 A	H 24 Z	H 25 Z	H 28 B	H 49 N	H 49 B	H 45	H 63	H 63 B	H 45 A	H 63 A
2000 ±20%	2000 ±20%	3500 ±20%	4000 ±20%	5000 ±20%	7000 ±25%	12000 ±30%	3500 ±20%	1600 ±20%	1700 ±20%	2500 ±20%	2500 ±20%	2000 ±20%	2400 ±20%	1250 ±20%
< 3.5 100kHz	< 2.5 100kHz	< 3.0 10kHz	< 15 100kHz	< 40 100kHz	< 7 10kHz	< 8 10kHz	< 50 100kHz	< 5 100kHz	< 8 100kHz	< 4 100kHz	< 4 100kHz	< 5 100kHz	< 5 100kHz	< 3 100kHz
0.5~2 0.5~2	0.4~1.2 0.4~1.2	0~2.0 0~2.0	0~1.5 0~1.5	-0.5~2 -0.5~2	0~2.0 0~2.0	0~1.5	-3~3							
4100	4200	4000	4400	4500	4000	4000	4700	5000	5300	4700	5200	5000	4800	4700
410	420	400	440	450	400	400	470	500	530	470	520	500	480	470
1100	800	900	1500	1500	900	950	1000	1500	1800	1000	1200	1500	1200	3100
110	80	90	150	150	90	95	100	150	180	100	120	150	120	310
0.20	0.15	0.30	0.13	0.13	0.13	0.05	0.20	0.16	0.20	0.16	0.16	0.16	0.16	0.25
24.0	12.0	24.0	10.4	10.4	10.4	4.0	16.0	12.8	16.0	12.8	12.8	12.8	12.8	20.0
< 0.4 10kHz	< 0.4 10kHz	< 1.0 10kHz	< 1.0 10kHz	< 1.0 10kHz	< 1.0 10kHz	< 1.0 10kHz	< 0.8 100kHz							
< 3.0	< 2.0	< 3.0	< 3.0	< 3.0	< 3.0	< 2.0	< 3.0							
> 160	> 170	> 125	> 145	> 145	> 125	> 125	> 200	> 230	> 230	> 200	> 230	> 200	> 200	> 270
400	500	20	20	10	3	3	100	100	1000	100	100	100	100	1000
4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.9	4.9	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Terms and definitions

## 1. Permeability

### 1-1. Initial permeability, $\mu_i$

This is the limit value of B/H where H is indefinitely close to zero ( $H \rightarrow 0$ ) at the virgin magnetization curve of a ferromagnetic substance, and is derived by the following equation:

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

Where  $\mu_0$ : permeability in vacuum

H: AC magnetic field strength

B: AC magnetic flux density

(Note) The essential permeability of a core material is measured using a toroidal core wound with a coil, and is represented by the following equation:

$$\mu_e = \frac{L - L_0}{4\pi N^2 A_e} \cdot 10^7$$

Where L: self-inductance of core including coil (mH)

$L_0$ : self-inductance of coil (mH)

N: number of turns

$A_e$ : average cross-sectional area of toroidal core ( $\text{mm}^2$ )

$l_e$ : average magnetic path length of toroidal core (mm)

### 1-2. Effective permeability, $\mu_e$

This is usually defined as the permeability of a core forming a closed circuit where leakage flux is negligibly small.

$$\mu_e = \frac{L}{4\pi N^2} \frac{l_e}{A_e} \cdot 10^7$$

Where L: self-inductance of core with coil (mH)

N: number of turns

$\frac{l_e}{A_e} = C_1 = \text{core factor } (\text{mm}^{-1})$

### 1-3. Apparent effective permeability, $\mu_{app}$

This is generally a ratio of two inductances in a closed circuit:

$$\mu_{app} = \frac{L}{L_0}$$

Where L: self-inductance of coil including core

$L_0$ : self-inductance of coil not including core

## Magnetization curves

### 2-1. Saturation magnetic flux density, $B_s$

When the strength of a DC magnetic field H is intensified around a completely demagnetized magnetic core, the magnetic flux density B

increases from the initial point "O"

as shown in the figure on the right.

