

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 3.3 โวลต์ 10 แอมป์  
( Low Voltage High Current Power Supply )



โดย  
นายธีรชัย จุมพลเสถียร  
นายปกรณ์ เอกอมรพันธ์

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42476  
วัน, เดือน, ปี..... 23 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง Low Voltage High Current Power Supply

ผู้จัดทำ

1. นาย ชีรชัย จุมพลเสถียร

รหัส 40010322

2. นาย ปกรณ์ เอกอมรพันธ์

รหัส 40010415



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ดร. ชนินทร์ บุญลักษณ์นุสรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Low Voltage High Current Power Supply

นาย ชีรชัย จุมพลเสถียร รหัส 40010322

นาย ปกรณ์ เอกอมรพันธ์ รหัส 40010415

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ในปัจจุบันเพาเวอร์ซัพพลายได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจากลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดใหญ่, น้ำหนักมากและมีประสิทธิภาพต่ำกลายเป็นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งทำงานที่ความถี่สูงทำให้ลดขนาดของอุปกรณ์และได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้น สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่นำมาจ่ายไฟให้เมนบอร์ดในคอมพิวเตอร์ซึ่งประกอบไปด้วย High Speed Logic IC ซึ่งต้องการกระแสไฟฟ้าในการทำงานสูงเพื่อการทำงานที่มีประสิทธิภาพ ทำให้เกิดการออกแบบเพาเวอร์ซัพพลายที่มีแรงดันตกคร่อมต่ำแต่ให้มีกระแสสูงเพื่อที่จะลดกำลังสูญเสียลงและลดขนาดของโหลดที่เป็นอุปกรณ์สวิตชิ่งเนื่องจากแรงดันที่ต่ำทำให้ฉนวนที่ใช้ป้องกันมีความหนาแน่นลดลง

ซึ่งในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อให้ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายรวมถึงการออกแบบอุปกรณ์ซึ่งเป็นส่วนประกอบในวงจรอย่างเหมาะสม, ผลการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้นเพื่อเป็นความรู้พื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

### Abstract

Today, power supply has been continuously developed. From a Linear Power Supply having big size, heaviness and low efficiency to Switched Mode Power Supply which operates at high frequency. That makes its size smaller and higher in efficiency. Switched Mode Power Supply used to supply for mainboard in computer which comprise of High speed logic IC. It needs high current for high efficiency that leads to design method of power supply which has the higher in current, the lower in voltage. Not only reduce loss in circuit but also reduce size of load because of low voltage makes thinner in insulator.

This Thesis has been made in order to tell rudimentary design of Switched Mode Power Supply, include of the method of properly selecting electronic devices, experiment results and problems. These will become very useful in developing technics for power supply in the future.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

บทคัดย่อ	
บทที่ 1 บทนำ	1
หลักการเบื้องต้น	1
ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง	2
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 ฟออร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	4
2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง	7
2.3 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ	18
2.4 เพาเวอร์มอสเฟต	20
2.5 หม้อแปลงกระแส	26
2.6 การออกแบบวงจรควบคุม	29
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	32
3.1 การออกแบบหม้อแปลง	32
3.2 การออกแบบหม้อแปลงกระแส	35
3.3 การออกแบบวงจรควบคุม	37
3.4 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ	43
บทที่ 4 การสร้างและการทดลอง	45
การทดลองที่ 1	46
การทดลองที่ 2	47
ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันสแต็ป	52
แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลาย	54
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์	57
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

## สารบัญรูป

รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์พลาซมาโดยทั่วไป	1
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	4
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดไพรมารีและขดลวดซีแมกเนไตซิง	7
รูปที่ 2.4 ลักษณะของหม้อแปลงพื้นฐาน	8
รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของฮีสเตอร์รีซีสบนแกน B-H	9
รูปที่ 2.6 แสดงย่านการใช้งานของแกนในช่วงที่เป็นเส้นตรง	10
รูปที่ 2.7 แสดงกระแสที่ไหลผ่านขดลวดในหม้อแปลงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.8 แสดง $A_w$ และ $A_c$ ของแกนแบบต่างๆ	12
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบ็อบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	15
รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	15
รูปที่ 2.11 แสดงการจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม	16
รูปที่ 2.12 เส้นโค้ง B-H	18
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	21
รูปที่ 2.14 แสดงตัวเก็บประจุแผ่นที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในเพาเวอร์มอสเฟต	22
รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	22
รูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของเกตชาร์จชาร์ต(Gate Charge Chart)	23
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส(ก)และเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส(ข)	24
รูปที่ 2.18 แสดงตัวอย่างวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง	25
รูปที่ 2.19 ก. หม้อแปลงกระแสและวงจรทางด้านเซคันดารีในหม้อแปลงกระแสแบบ (Unidirectional Current Transformer)	28
ข. ลูกคลื่นของกระแสทางด้านไพมารี	
ค. ลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคันดารีซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นความต่างศักย์ที่ตกคร่อม $R_s$ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของกระแสซีแมกเนไตซิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.20 เฟสอาร์จิน	30
รูปที่ 2.21 วงจรที่ใช้ในการหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์(ก) ไม่มี ESR (ข) มี ESR	30
รูปที่ 2.22 พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์	31
รูปที่ 2.23ก. วงจรเปรียบเทียบความต่างที่มีการชดเชย	32
ข. ผลตอบสนองตามความถี่	
รูปที่ 2.24 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันรวมของฟิลเตอร์+พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์+ วงจรควบคุม	33
รูปที่ 3.1 หม้อแปลง	37
รูปที่ 3.2 หม้อแปลงกระแสและการต่อเข้ากับวงจร	37
รูปที่ 3.3 อาร์แอลซี ฟิลเตอร์	39
รูปที่ 3.4 สัญญาณรูปฟันเลื่อย(Sawtooth)	39
รูปที่ 3.5 โบท ไดอะแกรมของฟิลเตอร์ร่วมกับพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์	40
รูปที่ 3.6 วงจรชดเชยแบบสมการแบบที่ 2	41
รูปที่ 3.7 โบท ไดอะแกรมของวงจรชดเชย	42
รูปที่ 3.8 โบท ไดอะแกรมของฟิลเตอร์+พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์+วงจรชดเชย	43
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานในการทดลอง	45
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรชุดควบคุมของ UC2825 สำหรับระบบวงเปิด	46
รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันและกระแสในฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์	47
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรชุดควบคุมของ UC2825 สำหรับระบบวงปิด	48
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 1 แอมป์	49
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 2 แอมป์	49
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่อินพุต 240 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 1 แอมป์	50
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์	50
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์	51
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่อินพุต 240 โวลต์(rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์	51
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองที่อินพุต 198 โวลต์(rms)	52
รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองที่อินพุต 220 โวลต์(rms)	53
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองที่อินพุต 240 โวลต์(rms)	53
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 198 โวลต์ (Vrms)	54
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 220 โวลต์ (Vrms)	55
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 240 โวลต์ (Vrms)	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบระหว่างลิเนียร์เพาเวอร์ซ์พลาและสวิตชิงเพาเวอร์ซ์พลา	3
ตารางที่ 2.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆของลวดทองแดงอาบน้ำยา	17
ตารางที่ 4.1 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซ์พลาที่แรงดันเฉลี่ย 198 โวลต์ (Vrms)	54
ตารางที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซ์พลาที่แรงดันเฉลี่ย 220 โวลต์ (Vrms)	55
ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซ์พลาที่แรงดันเฉลี่ย 240 โวลต์ (Vrms)	56



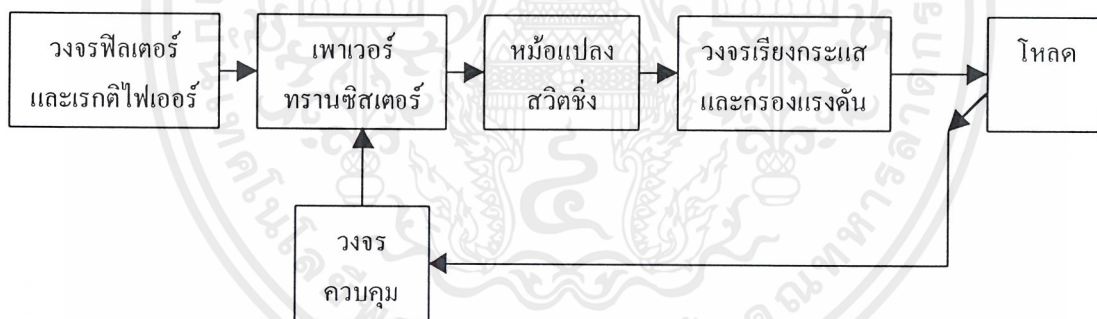
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง โดยทำการแปลงแรงดันไฟฟ้าจากระบบแรงดันไฟฟ้าสลับที่ 110 โวลต์หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงค่าต่ำ ที่มีการพัฒนาให้มีขนาดกระทัดรัดเล็กลงน้ำหนักเบาและราคาถูกลง โดยมีประสิทธิภาพสูงขึ้นเพื่อรองรับเทคโนโลยีใหม่ๆ ทางอิเล็กทรอนิกส์ เช่นระบบคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร งานด้านอุตสาหกรรม และอื่นๆ อีกมากมาย

ในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นส่งต่อเข้ากับวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเลเตอร์เพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้นไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลัง โดยไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้ากับวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์โดยตรง แปลงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิ่งเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูงแรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์สะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมนำไปใช้งาน



รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

#### หลักการเบื้องต้น

รูปที่ 1.1 เป็นแผนผังแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่วไป ซึ่งมีส่วนประกอบหลักด้วยกัน 4 ส่วนคือ

- ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต
- ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
- ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต
- วงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์จะได้ไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์ที่เหลี่ยมความถี่สูงในช่วง 20 กิโลเฮิร์ตซ์-500 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งในวงจรสวิตช์นี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิดเช่นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต เอสซีอาร์ และอื่นๆ พัลส์ที่เหลี่ยมแรงดันสูงจากสวิตช์จะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุมเพื่อคอยตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุตหรือโหลดเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์วิตช์มอดูเลเตอร์ วงจรชดเชย และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงวงจรชดเชยจะนำค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของพัลส์วิตช์มอดูเลเตอร์ ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตช์ปิดเปิด ปลดปล่อยกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

#### ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์

ในเรกูเลเตอร์แบบลิเนียร์นั้นจะนำกระแสตลอดเวลาการทำงานจึงทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนมาก ประสิทธิภาพการทำงานต่ำประมาณ 40%-50% ส่วนเรกูเลเตอร์แบบสวิตช์ นั้น อุปกรณ์จะไม่นำกระแสตลอดเวลา แต่จะทำงานในลักษณะสวิตช์คือทำงานในช่วงอิมพัลส์และคัตออฟ อุปกรณ์สวิตช์พวกนี้จะมีแรงดันตกคร่อมตัวมันน้อยมากจึงมีกำลังงานสูญเสียต่ำประสิทธิภาพจึงสูงประมาณ 60%-90% ซึ่งมากกว่าเรกูเรเตอร์แบบลิเนียร์มาก และเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ทำงานความถี่สูง ทำให้หม้อแปลง, ไซค์, ตัวเก็บประจุและอุปกรณ์ต่างๆ ที่มีขนาดเล็กลงและน้ำหนักเบา

จากแผนผังการทำงานในรูป จะเห็นว่าแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์จะมีความซับซ้อนกว่าแบบลิเนียร์มาก ทำให้ความเข้าใจวงจรค่อนข้างยาก นอกจากนี้ยังเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและความถี่วิทยุ (EMI/RFI) มีความถี่ของการรบกวนอยู่ในช่วง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ -30 เมกะเฮิร์ตซ์ เกิดจากการสวิตช์ในภาคอินเวอร์เตอร์ ขณะทำการเปลี่ยนไฟตรงแรงดันสูง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างรวดเร็วจะเป็นรูปแบบของฮาร์มอนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่นและความถี่เหล่านี้สามารถจะรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ได้ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ที่ดีต้องมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน อีเอ็มไอ/อาร์เอฟไอ ด้วย

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบระหว่างลิเนียร์เพาเวอร์ซ์พพลาย และ สวิตชิงเพาเวอร์ซ์พพลาย

แบบลิเนียร์	แบบสวิตชิง
ประสิทธิภาพต่ำ	มีประสิทธิภาพสูง
มีการสูญเสียกำลังในรูปของความร้อน	มีกำลังสูญเสียต่ำ
วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย	วงจรซับซ้อนมาออกแบบและซ่อมได้ยาก
มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	มีค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
มีความหนาแน่นกำลังต่ำ	มีความหนาแน่นกำลังสูง
มีแรงดันกระแสเพื่อมต่ำ	มีแรงดันกระแสเพื่อมสูง
ให้สัญญาณรบกวนอีเอ็มไอ/อาร์เอฟไอต่ำ	ให้สัญญาณรบกวนอีเอ็มไอ/อาร์เอฟไอสูง
การใช้งานที่กำลังต่ำจะมีราคาถูก แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาแพง	การใช้งานที่กำลังต่ำมีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูก
ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็น โทลด์ที่ดึงกระแสคงที่	ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็น โทลด์ที่ดึงกำลังคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

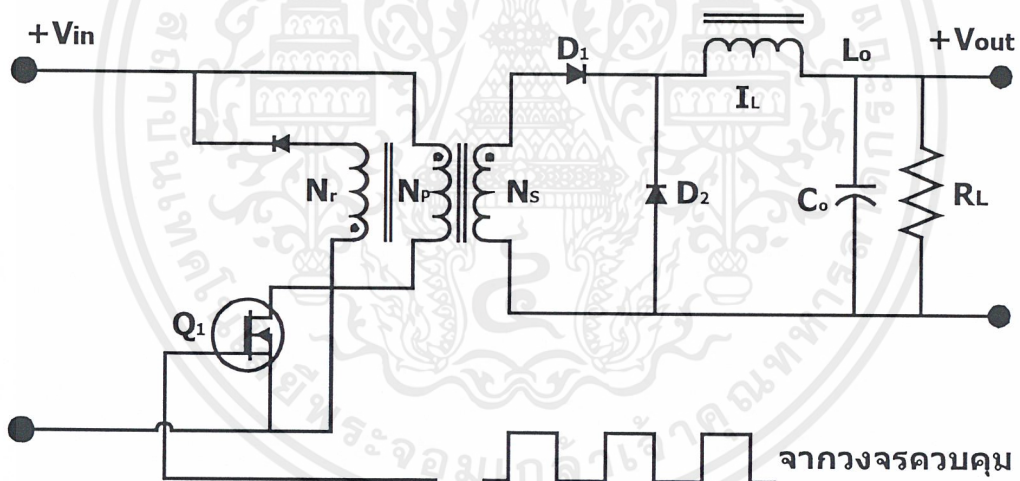
### ทฤษฎี

#### 2.1 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานในช่วง 100 - 200 วัตต์

#### พื้นฐานการทำงานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ดังรูป พื้นฐานการทำงานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์กล่าวคือ หม้อแปลงในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส ต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.1 จะเป็นดังนี้

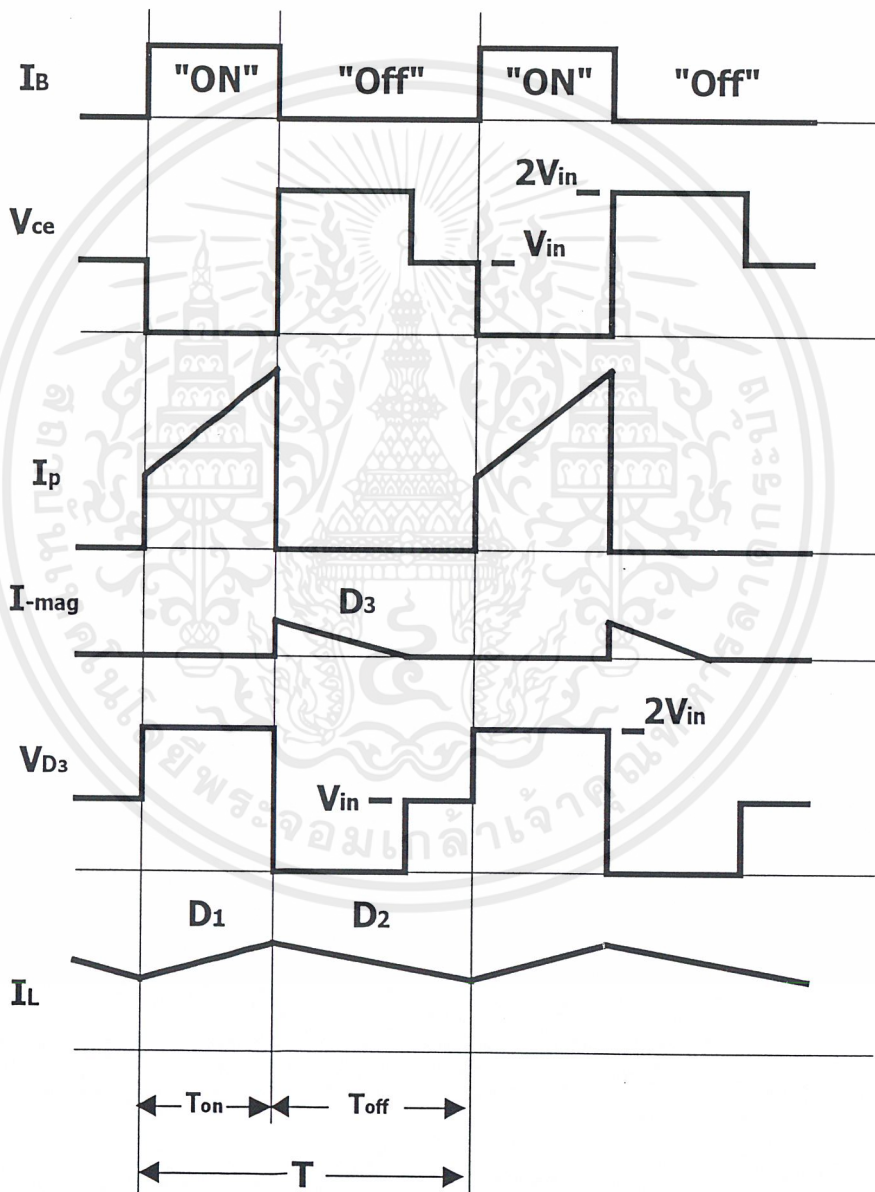


รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส จะมีกระแส  $I_p$  ไหลผ่านขดไฟรมาารี  $N_p$  และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไฟรมาารี  $N_p$  และขดเซคันดารี  $N_s$  พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดเซคันดารี  $N_s$  ผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_o$  ไปยังโหลด  $R_L$  ได้และมีการสะสมพลังงานที่  $L_o$  ส่วนไดโอด  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีการนำกระแส เช่นเดียวกับไดโอด  $D_3$  เนื่องจากขดตีแมกเนไตซึ่ง  $N_R$  ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดไฟรมาารี  $N_p$  ไดโอดจึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีการไหล เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ใน

ลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลในขดเซคันดารี  $N_s$  แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน  $L_o$  ยุบตัว ทำให้การกลับขั้วแรงดันที่  $L_o$  ไดโอด  $N_p$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน  $L_o$  จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_2$  ไปยังตัวเก็บประจุ  $C_o$  และโหลด  $R_L$  ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง

ในขณะที่  $Q_1$  หยุดนำกระแสตัวเอง สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัว และกลับขั้วแรงดันที่ขด  $N_p$   $N_s$  และ  $N_R$  ไดโอด  $D_3$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการ



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ่ายเทพลังงานที่เหลือก้างนี้ออกไปได้ ขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง  $N_R$  และไดโอด  $D_3$  นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารีในขณะที่  $Q_1$  หยุดนำกระแส เมื่อ  $Q_1$  เริ่มนำกระแสอีกครั้งสนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้  $Q_1$  เป็นอันตรายได้

กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง  $N_R$

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต  $Q_1$  นำกระแส และมีการส่งผ่านพลังงานนั้น กระแสที่ขดไพรมารี  $N_p$  ที่เกิดขึ้น จะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ กระแสที่ไหลเนื่องจากกระแสที่จ่ายออกไปจากขดเซคันดารีและกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก(magnetizing current) ขดลวดไพรมารีจะไม่มีกระแสสมพลังงานจากกระแสที่ไหลเพราะขดเซคันดารี แต่จะมีการสะสมพลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงจะต้องถูกทำให้ลดกลงภายในช่วงเวลา  $Q_1$  หยุดนำกระแส ดังนั้นในฟออร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องเพิ่มขดดีแมกเนไตซิ่ง  $N_R$  เข้ามาทางด้านไพรมารี ของหม้อแปลงเพื่อถ่ายเทพลังงานสะสมนี้ออกไป

การเพิ่มขดลวด  $N_R$  เข้ามานั้น จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อม  $Q_1$  ขณะหยุดนำกระแสด้วยเนื่องจากขณะที่  $Q_1$  หยุดนำกระแส จะเกิดการกลับขั้วแรงดันที่  $N_p$  และ  $N_R$  โดย  $N_R$  จะทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานและมีกระแสไหล แรงดันตกคร่อม  $N_R$  จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต  $V_{in}$  และจะเกิดแรงดันตกคร่อมของไพรมารี  $N_p$  ในทิศทางตรงกันข้าม มีค่าเท่ากับ  $\frac{N_p}{N_R} \cdot V_{in}$  ทำให้มีแรงดันตกคร่อม  $Q_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_{in} + \frac{N_p}{N_R} V_{in}$  ถ้าจำนวนรอบ  $N_p = N_R$  แรงดันที่ตกคร่อม  $Q_1$  จะมีค่าสูงถึง  $2V_{in}$  จนกว่าขด  $N_R$  จะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมดก่อนจะเริ่มทำงานในครั้งต่อไป(กระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์) ซึ่งปกติแล้วจะใช้เวลาไม่เกิน 0.5 T และ  $T_{on} + T_r$  จะมีค่าประมาณ 0.8T แรงดันตกคร่อม  $Q_1$  จึงกลับคืนมาเป็น  $V_{in}$  ได้ ในทำนองเดียวกัน เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส และจำนวนรอบ  $N_p = N_R$  แรงดันที่ตกคร่อม  $D_3$  จะมีค่าเท่ากับ  $2V_{in}$  ตลอดเวลาที่  $Q_1$  นำกระแสด้วย

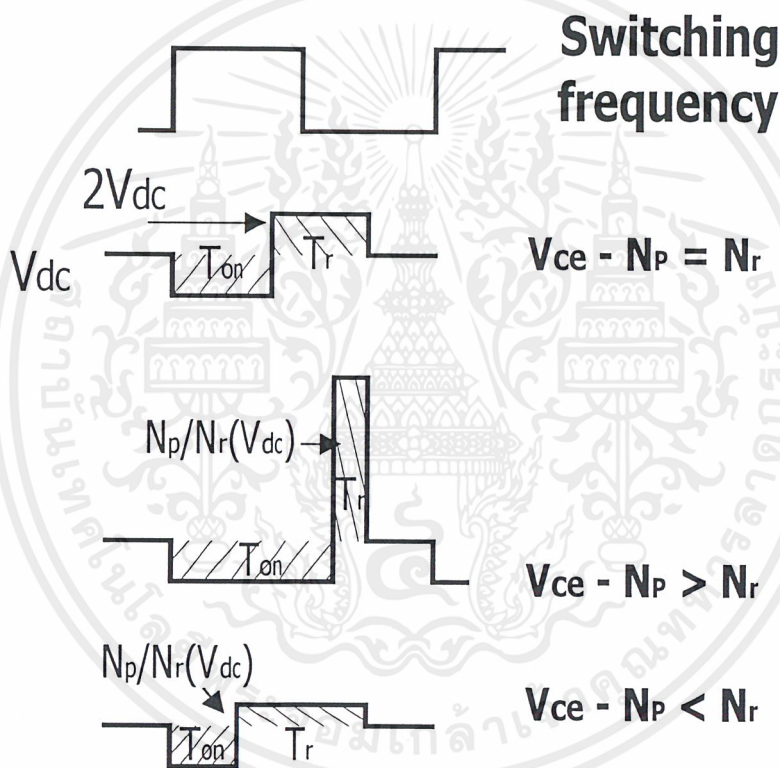
ในกรณีที่ ขดลวดดีแมกเนไตซิ่ง  $N_R$  และ ขดลวดไพรมารี  $N_p$  มีจำนวนขดลวดที่ไม่เท่ากัน โดยถ้าในกรณีที่จำนวนของ  $N_R$  มีจำนวนน้อยกว่า  $N_p$  ค่ากระแสสูงสุดทางด้านไพรมารี จะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้ในกรณีของ  $N_R$  เท่ากับ  $N_p$  แต่แรงดันตกคร่อม  $Q_1$  จะมีค่ามากขึ้น ส่วนกรณีที่ จำนวนของ  $N_R$  น้อยกว่า  $N_p$  ค่าแรงดันตกคร่อม  $Q_1$  จะมีค่าน้อยกว่าที่คำนวณได้ในกรณีที่  $N_R$  เท่ากับ  $N_p$  แต่ค่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีจะมีค่ามากขึ้น จากภาพจะเห็นได้ว่าเมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส แรงดันที่  $N_p$  และ  $N_R$  จะเกิดการกลับขั้วแรงดันทำให้ไดโอด  $D$  อยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง

โดยจะมีแรงดันเท่ากับ  $V_{DC}$  ตกคร่อม  $N_R$  และแรงดันขนาด  $\frac{N_p}{N_R} (V_{DC})$  ตกคร่อม  $N_p$

ซึ่งในขณะที่  $Q_1$  นำกระแสแรงดันด้านเซกชั่นคาร์เทอกับ  $V_{DC} T_{on}$  ส่วนแรงดันด้านเซกชั่นคาร์เทอของการรีเซ็ทจะเป็น  $\frac{N_p}{N_r} (V_{DC}) T_r$

ถ้า  $N_r$  มีจำนวนน้อยกว่า  $N_p$  ค่าแรงดันของช่วงเวลารีเซ็ทจะมากกว่า  $V_{DC}$  (พื้นที่ของ  $A_3$  เท่ากับ  $A_4$ ) ดังรูป  $T_{ON}$  สามารถจะมีค่าได้มากกว่า  $0.4T$  แต่  $T_{ON}+T_R$  จะยังคงมีค่าประมาณ  $0.8T$  เพื่อให้สามารถถ่ายเทพลังงานออกมาจนหมดก่อนจะเริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง

ถ้า  $N_r$  มีจำนวนมากกว่า  $N_p$  ค่าแรงดันของช่วงเวลารีเซ็ทจะน้อยกว่า  $V_{DC}$  ดังรูป ซึ่ง  $T_{ON}+T_R$  จะมีค่าประมาณ  $0.8T$  โดยที่  $T_r$  จะมีค่ามากกว่า และ  $T_{ON}$  จะมีค่าไม่เกิน  $0.4T$  และค่า  $I_{PEAK}$  สูงที่สุดเมื่อเปรียบเทียบที่กระแสเฉลี่ยค่าเดียวกัน

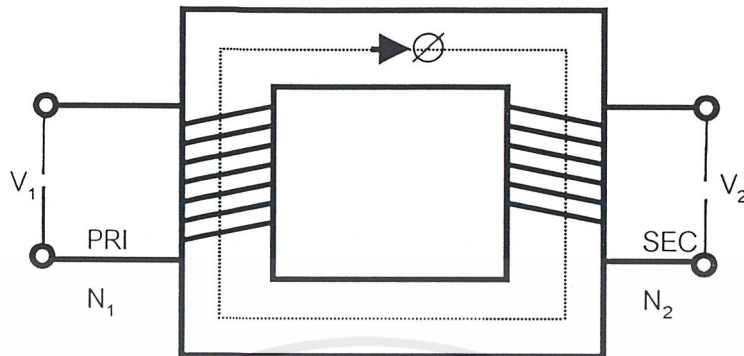


รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดไพรมารีและขดลวดดีแมกเนไตซ์

## 2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายสวิตชิง

จากรูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป ซึ่งจะมีขดลวด 2 ขดลวดพันรอบแกน โดยขดลวดที่รับพลังงานเราจะเรียกว่า ขดลวดไพรมารี  $N_p$  ส่วนขดลวดที่แปลงพลังงานไป

ยังโพลจะเรียกว่าขดลวดเซคันดารี โดยหม้อแปลงจะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากด้านไพรมารี ไปยังเซคันดารี



รูปที่ 2.4 ลักษณะของหม้อแปลงพื้นฐาน

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กไหลวนอยู่ในแกน ซึ่งปกติฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่น (flux density; B) และความเข้มของสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity; H) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ

$$\int_0^{l_m} H \cdot dl = N_1 I_{\text{mag}} = \text{mmf}$$

เมื่อ H คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (amp/m)

$l_m$  คือ ความยาวของแกน (m)

$N_1$  คือ จำนวนรอบของขดลวดไพรมารี

$I_{\text{mag}}$  คือ กระแส rms ที่ไหลในขดไพรมารี ขณะที่ด้านเซคันดารีไม่ได้ต่อโพล

โดยเราอาจเขียนสมการใหม่ให้อยู่ในรูป

$$H \cdot l_m = N_1 I_{\text{mag}}$$

เพราะฉะนั้น

$$H = \frac{N_1 I_{\text{mag}}}{l_m}$$

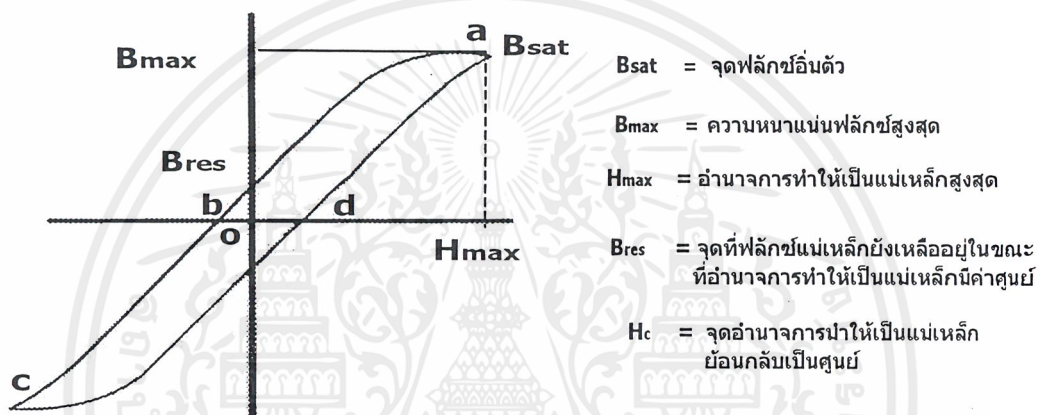
ซึ่งความสัมพันธ์ของความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) กับความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (B) จะเป็นไปตามสมการ

$$B = \mu H \quad \text{เมื่อ } \mu = \mu_0 \mu_r$$

$\mu$  (มิว) คือค่ายอมรับได้ของแกน หมายถึง คุณสมบัติของวัสดุในอันที่ยอมให้อ่านาแม่เหล็กผ่านไปได้มากหรือน้อย โดยที่  $\mu$  ของอากาศ ( $\mu_0$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$  และ  $\mu_r$  ก็ จะขึ้นอยู่กับชนิดของแกนที่ใช้

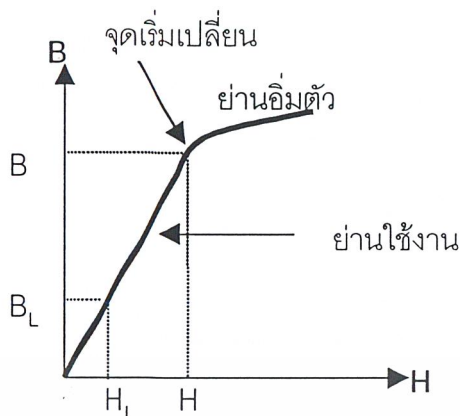
### ฮิสเตอร์รีซิสลูป

ฮิสเตอร์รีซิส (hysteresis) คือ คุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของวัสดุ โดยใช้ความสัมพันธ์ของ ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (B) และความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก (H) สามารถหาคุณสมบัติ นี้ได้โดยใช้ เส้นโค้ง B-H (B-H Curve)



รูปที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของฮิสเตอร์รีซิสบนแกน B-H

จากรูปที่ 2.5 สมมุติเริ่มที่จุดศูนย์ เมื่อเพิ่มความเข้มของสนามแม่เหล็กค่าของความหนาแน่นแม่เหล็กก็จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นจนกระทั่งถึงจุด ที่ความหนาแน่นของฟลักซ์ไม่เพิ่มขึ้นเรียกว่า ฟลักซ์อิ่มตัว ( $B_{sat}$ ) หลังจากลดความเข้มของสนามแม่เหล็กจนกระทั่งเป็นศูนย์ ความหนาแน่นของฟลักซ์จะไม่เป็นศูนย์ตาม ถ้าให้ความเข้มของสนามแม่เหล็กกลับทาง ความหนาแน่นของฟลักซ์จะลดลงเป็นศูนย์และมีคุณสมบัติในทางตรงกันข้ามเหมือนกันจึงได้เส้นโค้งลักษณะตัว S รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติของแกนที่ใช้งานปกติจะทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงเพื่อลดการสูญเสีย

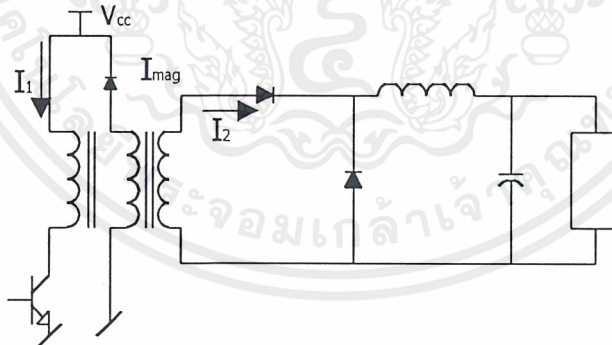


รูปที่ 2.6 แสดงย่านการใช้งานของแกนในช่วงที่เป็นเส้นตรง

### หม้อแปลงขณะต่อโหลด

จากรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นการแสดงลักษณะหม้อแปลงขณะต่อกับโหลด ซึ่งเมื่อขดลวดด้านไพรมารีนำกระแสจะเกิดฟลักซ์  $\Phi_1$  ในแกนไปเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสจ่ายไปยังโหลดที่ด้านเซคันดารีซึ่งเมื่อด้านเซคันดารีนำกระแสก็จะสร้างฟลักซ์  $\Phi_2$  ขึ้นในลักษณะเดียวกับด้านไพรมารีแต่ในทิศตรงกันข้าม ดังนั้นฟลักซ์ที่มีในแกนจะมีค่า  $\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$  เป็นไปตามสมการ

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = N_1 I_{mag}$$



รูปที่ 2.7 แสดงกระแสที่ไหลผ่านขดลวดในหม้อแปลงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

แต่เนื่องจาก  $I_{mag}$  มีขนาดน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ  $N_1 I_1$  หรือ  $N_2 I_2$  จึงสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

เราจึงสามารถกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดไพรมารีและขดลวดเซคันดารีได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_1}{I_2} = n \quad \text{โดย } n \text{ คือ อัตราส่วนรอบ}$$

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้ B อยู่ในช่วงที่เป็นเส้นตรงเราจะได้

$$E_{\text{rms}} = K_f E_{\text{av}} = K_f 4NfB_m A_c \text{ -----1}$$

$B_{\text{max}}$  คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

$E_{\text{rms}}$  คือ แรงดันrms(Volt)

$E_{\text{av}}$  คือ แรงดันเฉลี่ย(volt)

$f$  คือ ความถี่ที่ใช้(Hz)

$N$  คือ จำนวนรอบขดลวด

$A_c$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเมตร

$K_f$  คือ ค่าคงที่มีค่า 1.11 สำหรับแรงดันรูปไซน์และมีค่าเท่ากับ 1.0 สำหรับแรงดันสี่เหลี่ยม

หลักการของแอเรีย โปรดักต์(Area Product)

ในการออกแบบเพื่อเลือกขนาดของหม้อแปลงเราจะใช้ตัวแปรที่เรียกว่า แอเรียโพรดักต์ (AREA PRODUCT  $A_p$ )ซึ่งจะมีค่าตามสมการ  $A_p = \text{แอเรียโพรดักต์} = \text{พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์}(A_c) \times \text{พื้นที่ในการพัน}(A_w)$  จากสมการ 1 จำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและเซคันดารีคือ

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_f A_c B_m f} \quad \text{และ} \quad N_2 = \frac{E_2}{4K_f A_c B_m f} \text{ -----2}$$

และกระแสสามารถแสดงอยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสดังสมการ

$$I = J a_{\text{wire}} \text{ -----3}$$

$J$  คือ ความหนาแน่นกระแส

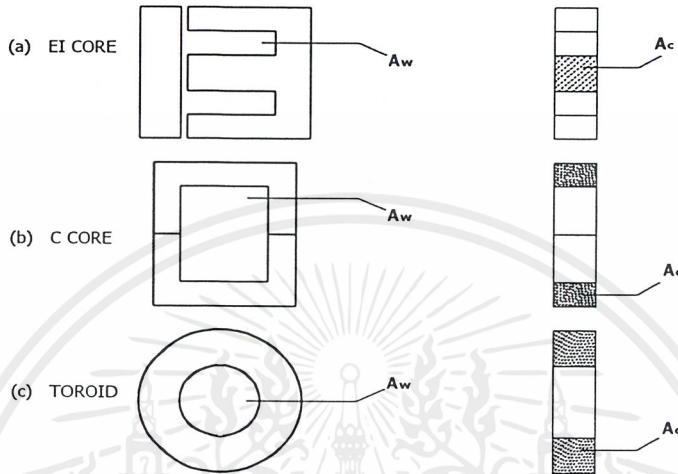
$a_{\text{wire}}$  คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ