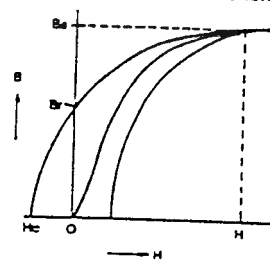
This is called an initial magnetization curve. The magnetic flux density eventually reaches its upper

limit, called the saturation

magnetic flux density  $B_s$ , where

the value of B is defined as  $B_{10}$

when  $H = 10 \text{ Oe}$ .



## 2-2. Residual magnetic flux density, $B_r$

This is the amount of residual magnetic flux density retained by the core after the DC magnetic field is weakened and finally removed to the level of  $H = 0$ .

## 2-3. Coercivity, $H_c$

This is the strength of the magnetic field whereby the residual flux density becomes zero under the intensification, in the opposite direction, of the DC magnetic field.

## 3. Loss

### 3-1. Loss factor $\tan \delta$

The core loss factors of three different types of losses: hysteresis loss, eddy-current loss and residual loss.

$$\tan \delta = \tan \delta_h + \tan \delta_e + \tan \delta_r$$
$$= h_1 \sqrt{\frac{L}{V}} + e_1 \cdot f + r_1$$

The loss coefficient  $\tan \delta$  can be also represented by the ratio of resistance to reactance as follows:

$$\tan \delta = \frac{R_m}{\omega L} = \frac{R_{eff} - R_w}{\omega L}$$

Where

$\tan \delta_h$ : hysteresis loss coefficient

$\tan \delta_e$ : eddy-current loss coefficient

$\tan \delta_r$ : residual loss coefficient

$L$ : self inductance of core with coil (mH)

$V$ : core volume (mm<sup>3</sup>)

$i$ : current (A)

$h_1$ : hysteresis loss coefficient

$e_1$ : eddy-current loss coefficient

$r_1$ : residual loss coefficient

$f$ : frequency (Hz)

$R_m$ : resistance of magnetic core ( $\Omega$ )

$R_{eff}$ : resistance of core and coil ( $\Omega$ )

$R_w$ : resistance of coil ( $\Omega$ )

$\omega$ : angular velocity (rad/sec.)

(Note)  $h_1$  is expressed as follows:

$$h_1 = \frac{1}{\omega L} \cdot \sqrt{\frac{V}{L}} \cdot \frac{R_2 - R_1}{i_2 - i_1}$$

Where  $R_1$  = resistance for current  $i_1$

$R_2$  = resistance for current  $i_2$

# Losses and definitions

## 3-2. Relative loss factor $\tan\delta/\mu_i$

This is the amount of loss per unit permeability and is expressed as follows:

$\tan\delta/\mu_i$  (for magnetic materials)

$\tan\delta/\mu_0$  (where gaps are added to the magnetic circuit)

## 3-3. Relative hysteresis loss coefficient, $h_{10}$ (h-one-zero)

This is the value of  $h_i$  when  $\mu_i=1000$  and is used for comparing different materials. It is expressed as:

$$h_{10} = h_i \cdot \left(\frac{1000}{\mu_i}\right)^2$$

(Note) The relationship between  $h_{10}$  and  $\eta_h$  is represented as follows:

$$h_{10} = 50.1 \eta_h \times 10^3$$

## 3-4. Quality factor, Q

This is the reciprocal of the loss coefficient and is given by:

$$Q = \frac{1}{\tan\delta} = \frac{\omega L}{R_m}$$

(Note) The Q for the coil with the core is expressed as follows:

$$Q_c = \frac{\omega L}{R_{eff}}$$

Temperature characteristics

## 4-1. Temperature coefficient, $\alpha_\mu$

This is the fractional difference of permeability per 1°C in a temperature range of from  $T_1$  to  $T_2$ .

$$\alpha_\mu = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1}$$

Where  $\mu_1$ : permeability at temperature  $T_1$

$\mu_2$ : permeability at temperature  $T_2$

## 4-2. Relative temperature coefficient, $\alpha_{\mu r}$

This is the temperature coefficient per unit permeability and is represented by:

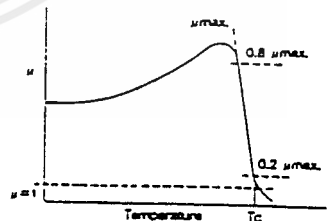
$$\alpha_{\mu r} = \frac{\alpha_\mu}{\mu_i}$$

Thus, the temperature coefficient of an actual core is obtained as follows:

$$\alpha_\mu = \alpha_{\mu r} \times \mu_0$$

## 4-3. Curie point, $T_c$

As shown by the typical temperature characteristic of permeability in the figure on the right, the Curie point  $T_c$  is defined as the temperature at which the magnetic core changes from the ferromagnetic to the paramagnetic state. It is the temperature obtained at the intersection point of the horizontal line of  $\mu=1$  and the line passing through the points  $0.8\mu_{max}$  and  $0.2\mu_{max}$ .



5. Disaccommodation factor, DF

This is the factor representing the variation of permeability through time after a complete demagnetization of the core at a constant temperature.

$$DF = \frac{\mu_r \mu_i}{\log \frac{\mu_i}{\mu_1}} \cdot \frac{1}{\mu_i^2} (t_2 > t_1)$$

Where  $\mu_i$ : initial permeability  $t_1$  minutes after complete demagnetization

$\mu_1$ : initial permeability  $t_2$  minutes after complete demagnetization

(Note) Generally,  $t_1$  to  $t_2$  is set at 10 to 100 minutes.

6. Electrical resistivity,  $\rho$  ( $\Omega$ -m)

This is the electrical resistance per unit length and cross-sectional area of a magnetic core.

7. Density,  $d$  ( $\text{kg}/\text{m}^3$ )

This is the weight per unit volume of a magnetic core as expressed below:

$$d = \frac{W}{V}$$

Where W: weight of magnetic body (kg)

V: volume of magnetic body ( $\text{m}^3$ )

8. Power loss

Power loss denotes the loss by an electrical transformer, such as a switching regulator, under a magnetization condition featuring a high frequency and a large amplitude. Operating magnetic flux density, B, is generally expressed as follows:

$$B = \frac{E}{4.44 f N A_e} \times 10^8 \text{ (mT)}$$

Where B: magnetic flux density (mT)

E: coil terminal voltage (V)

f: frequency (kHz)

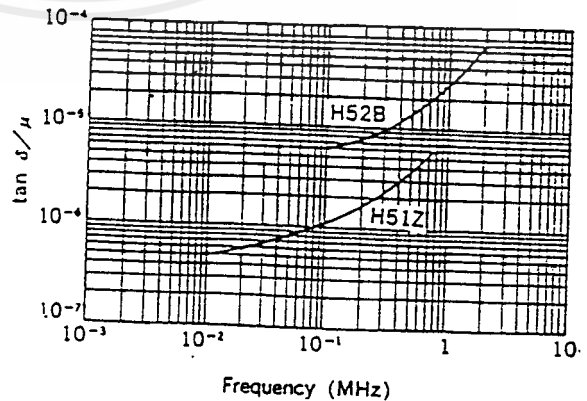
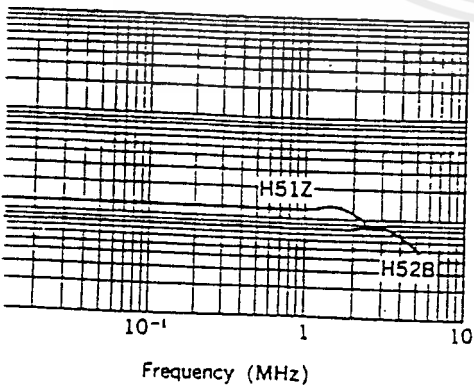
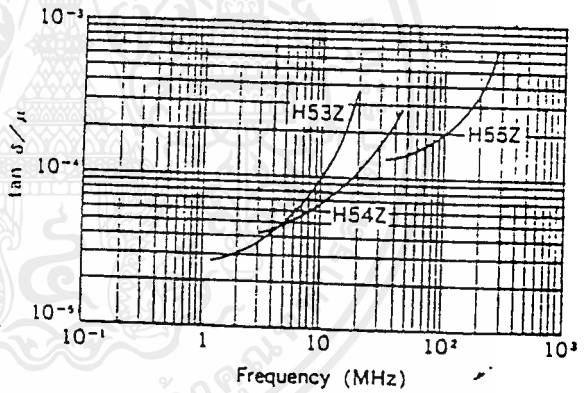
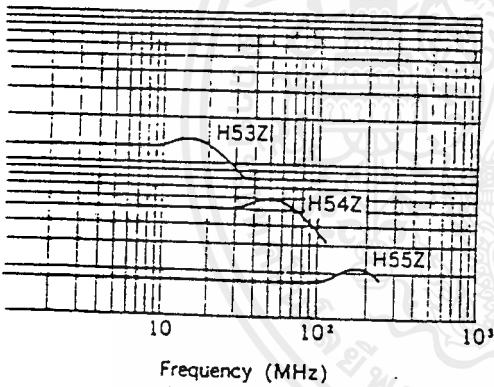
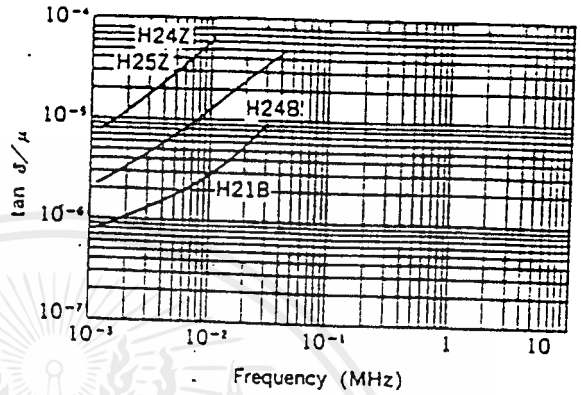
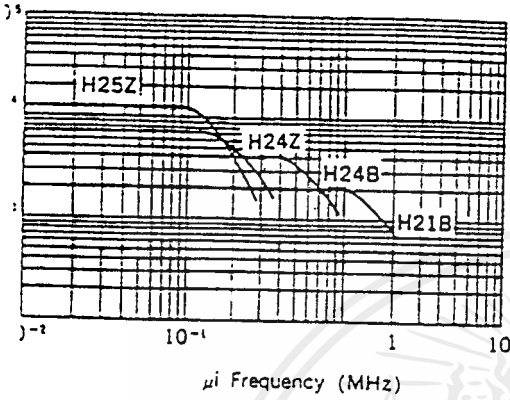
N: number of coil turns