ซึ่งที่ไพรมารีพันด้วยลวดตัวนำพื้นที่หน้าตัดคือ  $a_1$  จำนวน  $N_1$  รอบ ทางด้านเซคันดารีพันด้วยลวดตัวนำพื้นที่หน้าตัดคือ  $a_2$  จำนวน  $N_2$  รอบ รวมทั้งสองด้านใช้เนื้อที่ทั้งหมดคือ  $N_1 a_1 + N_2 a_2$  แต่อย่างไรก็ตามหม้อแปลงที่เลือกใช้จะต้องมีขนาดใหญ่กว่าที่คำนวณได้เนื่องจากจะต้องเสียพื้นที่บาง

ส่วนไป โดยตัวที่กำหนดพื้นที่ที่ใช้งานได้คือ  $K_w$  (window utilization factor) ซึ่งปกติแล้วจะมีค่าน้อยกว่า 1

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2$$

แทนด้วยสมการ 3 จะได้ว่า



รูปที่ 2.8 แสดง  $A_w$  และ  $A_c$  ของแกนแบบต่างๆ

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \text{ -----4}$$

เมื่อ  $I_1$  คือ กระแสrmsของไพรมารี  
 $I_2$  คือ กระแสrmsของเซคันดารี

แทน  $N_1, N_2$  จากสมการ 3 ลงในสมการ 4 จะได้ว่า

$$K_w A_w J = \frac{[E_1 I_1 + E_2 I_2]}{4K_f A_c B_m f}$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + E_2 I_2]}{4K_f K_w A_c B_m f}$$

แต่เนื่องจาก  $P_{o1} = E_1 I_1 = \frac{P_{o2}}{\eta}$  จึงเขียนสมการได้อีกรูปคือ

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{o2} \left[ 1 + \frac{1}{\eta} \right]}{4K_k B_m J K_w f} \text{ -----5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ  $P_{O_2}$  คือ กำลังที่เอาต์พุต  
 $K_f$  คือ ฟอรั่มแฟกเตอร์  
 $B_m$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด  
 $J$  คือ ค่าความหนาแน่นกระแส  
 $K_w$  คือ สัมประสิทธิ์ในการพัน  
 $F$  คือ ความถี่ที่ใช้

### โครงสร้างของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากวงจรดังรูปที่ 2.7 สามารถเขียนสมการ ได้คือ

$$V_o + V_{rl} + V_D = \frac{N_2}{N_1} \cdot D_{max} V_{ccmin} \text{ -----6}$$

- เมื่อ  $V_o$  คือ แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์  
 $V_{rl}$  คือ แรงดันตกคร่อมความต้านทานในขดลวดเหนี่ยวนำ  
 $D_{max}$  คือ ค่าดิวตีไซเคิลสูงสุด  
 $V_{ccmin}$  คือ ค่าแรงดันดีซีที่น้อยที่สุดทางด้านอินพุต

### แอเรียโปรดัคต์สำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากสมการพื้นฐาน  $e = N \frac{d\phi}{dt} = N A_c \frac{dB}{dt}$  โดยให้ช่วงเวลาที่เพาเวอร์มอสเฟตเปิด มีค่าเท่ากับ  $DT_s$  (D: ดิวตีไซเคิล) จะได้ว่า

$$E_{1M} = N_1 A_c \frac{B_M}{DT_s} = \frac{N_1 A_c B_M f_s}{D} \text{ -----7}$$

เมื่อ  $f_s = 1/T_s$  ในลักษณะเดียวกันจะได้ว่า

$$E_{2M} = \frac{N_2 A_c B_M f_s}{D} \text{ -----8}$$

จัดรูปสมการ 7,8ใหม่จะได้

$$N_1 = \frac{DE_{1M}}{A_c B_M f_s} \text{ -----9}$$

$$N_2 = \frac{DE_{2M}}{A_c B_M f_s} \text{ -----10}$$

เนื่องจากในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมี ขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งในการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในหม้อแปลงออกเพื่อทำให้หม้อแปลงไม่อิ่มตัว ในการพิจารณาในส่วนของพื้นที่ในการพัน( $A_w$ )

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2 + N_3 a_3$$

เมื่อ  $a_1$  เป็น พื้นที่หน้าตัดของขดลวดไพรมารี

$a_2$  เป็น พื้นที่หน้าตัดของขดลวดเซคันดารี

$a_3$  เป็น พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตีแมกเนไตซ์

แทนค่า  $a = \frac{I}{J}$  ลงในสมการ

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 + N_3 I_3$$

เนื่องจาก  $N_1 = N_3$  และ  $I_1 \ll I_3$

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \text{-----11}$$

จากรูปที่ 2.7 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ  $I_{ms}$

$$I_1 = I_{1M} \sqrt{D} \text{-----12}$$

$$I_2 = I_{2M} \sqrt{D} \text{-----13}$$

จากสมการ 11 แทนด้วยสมการ 9,10,12,13 จะได้

$$A_c A_w = \sqrt{D} \frac{[I_{1M} E_{1M} D + I_{2M} E_{2M} D]}{K_w J B_M f_s} \text{-----14}$$

กำลังงานที่เซคันดารี

$$P_{O2} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} e_2 i_2 dt = I_{2M} E_{2M} D$$

และกำลังที่ด้านไพรมารี

$$P_{O1} = I_{1M} E_{1M} D = \frac{P_{O2}}{\eta} \text{ เมื่อ } \eta \text{ คือประสิทธิภาพของหม้อแปลง}$$

ดังนั้นสมการ 14 เขียนได้เป็น

$$A_c A_w = \frac{\sqrt{D} \cdot P_{O2} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{K_w J B_w f_s}$$

เพราะฉะนั้น แอเรียโปรดัคต์ของฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ คือ

$$A_p = A_c A_w = \frac{\sqrt{D} \cdot P_{O2} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{K_w J B_w f_s} = \frac{4P_{O2}}{B_M J f_s}$$

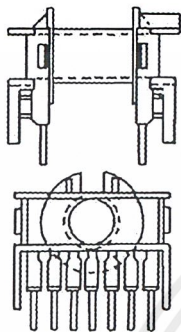
จากรูปที่ 2.7 เราสามารถเขียนกำลังทางด้านเซคันดารีได้ว่า

$$P_{O_2} = (V_o + V_{r1} + V_D)I_o$$

การเลือกขนาดของแกนก็จะเลือกจากแอมแปร์วัตต์ ;  $A_p$  โดยการแทนค่า  $P_{O_2}$  ลงในสูตร

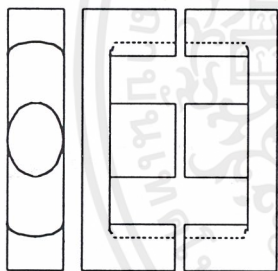
$$A_p = \frac{\sqrt{D_{\max}} \cdot P_{O_2} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{K_w J B_w f_s}$$

จากค่า  $A_p$  ที่ได้นำไปเลือกขนาดของแกนที่เหมาะสมโดยจะต้องมีค่า  $A_p$  มากกว่าค่าที่คำนวณได้



Core Type	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_{AV}(\text{mm})$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบ๊อบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD (ที่มา Ferrocube)



Core Type	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$L_c(\text{mm})$
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

รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

พิจารณาจำนวนรอบของขดลวด

จากสมการ  $e = N \frac{d\phi}{dt} = NA_c \frac{dB}{dt}$  เราจะได้ค่าของ  $N_1$  มีค่าเท่ากับ

$$N_1 = \frac{V_{cc \max} D_{\min}}{A_c B_m f_s}$$

โดยที่คิวดั๊ไซเคิลจะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อ  $V_{cc}$  มีค่าสูงสุดและคิวดั๊ไซเคิลจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ  $V_{cc}$  มีค่าน้อยที่สุด

$$(V_{cc \max} D_{\min} = V_{cc \min} D_{\max})$$

เมื่อรู้จำนวนของขดลวดไพรมารีแล้วก็สามารถหาค่าเซคันดารีได้โดยคำนวณจาก อัตราส่วนจำนวนรอบ(n)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เบอร์ AWG	ขนาดเส้น ผ่านศูนย์กลาง (d) mm	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d <sub>0</sub> ) mm	พื้นที่ หน้าตัด ปกติ mm <sup>2</sup>	เบอร์ AWG	ขนาดเส้น ผ่านศูนย์กลาง (d) mm	ขนาดเส้น ผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวม ฉนวน(d <sub>0</sub> ) mm	พื้นที่ หน้าตัด ปกติ mm <sup>2</sup>
44	0.0503	0.06604	0.00199	26	0.4039	0.4699	0.128
43	0.0564	0.07366	0.00250	25	0.4547	0.5232	0.162
42	0.0633	0.08128	0.00314	24	0.5105	0.5817	0.205
41	0.0711	0.09144	0.00397	23	0.5740	0.6502	0.259
40	0.0798	0.1041	0.00500	22	0.6426	0.7214	0.324
39	0.0897	0.1143	0.00631	21	0.7239	0.8052	0.412
38	0.1008	0.1295	0.00799	20	0.8128	0.8966	0.519
37	0.1130	0.1448	0.01003	19	0.9119	1.003	0.653
36	0.1270	0.1626	0.0127	18	1.024	1.118	0.823
35	0.1422	0.1778	0.0159	17	1.151	1.247	1.040
34	0.1600	0.1981	0.0201	16	1.290	1.389	1.308
33	0.1803	0.2235	0.0255	15	1.450	1.557	1.652
32	0.2032	0.2489	0.0324	14	1.628	1.737	2.082
31	0.2261	0.2743	0.0401	13	1.829	1.943	2.627
30	0.2540	0.3048	0.0507	12	2.052	2.172	3.308
29	0.2870	0.3404	0.0647	11	2.304	2.431	4.168
28	0.3200	0.3759	0.0804	10	2.588	2.720	5.261
27	0.3607	0.4191	0.1022				

ตารางที่ 2.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆของลวดทองแดงอาบน้ำยา  
การจัดขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วนคือ ไพรมารี เซคันดารี และตีแมกเนไตซิง การจัดขดลวดอาจทำได้ดังรูปที่2.11 โดยแยกส่วนขดไพรมารีและแทรกกลางด้วยขดเซคันดารี และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนไตซิงขณะที่มันไม่ได้นำกระแส จึง

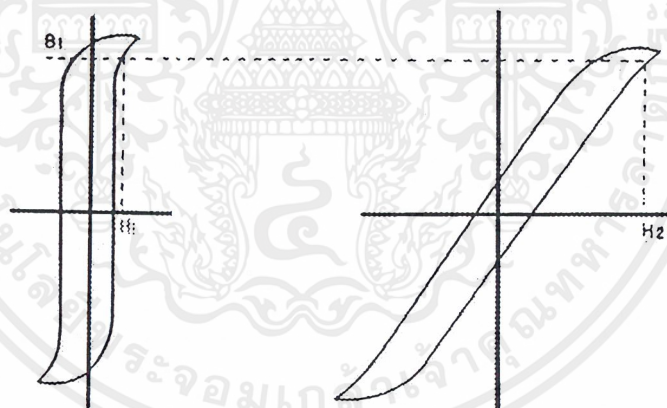
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรจัดขดลวดตีแมกเนไตซึ่งให้อยู่นอกสุด เพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนไตซึ่งขณะมันนำกระแสเท่านั้น

### 2.3 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

แม้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำกับหม้อแปลงจะเป็นอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับสนามแม่เหล็กเหมือนกัน แต่ก็มี ความแตกต่างกันอย่างมากรวมทั้งในหน้าที่การทำงานและการออกแบบ ในหม้อแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับกระแสแมกเนไตซึ่ง ในขณะที่กระแสที่ไหลผ่านโพลจะไม่มี ความเกี่ยวข้องเลย ในขณะที่ขดลวดเหนี่ยวนำ ฟลักซ์จะถูกกำหนดโดยกระแสที่ไหลผ่านโพล ด้วยเหตุนี้ ถ้ากระแสที่โพลเพิ่มขึ้นแกนก็อาจจะอิ่มตัวได้ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลง

ดังนั้นสิ่งที่ควรพิจารณาเป็นอันดับแรกในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำก็คือ ต้องทราบค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านโพลและหาขนาดของแกนที่มีขนาดใหญ่พอเพื่อว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะ ได้ไม่อิ่มตัว ถ้ากระแสสูงมากขนาดของแกนก็จะใหญ่ตามขนาดของแกนจะลดลงได้โดยการเติมช่องว่างอากาศ (air gap) ให้เหมาะสม รูปที่ 2.12(ก), (ข)แสดงถึงผลของช่องว่างอากาศบนเส้นโค้ง B-H ซึ่งจะเห็นว่า การมีช่องว่างจะทำให้ขดลวดเหนี่ยวนำทนกระแสได้สูงขึ้น



(ก) ไม่มีช่องว่าง

(ข) มีช่องว่าง

รูปที่ 2.12 เส้นโค้ง B-H

### หลักในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

หลักการในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยทั่วไปมี 2 แบบดังนี้

1. วิธี Trial and Error โดยใช้เส้นโค้งฮันน่า "Hanna Curves"
2. วิธี แอเรียโปรดักต์ (Area Product)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในที่นี้จะใช้วิธี แอเรียโปรดักต์ในการออกแบบ

ขั้นตอนในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้วิธี แอเรียโปรดักต์มีดังนี้

1. หาค่าความเหนี่ยวนำ(L)ที่เหมาะสมกับชนิดของวงจรที่ใช้งานในที่นี้เป็นวงจร บัค-คอนเวอร์เตอร์ สามารถหาค่าความเหนี่ยวนำ ได้ดังนี้

$$L = \frac{R(1-D)}{2f_s}$$

เมื่อ  $R$  คือ ความต้านทานที่กระแสต่ำสุด

$D$  คือ ค่าดิวิตีไซเคิลที่ใช้งาน

$f_s$  คือ ความถี่สวิตชิ่ง

2. หาพลังงานที่สะสมในขดลวดเหนี่ยวนำ (E) จาก

$$E = \frac{1}{2} LI_m^2$$

เมื่อ  $I_m$  คือ กระแสสูงสุดมีค่าเท่ากับ  $I_o + \frac{\Delta I}{2}$

3. หาขนาดของแกนโดยใช้ แอเรียโปรดักต์ ( $A_p$ ) จาก

$$A_p = A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_m}$$

เมื่อ  $A_c$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

$A_w$  คือ พื้นที่ที่ใช้ในการพัน

$K_w$  คือ สัมประสิทธิ์ในการพัน

$K_c$  คือ crest factor มีค่าประมาณ  $I(\text{peak})/I(\text{rms})$  ในคลื่นรูปสี่เหลี่ยม  $K_c = 1$

$J$  คือ ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในขดลวด

$B_m$  คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก

4. หาจำนวนรอบ (N) จาก 
$$N = \frac{LI_m}{A_c B_m}$$

และหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจาก

$$a = \frac{I}{J} \text{ เมื่อ } I = I_o$$

5. ตรวจสอบว่าสามารถพันขดลวดบนแกนได้หรือไม่จาก  $A_w K_w > aN$

และหาช่องว่างอากาศจาก

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L} \text{ เมื่อ } \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

## 2.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200-400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานในความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดคอนเวอร์เตอร์ โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ เอ็น-แซนแนล และ พี-แซนแนล อย่างไรก็ตาม ในที่นี้จะกล่าวถึงเพาเวอร์มอสเฟต ชนิด เอ็น-แซนแนล เท่านั้น

### กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียในขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นมากเพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น อย่างไรก็ตามค่าความต้านทานในขณะที่น่ากระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟต ขณะนำกระแสจึงสูง รูปที่ 2.13 แสดงการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต จะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่าความสูญเสียในขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของ เพาเวอร์มอสเฟต มีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตในขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T}$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \cdot t_f}{T}$$

$$P_C = I_{DRMS}^2 \times R_{DS(on)} (T_j)$$

เมื่อ  $P_{SW(on)}$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต

$P_{SW(off)}$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต

$P_C$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

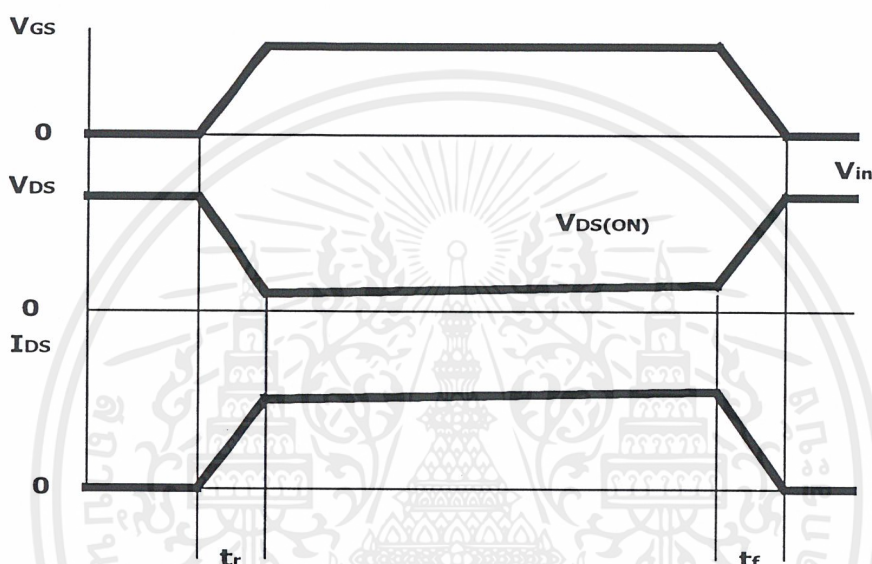
$I_{PK(off)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

$I_{D_{RMS}}$  คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟต ขณะทำงาน

$R_{DS(on)}(T_j)$  คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

$t_r$  คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$t_f$  คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



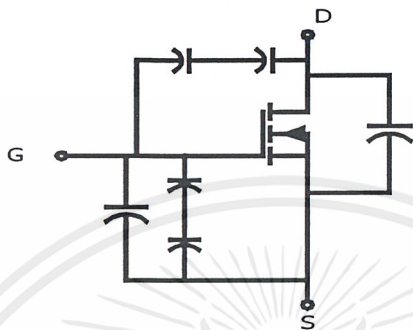
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้มีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่มตกรวม (Threshold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำๆ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าการขับไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

### ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

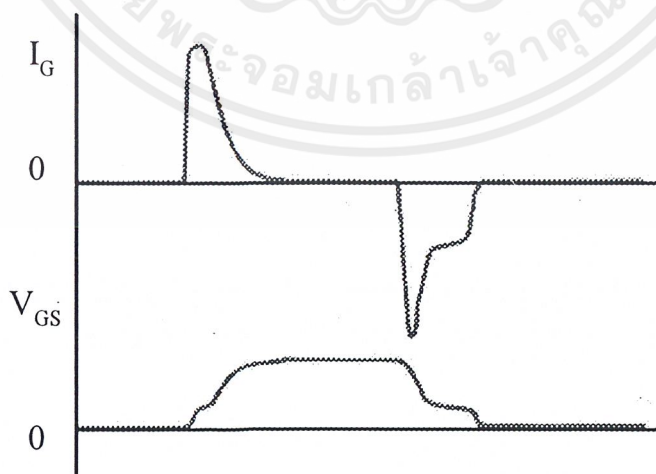
เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆของมันดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายใน เพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟต ต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้ ความต่างศักย์ที่ตกคร่อมขาคัด ( $V_{GS}$ ) มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงขั้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนความต่างศักย์ที่ตกคร่อมที่ขาคัด ( $V_{GS}$ ) มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาคัดจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 2.15

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาคัดขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

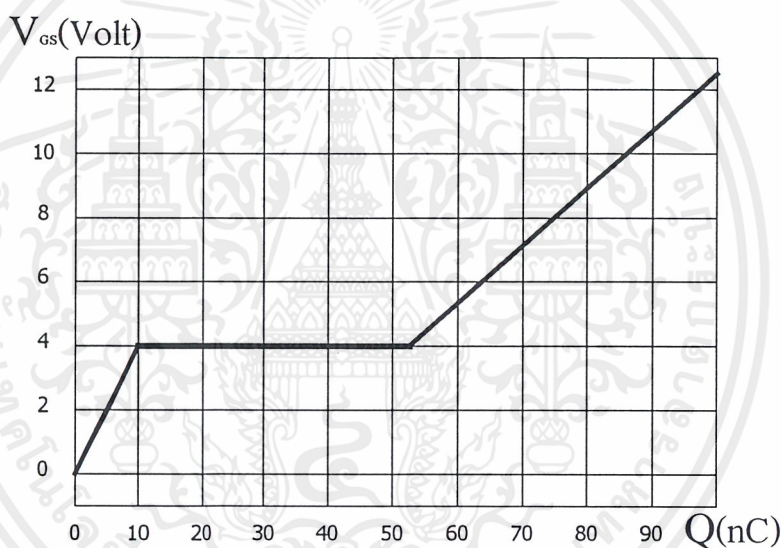
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักให้กราฟของค่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและชอร์สเพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่าเกตชาร์จชาร์ต(Gate Charge Chart)ในคาต้าชีทมาด้วย (รูปที่ 2.16) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

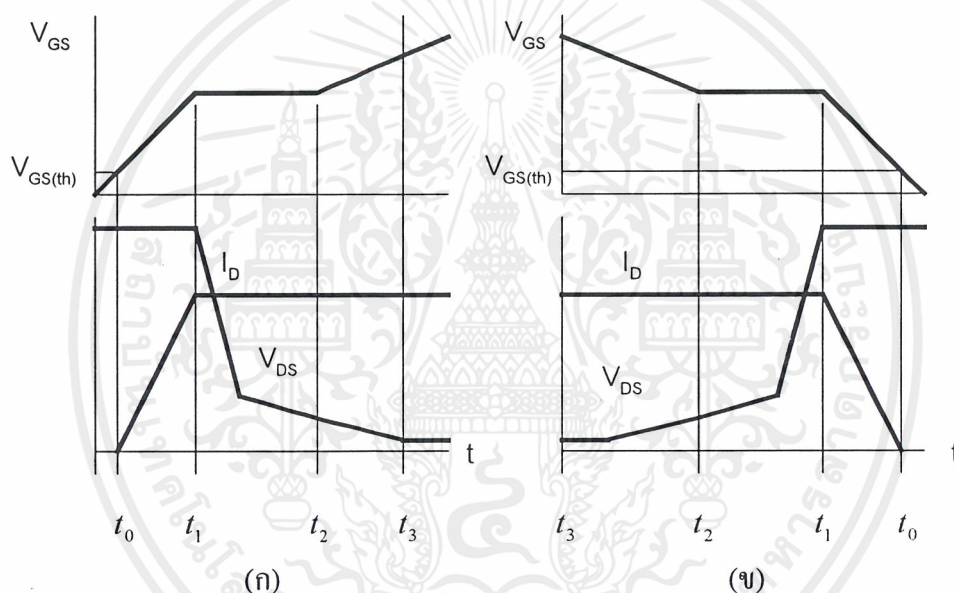
1. ช่วงเวลานั่งก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay)  $t_0$
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time)  $t_0 - t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time)  $t_2 - t_3$



รูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของ เกตชาร์จชาร์ต(Gate Charge Chart)

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม( $V_{GS(th)}$ ) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและชอร์สที่เวลา  $t_0$  ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ  $t_1$  แรงดันตกคร่อมเดรนและชอร์ส  $V_{DS}$  จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ 90% จนเหลือเพียง 10% ของค่าแรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  ที่สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟต จะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลา  $t_1 - t_2$  นี้เองที่แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{GS}$  คงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกินค่าความต้านทานระหว่างเดรนและชอร์สจะมีค่าลดลง

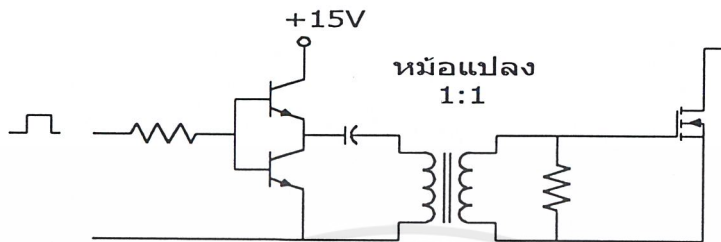
ได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลานานในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟต ที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสียเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  การหยุดนำกระแสจะมีช่วงหน่วงเวลามากขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

### วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในการขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นเรานำพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์มาใช้เพื่อแยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรเพาเวอร์ออกจากกัน แต่การนำพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์มาต่อเข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงตัวอย่างวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง  
ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่เกิดเซคชั่นดาร์เรลคราวน์เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA (Safe Operating Area) กว้างกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
พิสัยปลอดภัย FBSOA (Forward Bias Safe Operating Area)

ขีดจำกัดกำลังที่พิสัยปลอดภัย FBSOA ของ เพาเวอร์มอสเฟต นั้นแบ่งออกเป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส  $V_{DS}$  สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน  $I_D$  สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิสัยของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญและผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

## พิกัดปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดแรงดันและกระแสใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเปลี่ยนสถานะการใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.5 หม้อแปลงกระแส (Current Transformer)

โดยทั่วไปในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นหม้อแปลงกระแส นิยมใช้ในการบ่งชี้แนวโน้ม, การเปลี่ยนแปลงและค่าพีคของตัวแปรมากกว่าการหาค่าสัมบูรณ์ของตัวแปร ผลที่ตามมาคือหม้อแปลงกระแส ไม่จำเป็นต้องมีความถูกต้องสูงนักและง่ายต่อการพันและการออกแบบ

ข้อได้เปรียบของหม้อแปลงกระแสก็คือหม้อแปลงกระแส มีอัตราส่วนระหว่างสัญญาณเข้ากับสัญญาณรบกวนดี, เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมกับเพาเวอร์เซอร์กิต, มีค่า CMRR สูง และทำให้เกิดพลังงานสูญเสียน้อยๆในกรณีที่ใช้กับกระแสไฟฟ้าสูงๆ

โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงกระแสจะมีประโยชน์ในการจำกัดค่ากระแสที่เอาต์พุตในกรณีที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีหลายเอาต์พุตและยังใช้ในการแยกกราวด์ระหว่างวงจรทางด้านไพรมารีและเซคันดารีของ ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ อีกด้วย

### ชนิดของหม้อแปลงกระแส

การเลือกใช้ชนิดของหม้อแปลงกระแส นั้นจะขึ้นอยู่กับวงจรเพื่อที่จะนำหม้อแปลงกระแส มาใช้ประโยชน์ได้สูงสุด โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงกระแสมีอยู่ 4 ชนิด ใน 2 ชนิดแรกจะเป็น หม้อแปลงกระแสที่มีการใช้กันโดยทั่วไป ชนิดที่ 3 จะถูกใช้เมื่อ ถูกคลื่น ของกระแสแคบมากๆ ส่วนใน ชนิดสุดท้ายจะเป็นแบบ Special DC Current Transformer ใช้สำหรับกรณีที่วงจรมีกระแสทางด้านเอาต์พุตสูงมาก

หม้อแปลงกระแส ทั้ง 4 ชนิดมีดังนี้

#### 1.Unidirectional Current Transformer

ในชนิดแรกนี้จะนำมาใช้วัดกระแสที่ไหลทางเดียว เช่น กระแสที่ไหลผ่านไดโอด, กระแสที่ไหลออกมาจากอุปกรณ์สวิตซ์ และกระแสที่ไหลทั้งด้านไพรมารีและเซคันดารีของฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์

## 2. AC current Transformer

หม้อแปลงกระแสชนิดนี้จะนำมาใช้วัดกระแสสลับ ซึ่งเหล่านี้ไหลในปริมาณที่เท่ากันทั้งสองข้าง ตัวอย่างของการใช้หม้อแปลงกระแสแบบนี้คือการวัดกระแสไฟฟ้าทางด้านไพรมารีของฮาล์ฟบริดจ์และพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์

## 3. Fly-Back Type Current Transformer

หม้อแปลงกระแสชนิดนี้ถูกนำมาใช้ในการทำงานในโหมดฟลายแบ็คและยังมีประโยชน์ในกรณีที่ถูกคลื่น ของกระแสแคบมากๆ

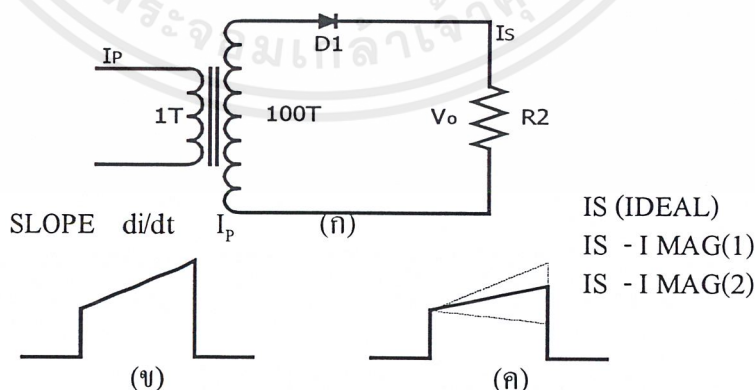
## 4. DC Current Transformer

ใช้ในกรณีที่วงจรมีกระแสไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตสูงๆด้วย กำลังสูญเสียที่มีค่าน้อยมาก

ขนาดของแกนและกระแสแมกเนไตซ์

การเลือกขนาดของแกนมักจะเกิดปัญหาหระหว่างประสิทธิภาพที่ดีที่สุดและขนาดของแกน, ราคาที่ถูกและจำนวนรอบของขดลวด

โดยทั่วไปแล้วสำหรับหม้อแปลงกระแสค่าความเหนี่ยวนำที่มีค่ามากจะทำให้กระแสแมกเนไตซ์น้อยลงและหม้อแปลงกระแส มีความเที่ยงตรงสูง กระแสแมกเนไตซ์ จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากช่วงเวลาที่เกิดถูกคลื่นและจะถูกนำมาหักออกจากค่าที่ต้องการวัด ผลที่ตามมาคือกระแสแมกเนไตซ์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าที่ต้องการวัดในกรณีที่ต้องการจำกัดกระแสนั้นกระแสแมกเนไตซ์



รูปที่ 2.19 ก. หม้อแปลงกระแสและวงจรทางด้านเซนส์ดาร์รี่ในหม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer

ข. ถูกคลื่นของกระแสทางด้านไพรมารี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค. ลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคันดารี ซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นความต่างศักย์ที่ตกคร่อม  $R_2$  ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของกระแสแมกเนไตซิ่ง

ขดลวดทางด้านเซคันดารีจะมีจำนวนรอบที่สูงมาก ซึ่งจะถูกต้องเข้ากับความต้านทาน  $R_2$  และ ไดโอด  $D_1$  โดยที่ความต่างศักย์ที่เกิดจากกระแสที่ไหลทางด้านไพรมารีของฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์จะตกคร่อมที่  $R_2$  โดยที่  $D_1$  จะป้องกันแรงดันย้อนกลับ อย่างไรก็ตามจากรูปที่ 2.19ข และ 2.19ค ลูกคลื่นทางด้านเซคันดารีจะถูกบิดเบือนเนื่องจากผลของกระแสแมกเนไตซิ่ง

รูปที่ 2.19ข แสดงถึงลูกคลื่นของกระแสทางด้านไพรมารี ส่วนรูปที่ 2.19ค แสดงถึงลูกคลื่นของกระแสทางด้านเซคันดารี ซึ่งจะเปลี่ยนไปเป็นความต่างศักย์ ตกคร่อม  $R_2$  ผลของกระแสแมกเนไตซิ่ง ในรูปที่ 2.19ค แสดงถึง  $I_{mag1}$  ซึ่งมีค่ากระแสแมกเนไตซิ่งน้อย และ  $I_{mag2}$  ซึ่งมีค่ากระแสแมกเนไตซิ่งสูง ซึ่งกระแสเหล่านี้จะนำไปลบกับกระแส  $I_{S(ideal)}$  ที่เป็นอุดมคติ ดังนั้นกระแสทางด้านเซคันดารี นั้นจะต้องสูงเพียงพอเพื่อให้แน่ใจว่าอย่างน้อย  $I_s$  มีความชันเป็นบวก นั่นคือทางด้านเซคันดารีจะต้องมีความเหนี่ยวนำมากๆ ดังนั้นขดลวดทางด้านเซคันดารีจะต้องมากตามไปด้วยและแกนที่จะถูกเลือกมาใช้งานนั้นจะต้องมีค่าสัมประสิทธิ์ความเหนี่ยวนำทางแม่เหล็ก ( $\mu_r$ ) สูงๆ เพื่อที่จะได้มีความสมดุลระหว่างจำนวนรอบของขดลวดกับขนาดของแกนที่ถูกเลือกมาใช้

ปัจจัยที่สำคัญประการที่สองซึ่งจะมีผลต่อขนาดของกระแสแมกเนไตซิ่งของหม้อแปลงกระแสคือขนาดของความต่างศักย์ทางด้านเซคันดารี ซึ่งค่านี้สามารถหาได้จากค่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อม  $R_2$  ที่เราเลือกไว้รวมกับความต่างศักย์ที่ตกคร่อม  $D_1$  ซึ่งความต่างศักย์ทางด้านเซคันดารีต้องมีค่าน้อย ถ้าค่า  $V_o$  สูงมากจะทำให้เกิดกระแสแมกเนไตซิ่งมาก

### ขั้นตอนในการคำนวณการเลือกใช้หม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer

เนื่องจากในชิ้นงานนี้เราเลือกใช้หม้อแปลงกระแสแบบ Unidirectional Current Transformer ดังนั้นวิธีการคำนวณจะกล่าวถึงหม้อแปลงกระแสแบบนี้เท่านั้นขั้นตอนในการคำนวณมีดังนี้

1. ต้องทราบค่าของกระแสทางด้านไพรมารีที่ต้องการจำกัดและความถี่ในการสวิตช์
2. กำหนดจำนวนรอบทางด้านเซคันดารีเป็น 100 รอบ คำนวณหากระแสทางด้านเซคันดารี จากอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทางด้านไพรมารีและเซคันดารี เช่น 1:100 นั่นคือ

$$I_s = \frac{I_p}{n}$$

เมื่อ  $I_s$  คือ กระแสทางด้านเซคันดารี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_p$  คือ กระแสทางด้านไพรมารี

$n$  คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทางด้านไพรมารีและเซคันดารี

- กำหนดความต่างศักย์ตกคร่อม R2 เช่น 1V และหาความต่างศักย์ทางด้านเซคันดารี ได้ จากค่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อม R2 ที่เราเลือกไว้ร่วมกับ ความต่างศักย์ ที่ตกคร่อม D1 และหาค่า R2 จาก  $\frac{V_o}{I_s}$

- คำนวณหาขนาดของขดลวดจาก

$$A_c = \frac{V_s T_1}{N_s B_m}$$

เมื่อ  $A_c$  คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน

$V_s$  คือ ความต่างศักย์ทางด้านเซคันดารี

$T_1$  คือ คาบเวลาในการสวิตช์/2

$B_m$  คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก

## 2.6 การออกแบบวงจรควบคุม

ใน สวิตชิงดิซิจูคิคอนเวอร์เตอร์นั้น ความต่างศักย์ที่เอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันของ ความต่างศักย์ที่อินพุตและดิวิตไซ้เคลในวงจรที่ใช้จริง ๆ นั้นความต่างศักย์ที่เอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับกระแสที่โหลดด้วยเอาต์พุตของเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกควบคุมโดยการมอดูเลตดิวิตไซ้เคล เพื่อชดเชยการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตหรือโหลด วงจรควบคุมป้อนกลับสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะทำการเปรียบเทียบ ความต่างศักย์ที่เอาต์พุตกับความต่างศักย์อ้างอิง และนำค่าความต่างระหว่างสองค่า นั้นไปปรับแต่งดิวิตไซ้เคล

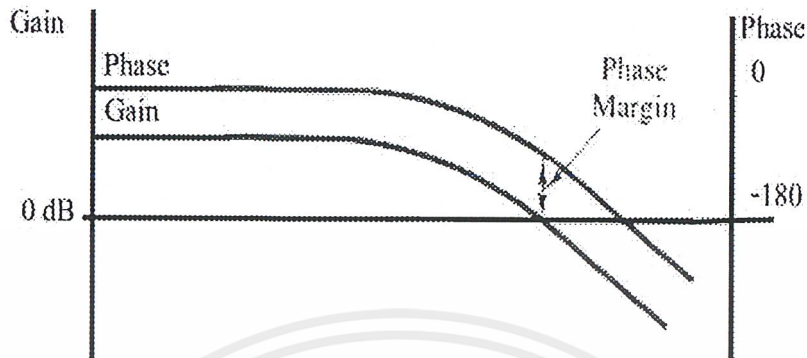
เสถียรภาพของระบบควบคุม

ประสิทธิภาพและเสถียรภาพของวงจรควบคุมสำหรับควบคุมความต่างศักย์ที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สามารถวัดได้จากคุณลักษณะของระบบวงเปิดดังนี้