$A_e$ : effective cross-sectional area ( $\text{mm}^2$ )

# RRITE MATERIALS

.. frequency

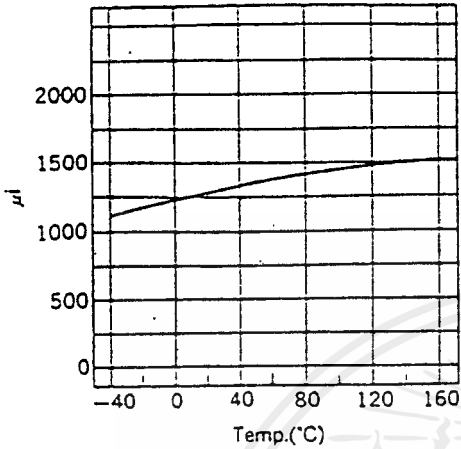
$\tan \delta / \mu$  vs. frequency



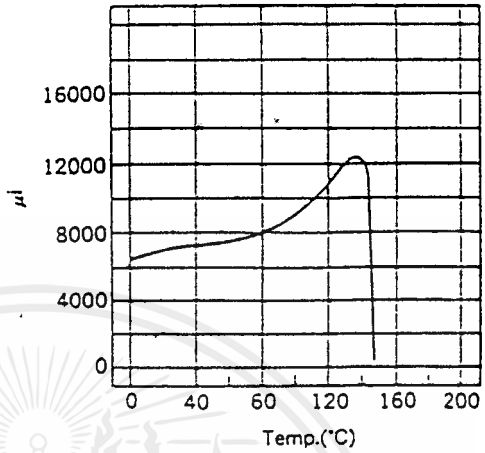
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\mu$ i vs. temperature

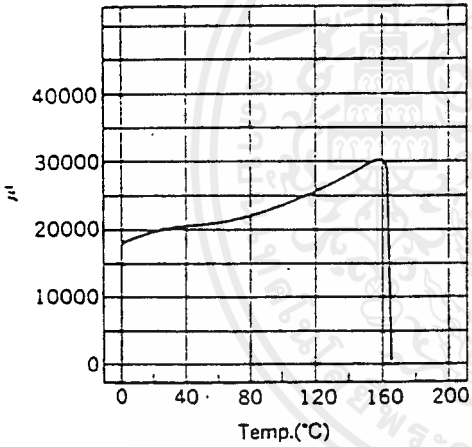
H51Z



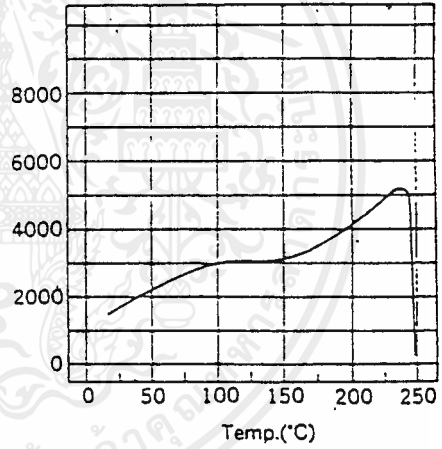
H24Z



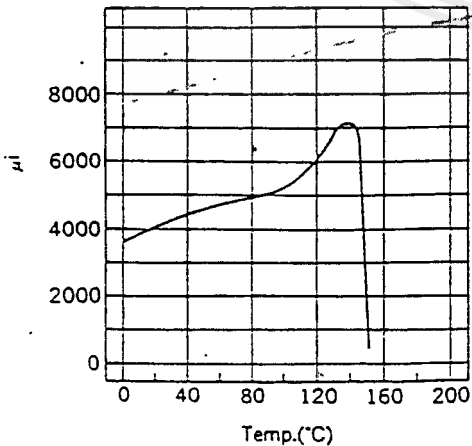
H21B



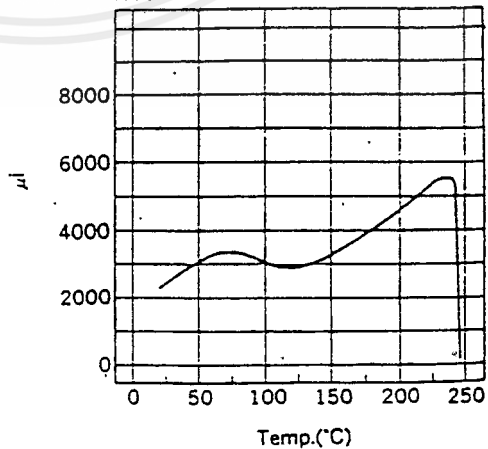
H49N



H24B

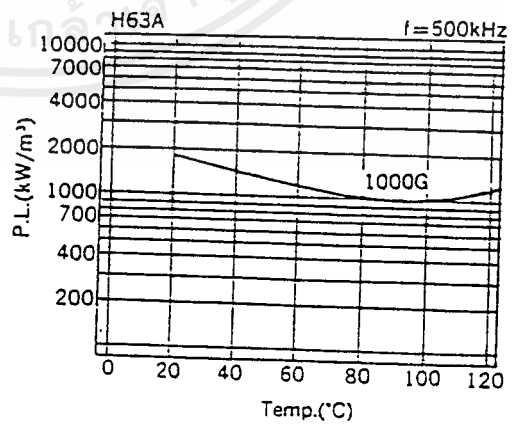