- เกณฑ์ความถี่ต่ำควรจะมีค่าสูงเพื่อว่าค่าที่ผิดเพี้ยนในขณะที่ระบบสมดุลระหว่างเอาต์พุตกับสัญญาณอ้างอิงจะได้มีค่าน้อยๆ
- เกณฑ์ความถี่สวิตชิงควรมีค่าน้อยๆ
- การเลื่อนของเฟส(การเลื่อนของเฟส)ของระบบวงเปิดที่ความถี่ที่ทำให้เกนของระบบเป็น 0 (gain crossover frequency) จะต้องตามอยู่ไม่เกิน 180 องศา ถ้าค่าเฟสที่ตามอยู่มีค่า เป็น 180 องศา การป้อนกลับแบบลบจะทำให้เกิด การเลื่อนของเฟสอีก 180 องศา ทำให้เกิดมรวมเป็น 360 องศา ค่าการเลื่อนของเฟสของระบบวงเปิดที่มีค่าน้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

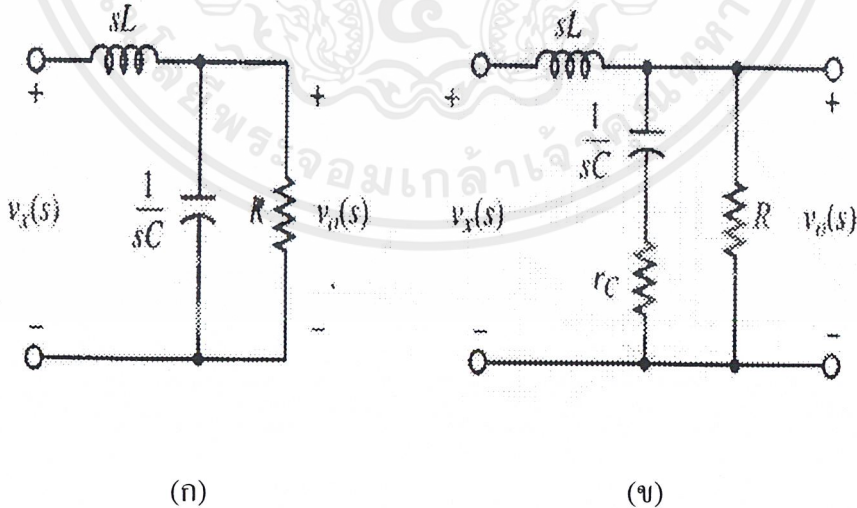
180 องศาเรียกว่าเฟสแมจิ้น(phase margin) โดยทั่วไปแล้วเฟสแมจิ้นที่ใช้กำหนดมาตรฐานของเสถียรภาพของระบบควบคุมมีค่าประมาณ 45 องศา



รูปที่ 2.20 เฟสแมจิ้น

### ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์

ภาคอินพุตที่เข้าสู่ฟิลเตอร์ของบัคคอนเวอร์เตอร์(Buck Converter) คือเอาต์พุตของสวิตช์ซึ่งมี  $V_x = V_s \cdot d$  ซึ่งทำงานในระบบ CCM (Continuous Current Mode) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของ RLC ฟิลเตอร์ของบัคคอนเวอร์เตอร์ สามารถหาได้โดยไม่ง่ายโดยใช้วิธีวิเคราะห์วงจรในระนาบ  $s$  (s-domain)



รูปที่ 2.21 วงจรที่ใช้ในการหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์ (ก) ไม่มี ESR (ข) มี ESR สามารถหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_s}{LC} \left[ \frac{1 + sr_c C}{s^2 \left(1 + \frac{r_c}{R}\right) + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L}\right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

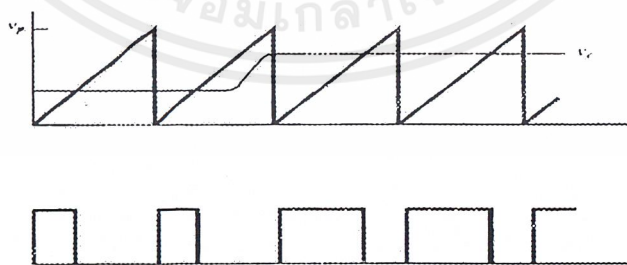
ถ้าค่า  $r_c \ll R$  จะได้

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_s}{LC} \left[ \frac{1 + sr_c C}{s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L}\right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

จากสูตรจะเห็นได้ว่าค่าฮีสทอรีของตัวเก็บประจุจะสร้างซีโรในทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งสำคัญมากในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์.

วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์(Pulse Width Modulator) จะแปลงเอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบความต่าง มีขนาด  $V_c$  จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นรูปฟันเลื่อย ซึ่งมีขนาด  $V_p$  ดังแสดงในรูปที่ 2.22 เอาต์พุตของ พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์จะเป็นค่าสูง ก็ต่อเมื่อ  $V_c > V_p$  และจะเป็นค่าต่ำก็ต่อเมื่อ  $V_c < V_p$  ถ้า ความต่างศักย์ ที่เอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าความต่างศักย์ที่ใช้อ้างอิง ค่าที่ผิดเพี้ยนระหว่างเอาต์พุตของ คอนเวอร์เตอร์กับสัญญาณอ้างอิงจะเพิ่มขึ้นทำให้  $V_c$  เพิ่มขึ้นและควิตซ์ไชเกิดเพิ่มขึ้นด้วยในทางกลับกันถ้าความต่างศักย์ที่เอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นควิตซ์ไชเกิดจะมีขนาดลดลง ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงได้ดังนี้



รูปที่ 2.22 พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์

$$d = \frac{V_c}{V_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

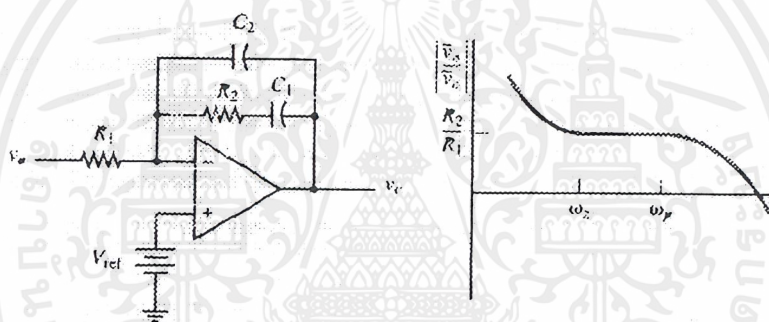
จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของ พัลซ์วิดท์มอดูเลเตอร์ ดังนี้

$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{V_p}$$

วงจรถ่ายเทียบความต่างรวมทั้งวงจรถ่ายความ

วงจรถ่ายเทียบความต่างจะทำการเปรียบเทียบความต่างศักย์ที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ กับ ความต่างศักย์ ที่อ้างอิงซึ่งจะเกิดสัญญาณ ค่าที่ผิดเพี้ยน ซึ่งมีไว้เพื่อปรับค่าความถี่ของสวิตช์

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของ วงจรถ่ายเทียบความต่าง ที่นำมาใช้ปรับปรุงจะทำให้ระบบอยู่ในมาตรฐานของเสถียรภาพที่กำหนดพุดให้ชัดเจนคือวงจรถ่ายเทียบความต่างควรมีเกนสูงๆที่ความถี่ต่ำๆและควรมีเกนต่ำๆที่ความถี่สูงๆเพื่อลดขนาดของการกระเพื่อมที่เอาต์พุต วงจรถ่ายเทียบความต่างที่มีลักษณะดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 (ก) วงจรถ่ายเทียบความต่างที่มีการชดเชย (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ จะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$\frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{V}_o(s)} = \frac{s + \frac{1}{R_2 C_2}}{R_1 C_2 s \left( s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \right)} \approx \frac{s + \frac{1}{R_2 C_1}}{R_1 C_2 s \left( s + \frac{1}{R_2 C_2} \right)}$$

นำทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของฟีดแบ็ค, พัลซ์วิดท์มอดูเลเตอร์, วงจรถ่ายเทียบความต่าง มาพล็อตเป็นโบดไดอะแกรม รวมทั้งเกนรวมของทั้ง 3 อย่างจะได้ตามรูปที่ 2.24

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรถ่าย

1. เขียนโบดไดอะแกรมของฟีดแบ็คและวงจรถ่ายพัลซ์วิดท์มอดูเลเตอร์
2. เลือกความถี่ที่ต้องการชดเชยให้เป็นศูนย์ (gain crossover frequency) โดยกำหนด

$$\text{ประมาณ } \frac{f_s}{4} - \frac{f_s}{8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. นำค่าที่ได้จากข้อ 2 มาทำการหาค่า  $R_1$  กับ  $R_2$  จาก  $Gain = 20 \log \frac{R_2}{R_1}$
4. คำนวณเฟสมาร์จิน ( $\theta_{co}$ ) ที่ต้องการ โดยให้มีค่ามากกว่า 45 องศาเพื่อหาค่า  $C_1, C_2$  จาก

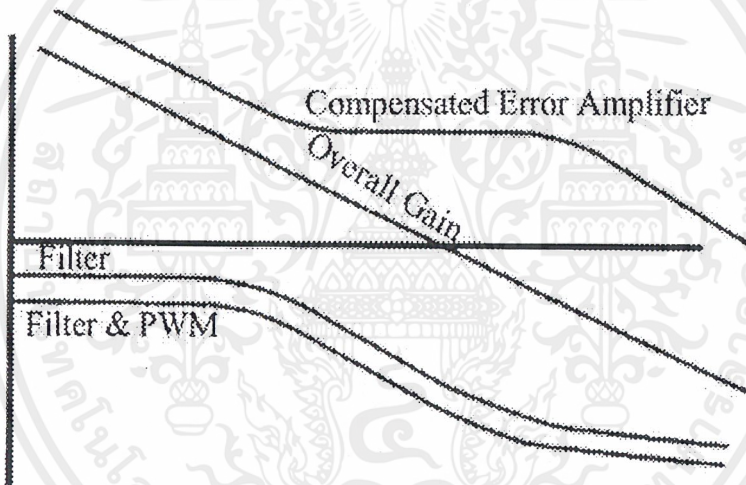
$$\theta_{co} = -270 + \tan^{-1}(K) - \tan^{-1}(K)$$

โดยที่  $\omega_{co}$  คือ  $2\pi \times$  ความถี่ที่ต้องการชดเชยให้เกินเป็น 0

$$\text{กำหนดให้ } K = \frac{\omega_{co}}{\omega_z} = \frac{\omega_p}{\omega_{co}}$$

$$\text{หาค่า } C_1 \text{ จาก } C_1 = \frac{1}{R_2 \omega_z}$$

$$\text{หาค่า } C_2 \text{ จาก } C_2 = \frac{1}{R_2 K \omega_{co}}$$



รูปที่ 2.24 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันรวมของฟิลเตอร์+พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์+วงจรวควบคุม

## บทที่ 3

### การคำนวณและการสร้าง

#### 3.1 การออกแบบหม้อแปลง

ค่าเบื้องต้นในการออกแบบ	
$V_{CC} = 280-340 V_{DC}$	แรงดันไฟตรงอินพุต
$D_{MAX} = 0.45$	ค่าควิตซ์ไซเคิลสูงสุด
$V_{OUT} = 3.3 V$	แรงดันคงที่ทางเอาต์พุตที่ต้องการ
$I_{OUT} = 10 A$	กระแสสูงสุดที่ต้องการ
$K_w = 0.4$	สัมประสิทธิ์ในการพัน
$f_s = 50 KHz$	ความถี่ที่ต้องการของหม้อแปลงสวิตซิ่ง
$B_m = 0.2T$	ค่าสูงสุดของความเข้มฟลักซ์
$\eta = 0.8$	ประสิทธิภาพของหม้อแปลง

$$\begin{aligned}
 D_{min} &= \frac{V_{cc \min}}{V_{cc \max}} \times D_{max} \\
 &= \frac{280}{340} \times 0.45 \\
 &= 0.37
 \end{aligned}$$

กำลังที่ขาออกหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{O2} &= (V_o + V_H + V_D) I_o \\
 &= (3.3 + 0.1(3.3) + 1.5)10 \\
 &= 51.3 \text{ Watts}
 \end{aligned}$$

หาค่า แอเรีย โปรดักต์ของหม้อแปลงดังนี้

$$\begin{aligned}
 A_p &= \frac{\sqrt{D_{max}} \cdot P_{O2} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{K_w J B_m f_s} \\
 &= \frac{\sqrt{0.45} \times 51.3 \times \left(1 + \frac{1}{0.8}\right)}{0.4 \times 4 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 50 \times 10^3} \\
 &= 4839.34 \text{ mm}^4
 \end{aligned}$$

เลือกใช้

ETD39;  $A_c = 136\text{mm}^2$ ,  $A_w = 277\text{mm}^2$   
 $\mu_r = 1820$ ,  $l_m = 102\text{mm}$  (mean magnetic length)

คำนวณหาค่าแอมแปร์-โพรดักต์ของ ETD 39

$$A_p = A_w \times A_c = 37672\text{mm}^2$$

ซึ่งค่าที่คำนวณได้มีค่ามากกว่าค่าที่ต้องการใช้ จึงสามารถใช้แกนนี้เป็นหม้อแปลงได้

หาจำนวนรอบของ  $N_1$  ดังนี้

$$N_1 = \frac{V_{cc \max} \times D_{\min}}{A_c B_m f_s}$$

$$= \frac{340 \times 0.37}{136 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 50 \times 10^3}$$

$$N_1 = 92.5 = 93 \text{ รอบ}$$

พิจารณาจากอัตราส่วนรอบ

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{(V_o + V_{rl} + V_D)}{V_{cc \min} \times D_{\max}}$$

$$= \frac{3.3 + 0.1(3.3) + 1.5}{280 \times 0.45}$$

$$n = \frac{5.13}{126} = 0.041$$

$$\therefore N_2 = 0.041 \times 93 = 3.81 \text{ รอบ หรือประมาณ 4 รอบ}$$

จากค่า  $N_2$  ที่ได้ นำกลับไปพิจารณา  $N_1$  ใหม่จะได้ว่า

$$n = \frac{N_2}{N_1} = 0.041$$

$$\therefore N_1 = \frac{4}{0.041} = 98 \text{ รอบ}$$

โดยให้ขดตีแมกเนไตซ์ซึ่งมีจำนวนเท่ากับขดไพรมารี  $N_1 = N_3 = 98 \text{ รอบ}$

กระแสขดต้นดารี;

$$I_2 = I_o \sqrt{D_{\max}}$$

$$= 10 \cdot \sqrt{0.45}$$

$$= 6.71 \text{ A (RMS)}$$

กระแสไพรมารี ;

$$I_1 = I_2 \cdot n$$

$$= 6.71 \cdot 0.041$$

$$= 0.275 \text{ A (RMS)}$$

หาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารีได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 = \frac{\mu_o \mu_r A_c N_1^2}{l_m}$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 1850 \times 136 \times 10^{-6} \times 98^2}{102 \times 10^{-3}}$$

จะได้  $L_1 = 0.03 \text{ H} = 30 \text{ mH}$

หากระแสที่ออกจากหม้อแปลงขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสถานะปิด ได้ดังนี้

$$I_{\text{mag}} = \frac{D_{\text{max}} V_{\text{cc min}}}{f_s L_1}$$

$$= \frac{0.45 \times 280}{50\text{K} \times 30\text{m}}$$

$$= 0.084 \text{ A}$$

กระแสดีแมกเนไตซ์ ;

$$I_3 = I_{\text{mag}} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\text{max}}}{3}}$$

$$= 0.084 \sqrt{\frac{1 - 0.45}{3}}$$

$$= 0.036 \text{ A (RMS)}$$

เราสามารถคำนวณหาขนาดของขดลวดได้ดังนี้

$$a_n = \frac{I_n}{J} \quad \text{เมื่อ } a_n = \text{พื้นที่หน้าตัดของลวดที่ } n$$

ขดปฐมภูมิ

$$a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{0.275}{4} = 0.069 \text{ mm}^2$$

ใช้ลวด AWG # 28 จำนวน 2 เส้น 9 รอบ

ขดทุติยภูมิ

$$a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{6.71}{4} = 1.6775 \text{ mm}^2$$

ใช้ลวด AWG # 23 จำนวน 7 เส้น 5 รอบ

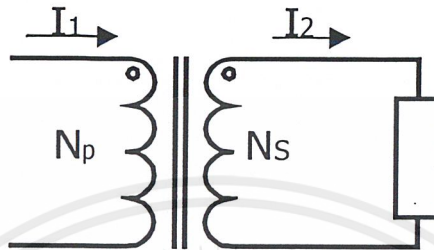
ขดดีแมกเนไตซ์

$$a_3 = \frac{I_3}{J} = \frac{0.031}{4} = 0.009 \text{ mm}^2$$

ใช้ลวด AWG # 29 จำนวน 1 เส้น 100 รอบ

### 3.2 การออกแบบหม้อแปลงกระแส

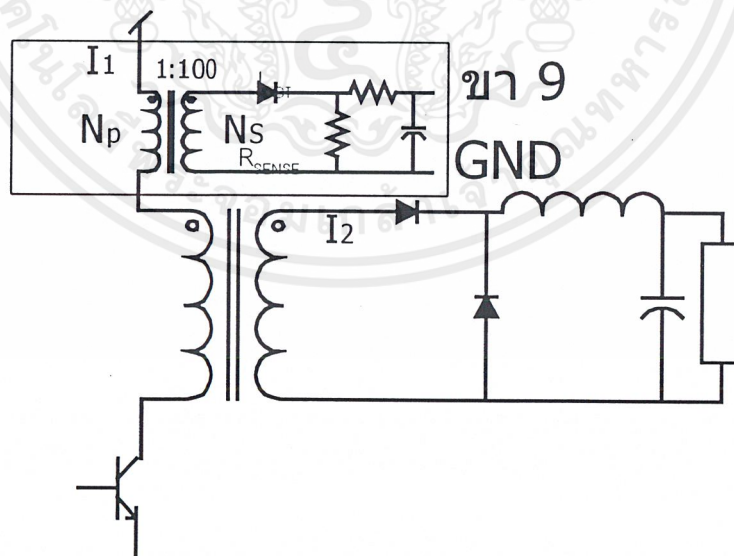
ในการวัดกระแสทางไพรมารี เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นในกรณี เกิดการลัดวงจรที่เอาต์พุตทำให้กระแสทางด้านเซคันดารีมีค่าสูงมาก ซึ่งจะส่งผลไปยังกระแสทางด้านไพรมารีตามสูตร



รูปที่ 3.1 หม้อแปลง

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = n$$

กระแสทางด้านไพรมารีจะมีค่ามากด้วย ทำให้อาจเกิดความเสียหายขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตและวงจรถ่ายได้ โดยในโครงการนี้ใช้หม้อแปลงกระแสในการป้องกัน ทำการเปลี่ยนค่ากระแสที่ไหลผ่านทางด้านไพรมารีเปลี่ยนไปเป็นความต่างศักย์เพื่อส่งไปยังขา 9 (Current Limit) ของ UC2825