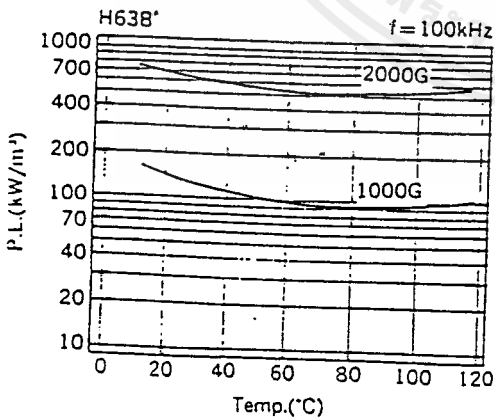
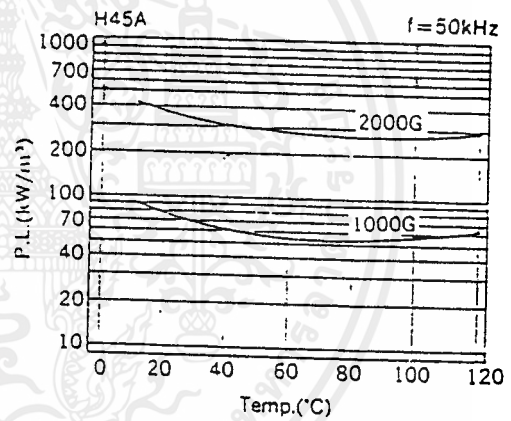
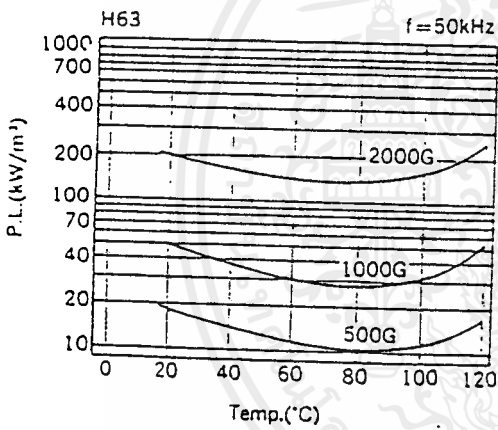
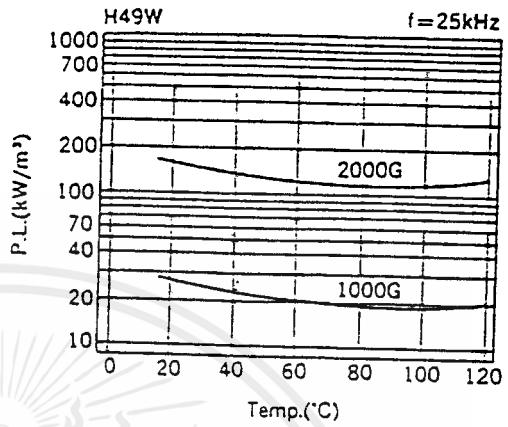
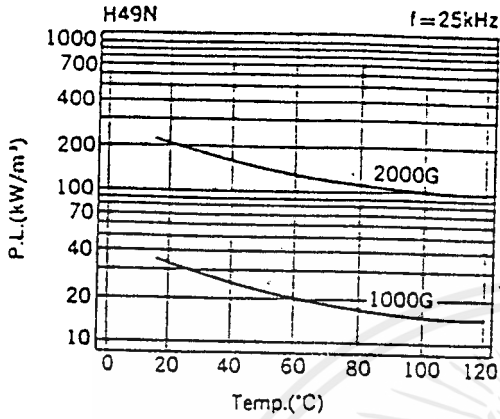


H63



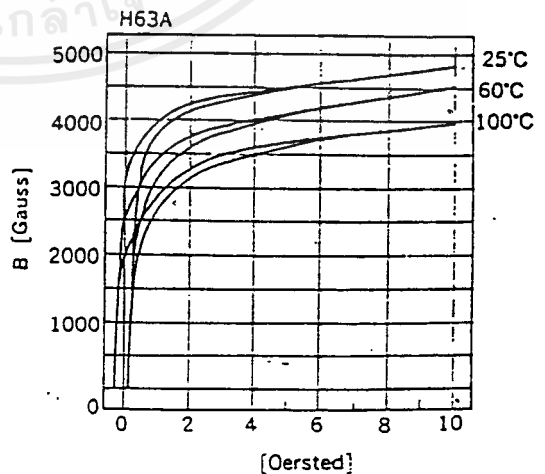
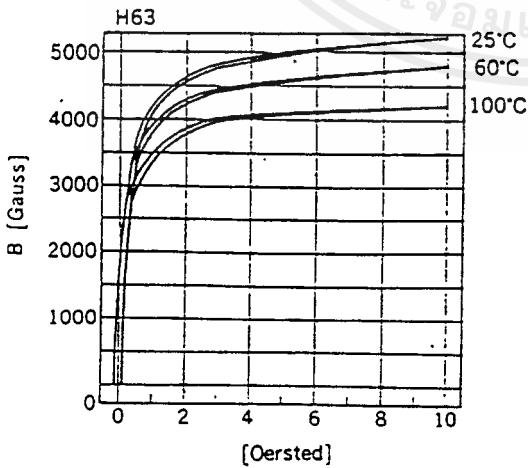
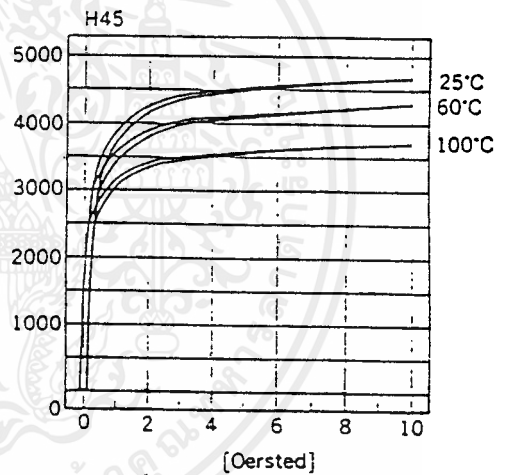
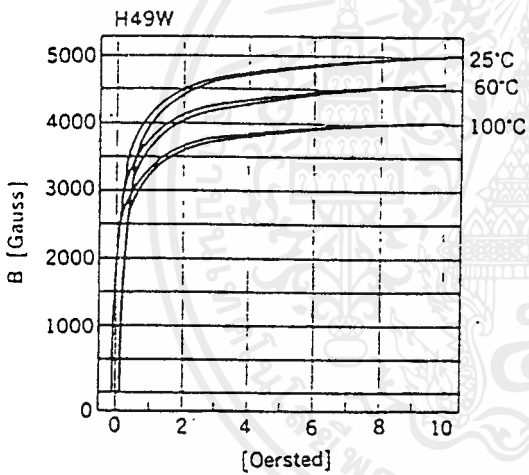
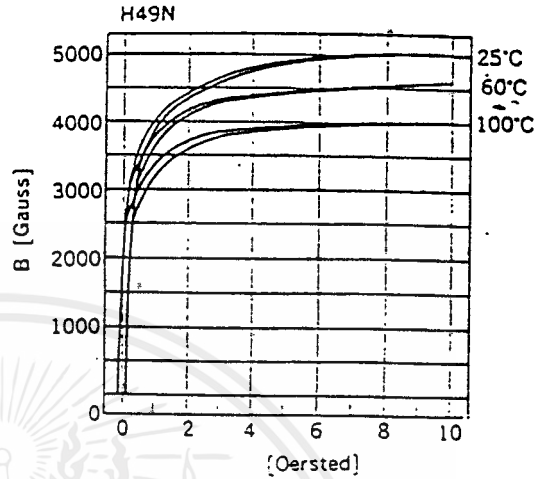
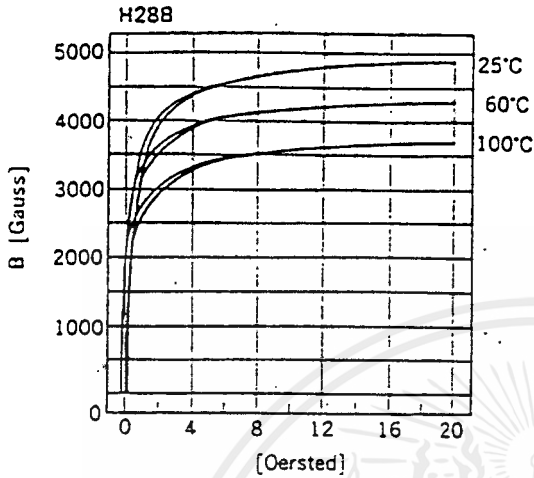
# FERRITE MATERIALS

Power loss vs. temperature



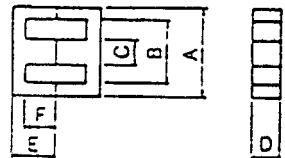
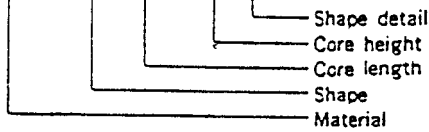
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Static magnetization curves