รูปที่ 3.2 หม้อแปลงกระแสและการต่อเข้ากับวงจรถ่าย

ต้องการป้องกันกระแสทางไพรมารี จากที่ออกแบบไว้

กระแสทางไพรมารีมีค่าเท่ากับ 0.275 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงกระแส มีอัตราส่วนรอบ(n) เท่ากับ 1:100 รอบ  
เพราะฉะนั้น

$$I_{SCT} = \frac{0.275}{100} = 2.75 \text{ mA}$$

วงจรจำกัดกระแส ของ UC2825 จะทำงานเมื่อ ขา 9 มีความต่างศักย์มากกว่า 1 V  
เพราะฉะนั้น

$$R_{sense} = \frac{1}{2.75m} = 363 \text{ } \Omega$$

ใช้ไดโอดแบบซ็อดกัไดโอด (มีความต่างศักย์ตกคร่อมประมาณ 1 โวลต์)  
คำนวณหาขนาดหม้อแปลง

คำนวณหาขนาดลวด

$$V_{SCT} = \frac{N_s B_m A_c}{10\mu}$$

$$1.7 = \frac{100 \times 0.02 \times A_c}{10\mu}$$

$$A_c = 8.5 \text{ mm}^2$$

ใช้ลวด AWG# 23 1 เส้น 1 รอบ

$$a_{pri} = \frac{I_1}{J}$$

$$= \frac{0.363}{2}$$

$$= 0.182 \text{ mm}^2$$

$$a_{SEC} = \frac{I_2}{J}$$

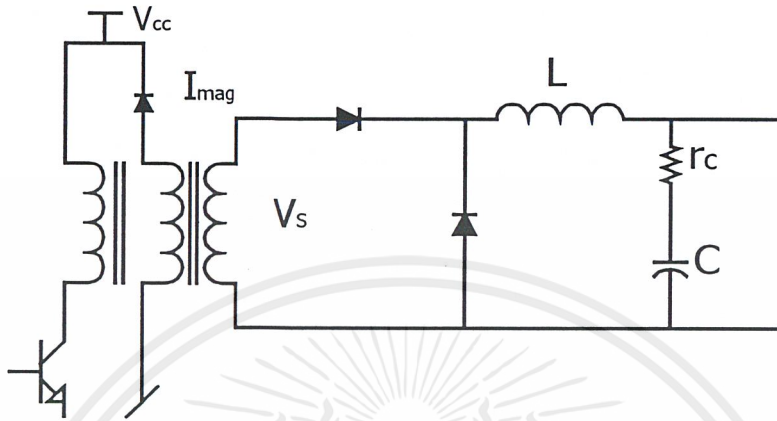
$$= \frac{2.75mA}{2}$$

$$= 1.375 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$$

ใช้ลวด AWG# 29 1 เส้น 100 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การออกแบบวงจรควบคุม



รูปที่ 3.3 อาร์แอลซีฟิลเตอร์

1. หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ของระบบวงเปิด พิจารณาที่ ด้านเซคันดารีของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ได้ดังนี้

$$.F_{.1} = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_s}{LC} \left[ \frac{1 + sr_c c}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของสัญญาณรูปฟันเลื่อย(Sawtooth)



รูปที่ 3.4 สัญญาณรูปฟันเลื่อย(Sawtooth)

หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ได้ดังนี้

$$T.F._2 = \frac{d(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{V_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของระบบวงเปิดได้ดังนี้

$$.F_{.1} \times T.F_{.2} = \frac{V_s}{V_p LC} \left[ \frac{1 + sr_c C}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

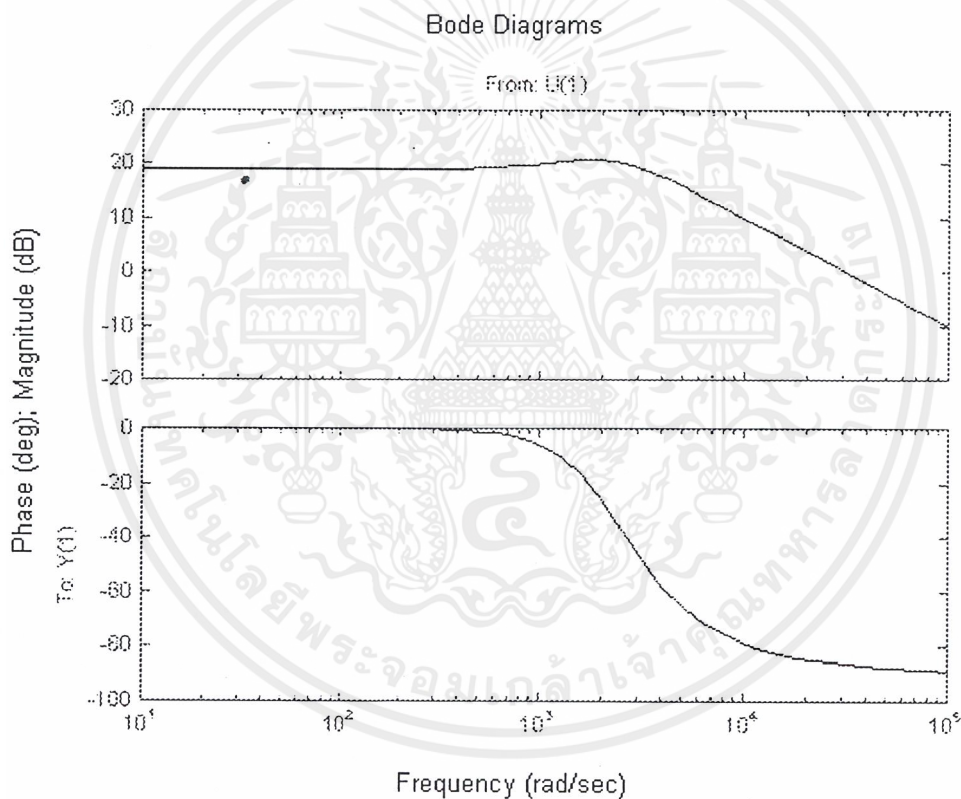
แทนค่าในสมการดังนี้

$$s = 16V, V_p = 1.8V,$$

$$L = 38 \mu H, C = 4700 \mu F$$

$$r_c = ESR = 0.1 \Omega, R = 3.3 \Omega$$

นำทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้มาวาดโบดไดอะแกรมจะได้

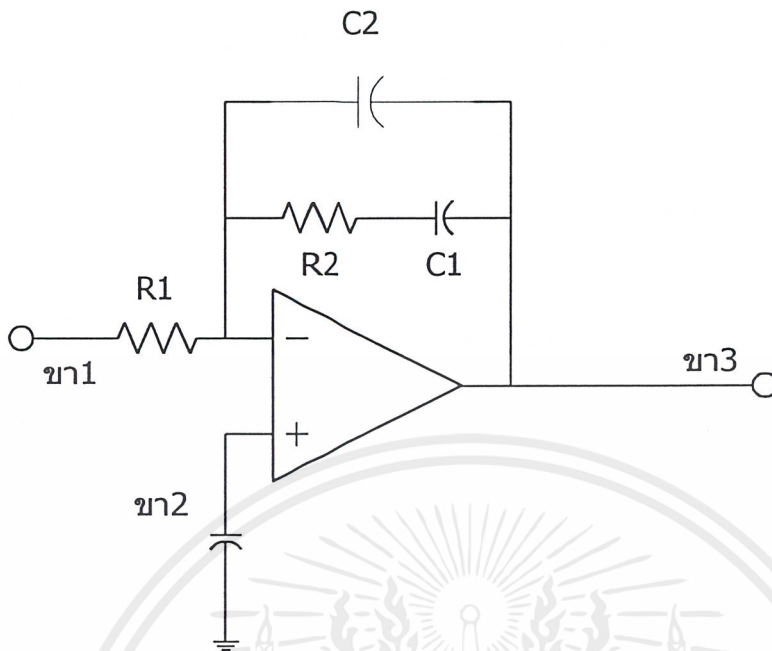


รูปที่ 3.5 โบดไดอะแกรมของฟิลเตอร์ร่วมกับพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์

2.หาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรชดเชย

ใช้วงจรควบคุมแบบที่ 2 ตามรูปที่ 3.6 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรขดเซชแบบสมการแบบที่ 2

ทำการหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันจะได้

$$F(s) = \frac{1}{R_1 C_2 s \left( s + \frac{1}{R_2 C_1} \right)}$$

จากโพลไดอะแกรมข้างต้นกำหนดความถี่เกณฑ์ครอสโอเวอร์ที่  $f_c = 3 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์}$  จะได้เกนเป็น -4.5 dB

ทำการหาค่า  $R_1$  และ  $R_2$  จาก

$$\text{Gain} = 20 \log \frac{R_2}{R_1}$$

แทนค่าเกน = -4.5 dB กำหนด  $R_1 = 100 \text{ กิโลโห์ม}$  จะได้

$$R_2 = 100k \times 10^{\frac{-4.5}{20}} = 60 \text{ กิโลโห์ม}$$

หาค่า  $C_1$  จาก

$$C_1 = \frac{1}{R_2 \omega_c}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $\omega_z = \frac{\omega_{co}}{K} = \frac{2\pi 3000}{4} = 4712.4 \text{ rad/s}$  ; กำหนดให้  $K = 4$

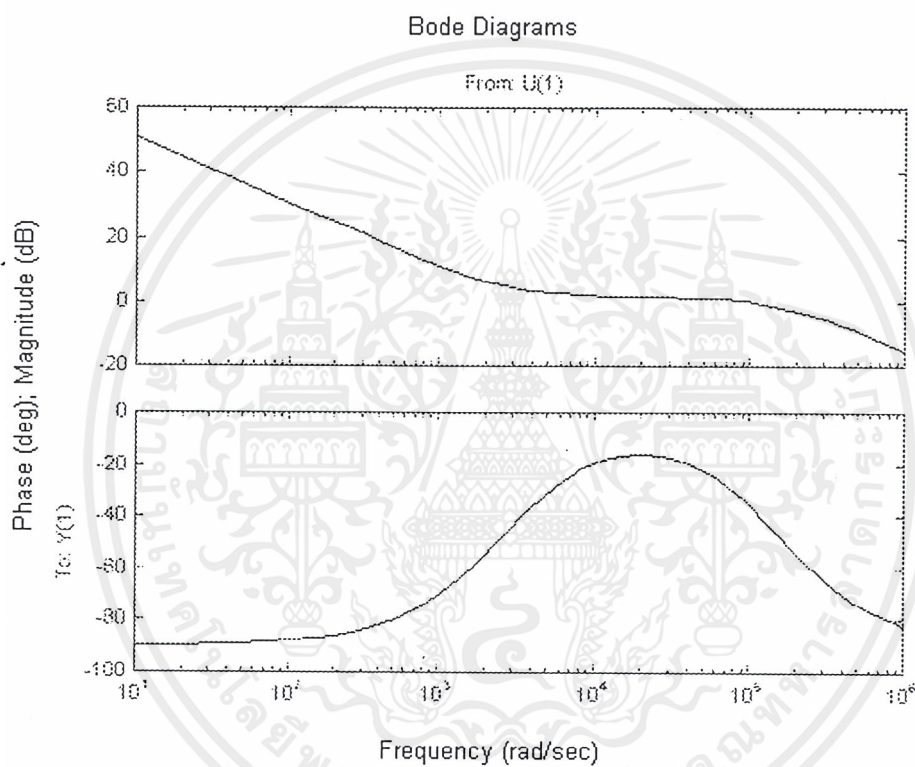
จะได้  $C_1$  เป็น 3.52 นาโนฟารัด

หาค่า  $C_2$  จาก

$$C_2 = \frac{1}{R_2 K \omega_{co}}$$

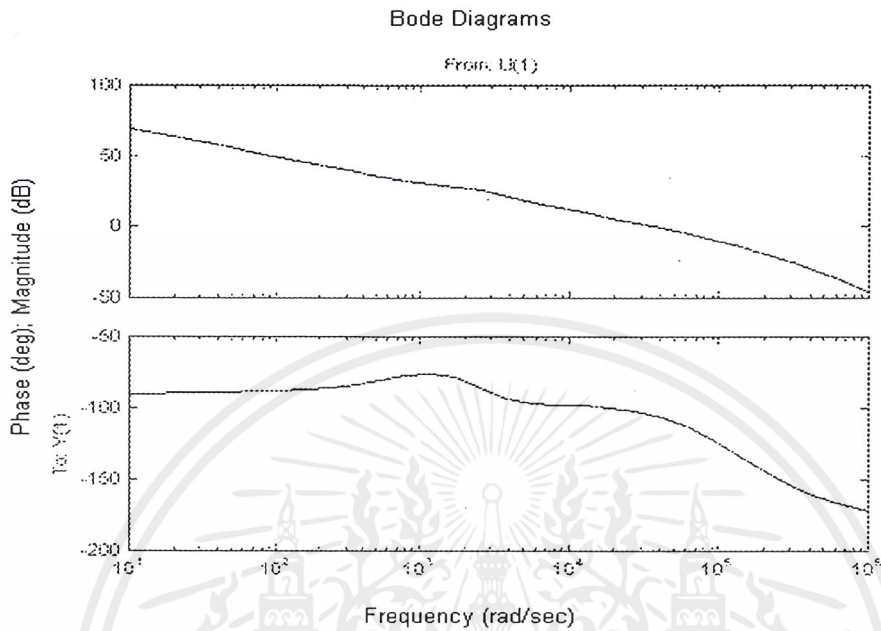
แทนค่าตัวแปรที่มีลงไปจะหา  $C_2$  ได้คือ 220 pF

นำค่า  $R_1, R_2, C_1, C_2$  ลงไปแล้วนำมาเขียนโบดไดอะแกรมจะได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 โบดไดอะแกรมของวงจรถดเซช

นำทราสเฟอ์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์,พัลซ์วิดท์มอดูเลเตอร์และวงจรถดเซชมารวมกันแล้วเขียน โบทไดอะแกรมจะได้



รูปที่ 3.8 โบทไดอะแกรมของฟิลเตอร์+พัลซ์วิดท์มอดูเลเตอร์+วงจรถดเซช

### 3.4 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

หาค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการตามเงื่อนไขกระแสต่อไปนี้

$$\begin{aligned} L &= \frac{(1-D)R}{2f_s} \\ &= \frac{(1-0.4)3.3}{2 \times 50k} \\ &= 19.8 \mu H \end{aligned}$$

ใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่  $38 \mu H$  หากำลังงานได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} LI_m^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot 38 \mu \cdot 10.5^2 \\ &= 2.095 \times 10^{-3} J \end{aligned}$$

หาค่าแอมป์โปรดัคท์จาก

$$\begin{aligned} A_p &= \frac{2E}{K_w K_c J B_m} \\ &= \frac{2 \cdot 2.095 \times 10^{-3}}{0.6 \cdot 1 \cdot 4 \times 10^6 \times 0.2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 8729.16 \text{ mm}^4$$

เลือกใช้แกนอีไอ-40 (EI 40) มี  $A_p = A_c A_w = 148 \times 108 = 15984 \text{ mm}^4$  ซึ่งใช้ได้

หาจำนวนรอบจาก

$$\begin{aligned} N &= \frac{LI_m}{A_c B_m} \\ &= \frac{38 \times 10^{-6} \times 10.5}{148 \times 10^{-6} \times 0.2} \\ &= 14 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

หาขนาดของลวดจาก  $a = \frac{I_o}{J} = \frac{10}{4} = 2.5 \text{ mm}^2$

ใช้ลวดเบอร์ AWG#23 10 เส้น

หาค่าช่องว่างอากาศจาก

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L} \\ &= \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot 14^2 \cdot 148 \times 10^{-6}}{38 \times 10^{-6}} \\ &= 1 \text{ mm} \end{aligned}$$

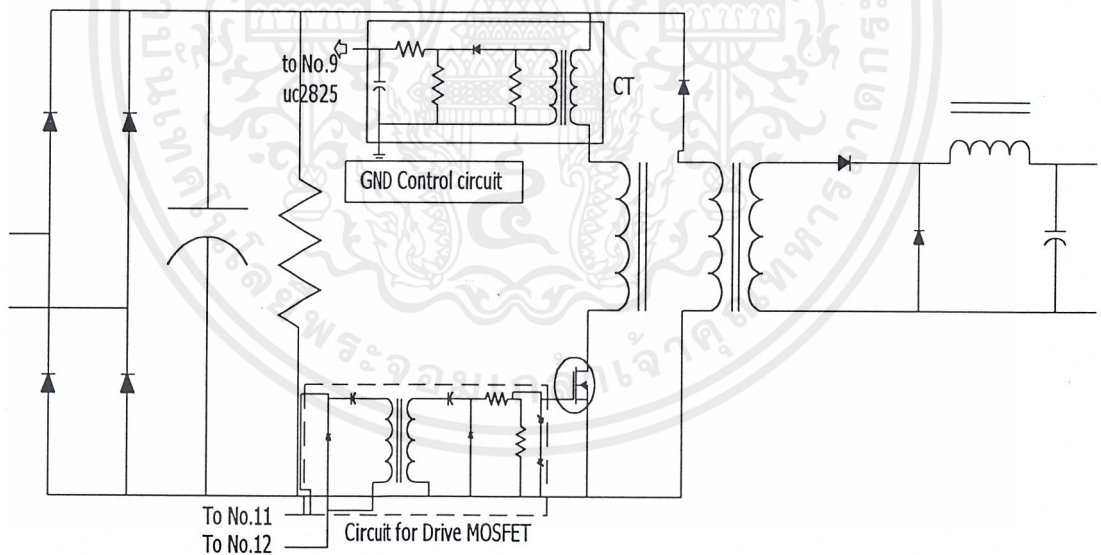
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การสร้างและการทดลอง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. หม้อแปลงปรับค่าได้ (Variac)
2. ไอซีเบอร์ UC2825
3. แกนหม้อแปลงและเฟอร์ไรต์ ETD 39, EI 19, EI 40
4. ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ AWG#23, AWG#28, AWG#29
5. ไดโอดและบริดจ์ไดโอด
6. ตัวเก็บประจุค่าต่างๆ
7. ตัวความต้านทานค่าต่างๆ
8. อุปกรณ์อื่นๆ



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทดลองที่ 1

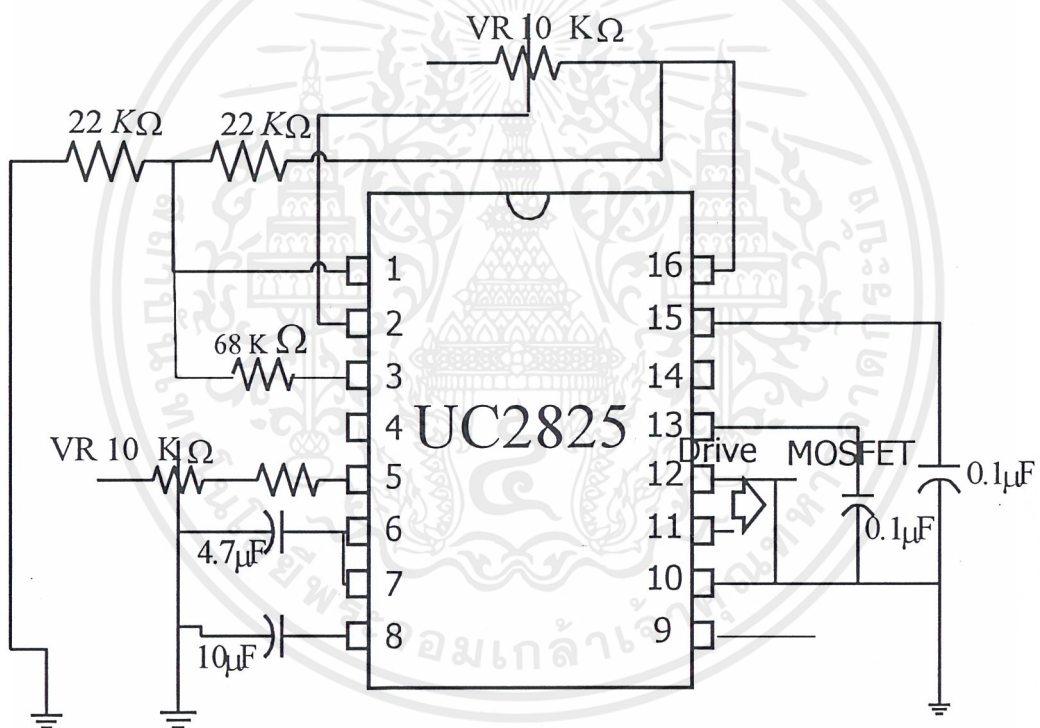
### ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์และชุดควบคุม

หลังจากที่ได้มีการศึกษาและออกแบบอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องใช้ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ และศึกษาการทำงานของชุดควบคุมจนได้สัญญาณพัลส์เพื่อขับมอสเฟตแล้ว การทดลองนี้จะนำทั้ง 2 ส่วนมาทำงานร่วมกัน

#### วัตถุประสงค์

เพื่อตรวจสอบอุปกรณ์ที่เชื่อว่าสามารถใช้ได้จริง และทำงานได้ตรงตามความต้องการ  
วิธีการทดลอง

ต่อชุดควบคุมดังรูปที่ 4.2 ข้างล่างจะได้สัญญาณพัลส์ไปขับมอสเฟตที่ขา 11 และที่ขา 12



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรชุดควบคุมของ UC2825 สำหรับวงจรระบบเปิด

#### ผลการทดลอง

หลังจากทำการต่อวงจรดังรูป และทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ จะพบว่าอุปกรณ์ต่างๆ ทำงานได้ตามต้องการ โดยให้กราฟสัญญาณดังรูปข้างล่าง โดย

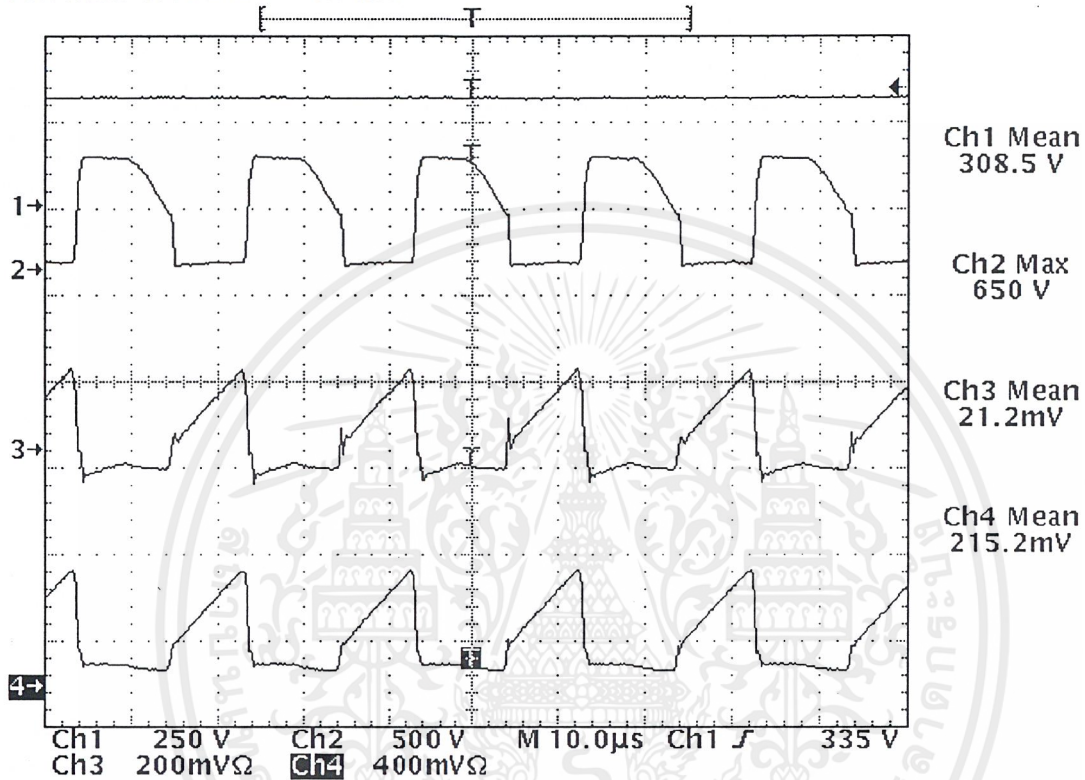
ช่องสัญญาณที่ 1 แรงดันไฟสลับหลังจากผ่านบริดไดโอด ที่ 220Vac จะได้แรงดันไฟตรง ประมาณ 310Vdc

ช่องสัญญาณที่ 2 แรงดันตกคร่อมขาคอนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต

ช่องสัญญาณที่ 3 กระแสไฟรมารี่และกระแสตีแมกเนไตซิ่ง

ช่องสัญญาณที่ 4 กระแสเซนคันดารี

Tek Run: 5.00MS/s Hi Res



รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันและกระแสในฟอรัวรีดคอนเวอร์เตอร์

### การทดลองที่ 2

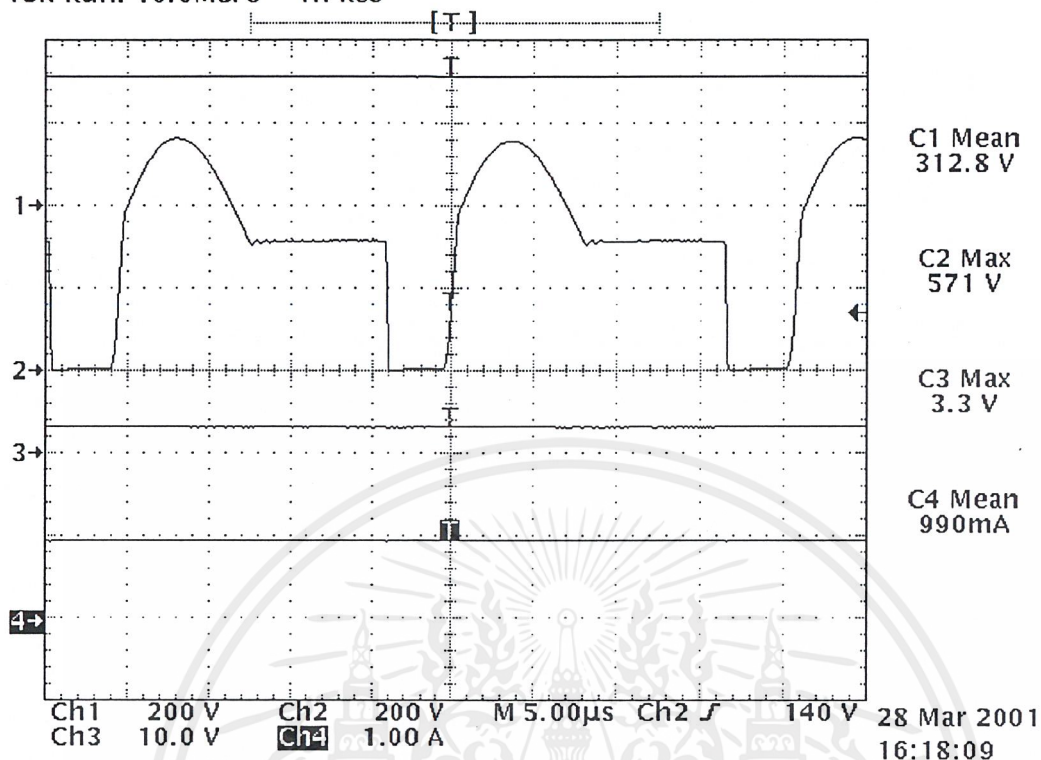
การทำงานร่วมกันของเพาเวอร์เซอร์กิต และ ชุดควบคุม โดยมีการป้อนกลับ

หลังจากที่อุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรสามารถทำงานได้ตามต้องการแล้วตามการทดลองที่ 2 แต่ยังไม่สามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ตามที่ต้องการ จึงต้องมีการนำสัญญาณเอาต์พุตกลับมาเปรียบเทียบกับเพื่อทำการชดเชยโดยชุดควบคุม

วัตถุประสงค์ เพื่อสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ตามพิกัดที่ต้องการ

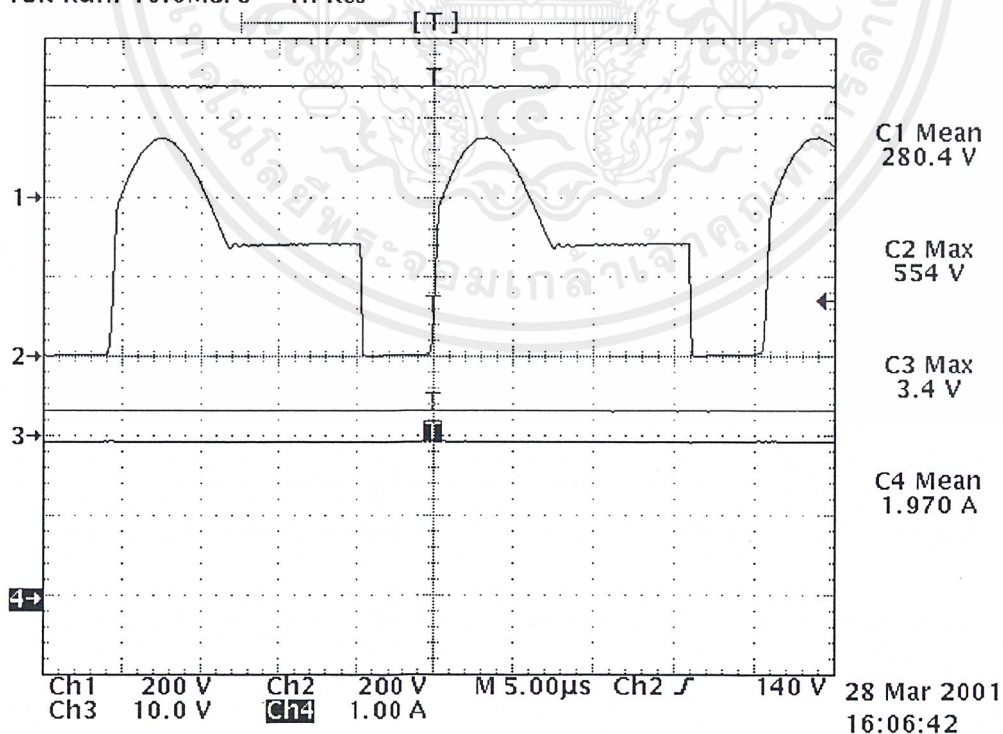


Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่อินพุต 220 โวลต์ (rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 1 แอมป์

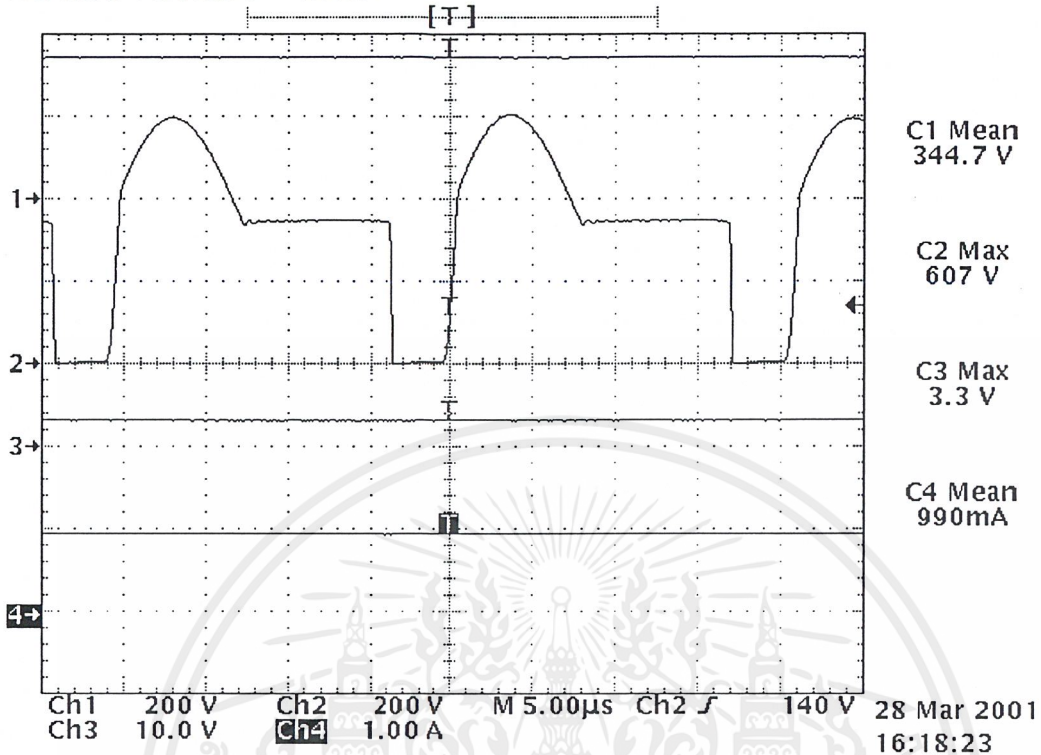
Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.6 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์ (rms) เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 2 แอมป์

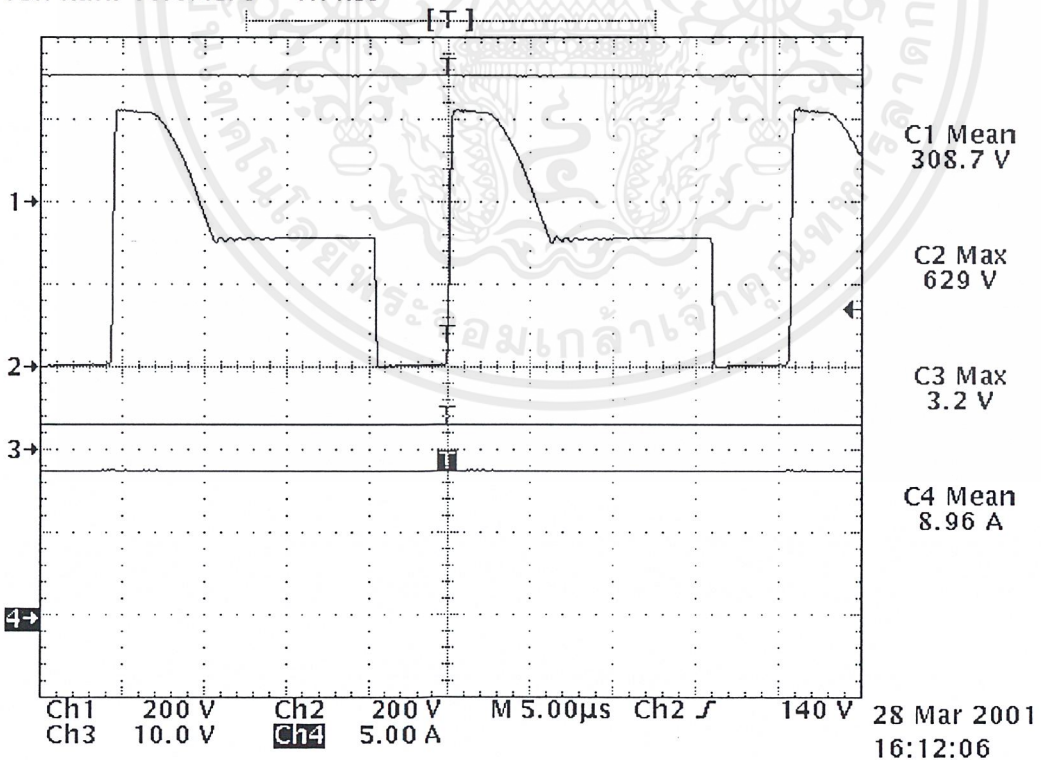
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่อินพุต 240โวลต์(rms)เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 1 แอมป์

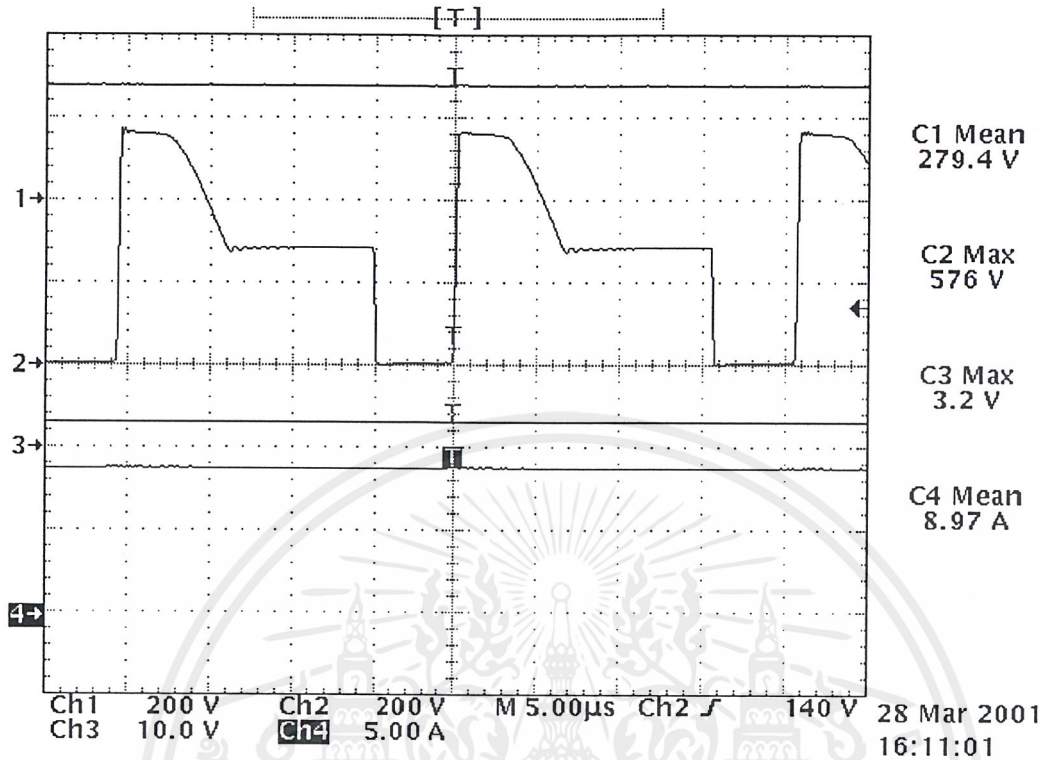
Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.8 สัญญาณที่อินพุต 220โวลต์(rms)เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์