# EE CORES

H63 EE 30/26K



Characteristics		Core name									
		EE16/14K	EE19/16K	EE22/18K	EE30/26K	EE40/34K	EE42/42A-15W	EE42/42A-20W	EE50/42K	EE55/55A	EE60/44K
Dimension	A (mm)	16.0±0.3	19.1±0.3	22.0±0.3	30.0±0.5	40.0±0.5	42.0±0.9	42.0±0.9	50.0±0.7	55.0±1.2	60.0±0.8
	B (mm)	11.7 min.	14.2 min.	12.8 min.	19.5 min.	27.4 min.	23.5 min.	23.5 min.	34.2 min.	37.5 min.	43.8 min.
	C (mm)	4.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.4</sub>	4.7 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	6.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	11.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>	11.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>	12.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>	12.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>	15.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	17.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>	16.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>
	D (mm)	5.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.4</sub>	5.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.4</sub>	6.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>	11.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>	11.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>	15.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>	20.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	15.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	21.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	16.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>
	E (mm)	7.1 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.2</sub>	7.8 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	9.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	13.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	16.7 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	21.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.4</sub>	21.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.4</sub>	21.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	27.8 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>	22.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.6</sub>
	F (mm)	5.1 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.2</sub>	5.5 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.2</sub>	5.2 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	8.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	10.0 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	14.8 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.7</sub>	14.8 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.7</sub>	12.5 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.3</sub>	18.5 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.8</sub>	12.8 <sup>+0.2</sup> <sub>-0.5</sub>
Core factor	$\Sigma \frac{l}{A} (cm^{-1})$	12.0	17.0	9.75	5.28	5.05	5.42	4.22	4.25	1.51	4.50
Effective length	$l_e (cm)$	3.52	3.96	3.97	5.78	7.73	3.70	9.70	9.51	12.40	11.0
Effective area	$A_e (cm^2)$	0.19	0.23	0.41	1.09	1.28	1.79	2.30	2.26	1.53	2.45
Effective volume	$V_e (cm^3)$	0.56	0.92	1.52	5.33	9.86	17.36	22.31	21.7	43.77	27.1
Approx. weight	W(g/set)	1.1	4.6	9.2	33	52	89	116	113	222	140
AL value (nH/N <sup>2</sup> ±25%)	H45	1100	1250	2400	4600	3900	4300	5700	5700	6000	5300
	H49N	250	950	1650	3000	2700	3000	4000	4000	4300	3800
	H49W	1050	1200	2300	4400	3800	4000	5300	5300	6000	4800
	H63	1050	1200	2100	4100	3500	3700	4900	4900	5200	4500

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณบุคคล เจ้าหน้าที่และหน่วยงานต่างๆที่เชื้อเพื่อเอกสารคำแนะนำตลอดจน การสนับสนุนในด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญาบัตรดังต่อไปนี้

รศ.ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้คำปรึกษาและเอาใจใส่เป็นอย่างดี เป็นอย่างดีตลอดมา

ผศ.ศุภกิจ จตุระวิริยะ ที่ให้คำปรึกษาในด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นอย่างดี

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางเลิศวนิช ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับวงจรโครงงาน การทดลอง และ ด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอย่างดี

พี่พรพิมล รัตนวิเชียรที่คอยช่วยเหลือเป็นที่ปรึกษาในด้านต่างๆในโครงงาน และช่วยใน ด้านการทดลองเครื่องมือที่ใช้ทดลอง ทำให้โครงงานได้รับความสะดวกในการทดลอง

พี่ๆเพื่อนๆและน้องๆที่คอยเป็นกำลังใจและคอยช่วยเหลือจนทำให้โครงงานประสบความสำเร็จไปได้

ขุมนุมถ่ายภาพที่สนับสนุนอุปกรณ์ ในการถ่ายภาพเพื่อบันทึกผลการทดลองและสถานที่ ในการทดลอง

ตลอดจนเจ้าหน้าที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สจล. ที่อำนวยความสะดวกเป็นอย่างดี



## หนังสืออ้างอิง

- [1] อลงกรณ์ สุริยกุล ณ อยุธยา , ประภษา ไพรสุวรรณ , “แหล่งจ่ายกำลังกระแสสลับแรงดันสูงความถี่สูง,” บทความจากการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20 พ.ศ. 2540
- [2] วีระเชษฐ ชันเงิน , เอกสารประกอบการเรียนวิชาเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ , ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2540
- [3] เขมรัฐ วงศ์ทิมารัตน์ , ทนงฤทธิ จิโรจน์กุล , บวร อังคณาวิสัย และ บัณฑิต ปั้นประไพ, ปริญญาานิพนธ์ เรื่อง “เครื่องผลิตไอโซนโดยพลังงานแสงอาทิตย์”, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2538
- [4] สุวัฒน์ คั่น , “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย,” บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1 ,2537
- [5] สมคิด มาลานนท์ , “เครื่องจ่ายไฟแบบสวิตชิง,” สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2537
- [6] จักรพงษ์ สังข์กลาง , บทความเรื่อง “MOSFET&IGBT”, วารสารเซมิคอนดักเตอร์ หน้า 99-105 ฉบับ เดือนกุมภาพันธ์ 2540
- [7] Abraham I. Pressman , “Switching Power Supply Design,” McGraw -Hill Book Company,1991
- [8] G. Chryssis “High Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design,” McGraw-Hill Book Company,1989