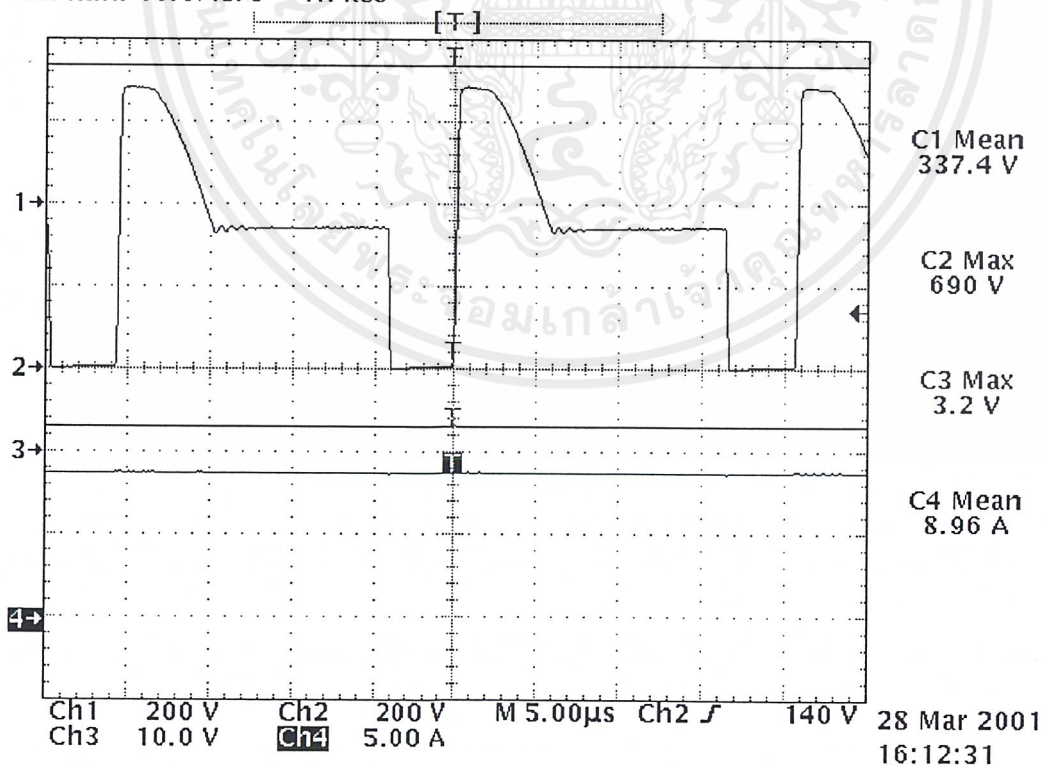
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่อินพุต 198 โวลต์(rms)เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์

Tek Run: 10.0MS/s Hi Res



รูปที่ 4.10 สัญญาณที่อินพุต 240 โวลต์(rms)เอาต์พุต 3.3 โวลต์ 10 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของฟังก์ชันสเต็ป เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสจาก 2 แอมป์ไปยัง 7 แอมป์ โดยทำการทดลองที่ 3 สภาวะคือ

1. ที่แรงดันอินพุต 198 โวลต์ (rms)
2. ที่แรงดันอินพุต 220 โวลต์ (rms)
3. ที่แรงดันอินพุต 240 โวลต์ (rms)

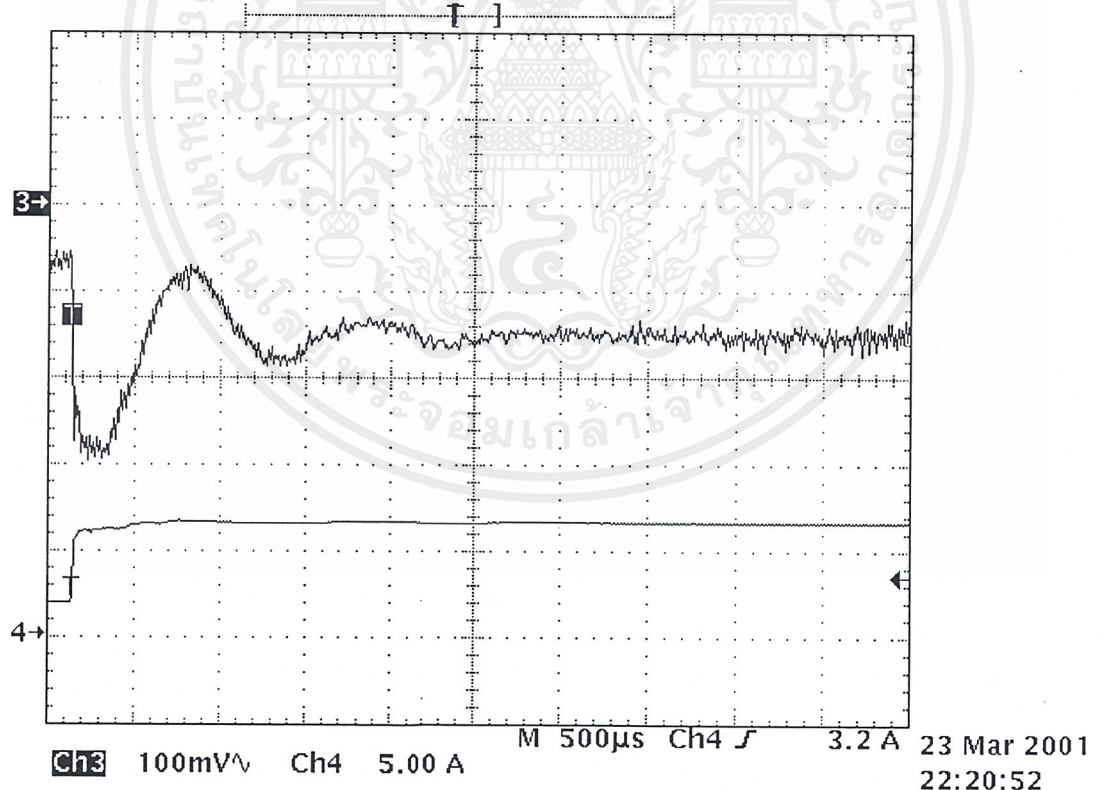
ลักษณะผลตอบสนองที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 4.11 ,4.12 และ 4.13

ซึ่งหลังจากการปรับปรุงเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการแล้ว สามารถวัดประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายได้ตามตารางที่ 4.1 , 4.2 และ 4.3

หมายเหตุ ที่กระแสสูงๆ ไม่สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ต้องการ (ที่กระแส 10 แอมป์ สามารถจ่ายได้เพียง 9 แอมป์)

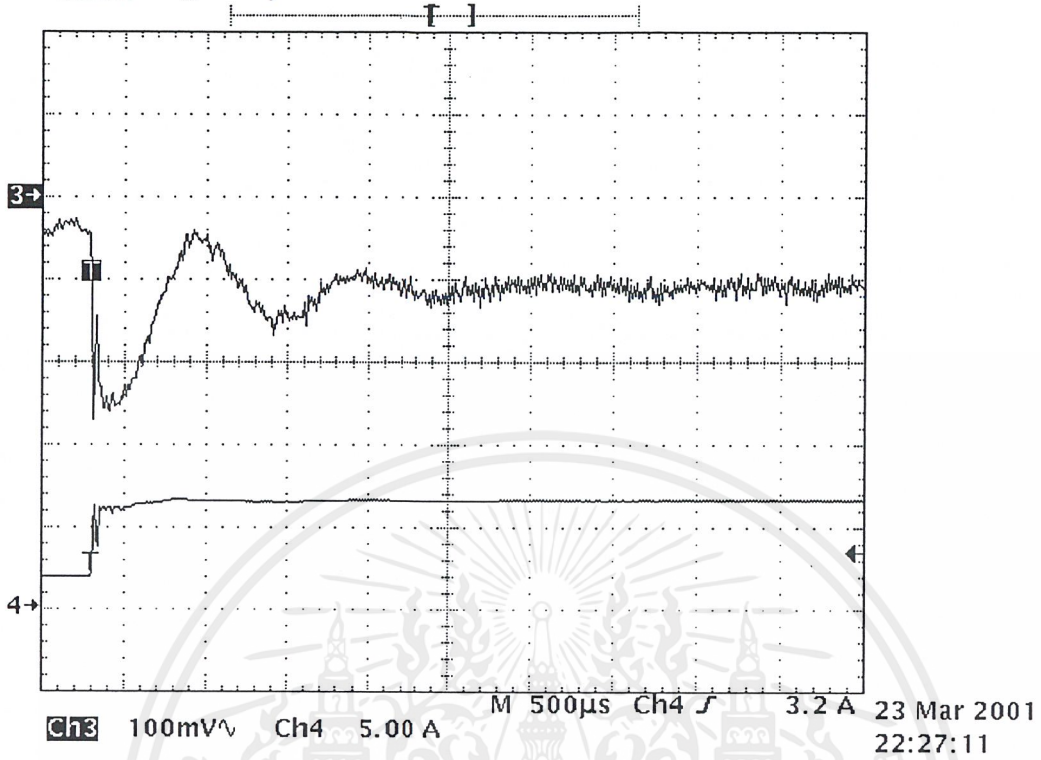
โหลดที่ใช้ในการทดลองเป็นตัวต้านทาน 10 โอห์ม 5 วัตต์ ขนานกัน 3 ตัว

Tek Stop: Single Seq 100kS/s

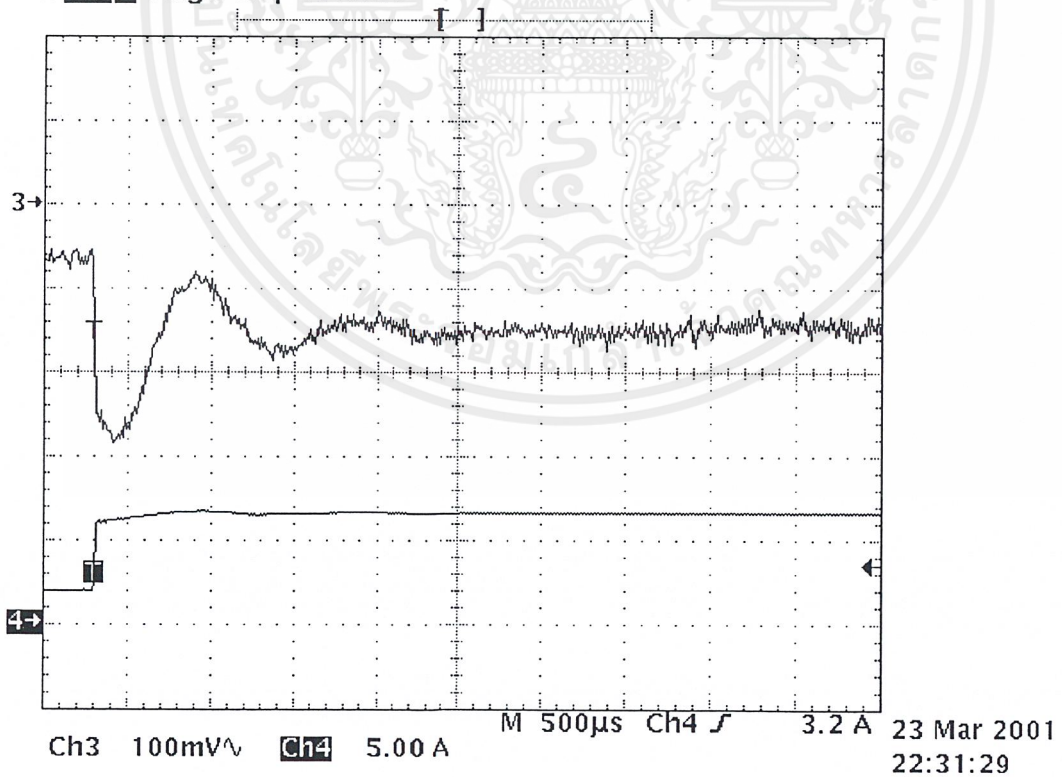


รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองที่อินพุต 198 โวลต์(rms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek **Stop**: Single Seq 100kS/s

รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองที่อินพุต 220 โวลต์(rms)

Tek **Stop**: Single Seq 100kS/s

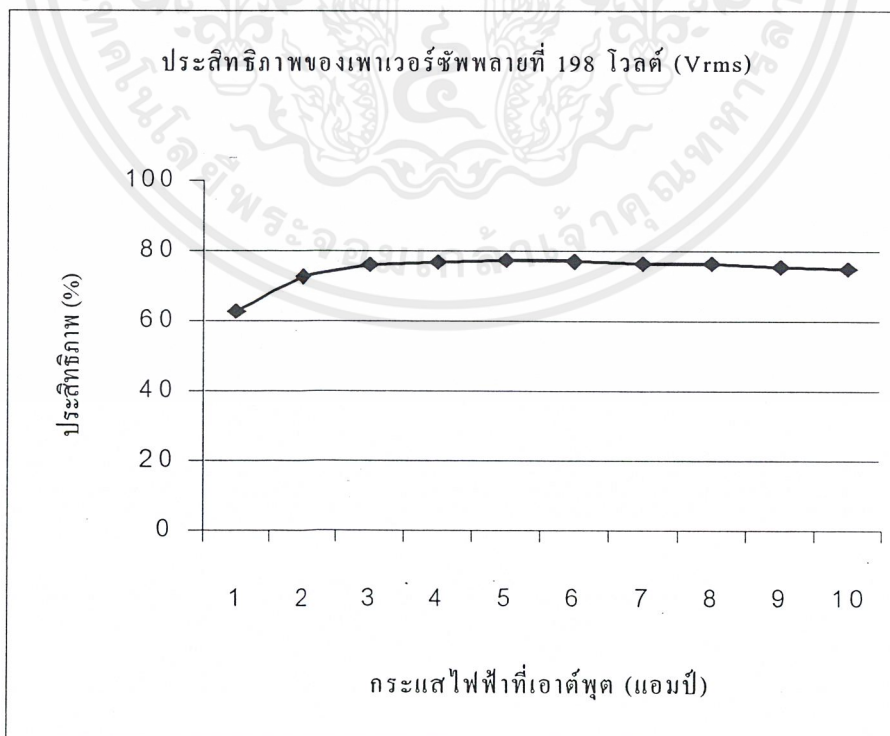
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองที่อินพุต 220 โวลต์(rms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 198 โวลต์ (Vrms)

กระแสไฟฟ้า (แอมป์)	กำลัง อินพุต (วัตต์)	แรงดัน ที่วัดได้ (โวลต์)	กระแส ที่วัดได้ (แอมป์)	กำลัง เอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (%)
1	4.82	3.32	0.91	3.01	62.45
2	8.61	3.31	1.88	6.24	72.50
3	12.36	3.29	2.85	9.38	75.90
4	16.22	3.27	3.80	12.43	76.63
5	19.98	3.26	4.73	15.42	77.18
6	23.70	3.24	5.63	18.24	76.96
7	27.36	3.22	6.48	20.87	76.30
8	31.03	3.21	7.36	23.63	76.20
9	34.63	3.19	8.18	26.10	75.37
10	38.13	3.17	9.00	28.53	74.82

รูปที่ 4.14 กราฟแสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 198 โวลต์ (Vrms)

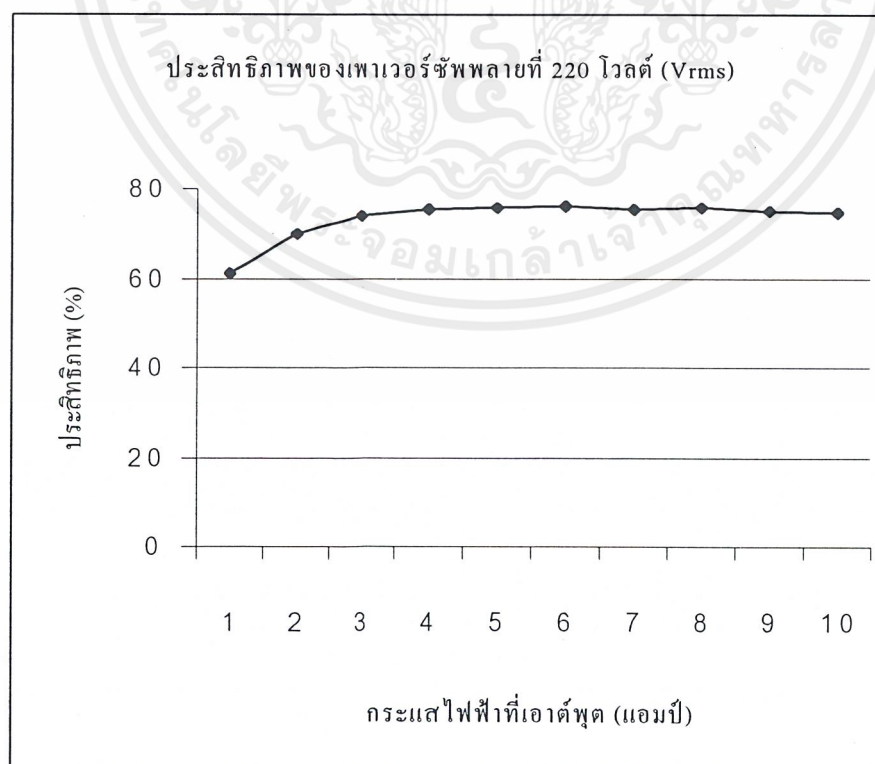


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 220 โวลต์ (Vrms)

กระแสไฟฟ้า (แอมป์)	กำลัง อินพุต (วัตต์)	แรงดัน ที่วัดได้ (โวลต์)	กระแส ที่วัดได้ (แอมป์)	กำลัง เอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (%)
1	5.07	3.31	0.93	3.08	60.77
2	8.74	3.29	1.85	6.10	69.80
3	12.52	3.27	2.83	9.25	73.88
4	16.41	3.26	3.79	12.36	75.32
5	20.15	3.24	4.71	15.26	75.73
6	23.92	3.23	5.62	18.15	75.88
7	27.60	3.21	6.47	20.77	75.25
8	31.21	3.20	7.36	23.55	75.46
9	34.77	3.18	8.19	26.04	74.89
10	38.37	3.17	9.00	28.53	74.35

รูปที่ 4.15 กราฟแสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 220 โวลต์ (Vrms)

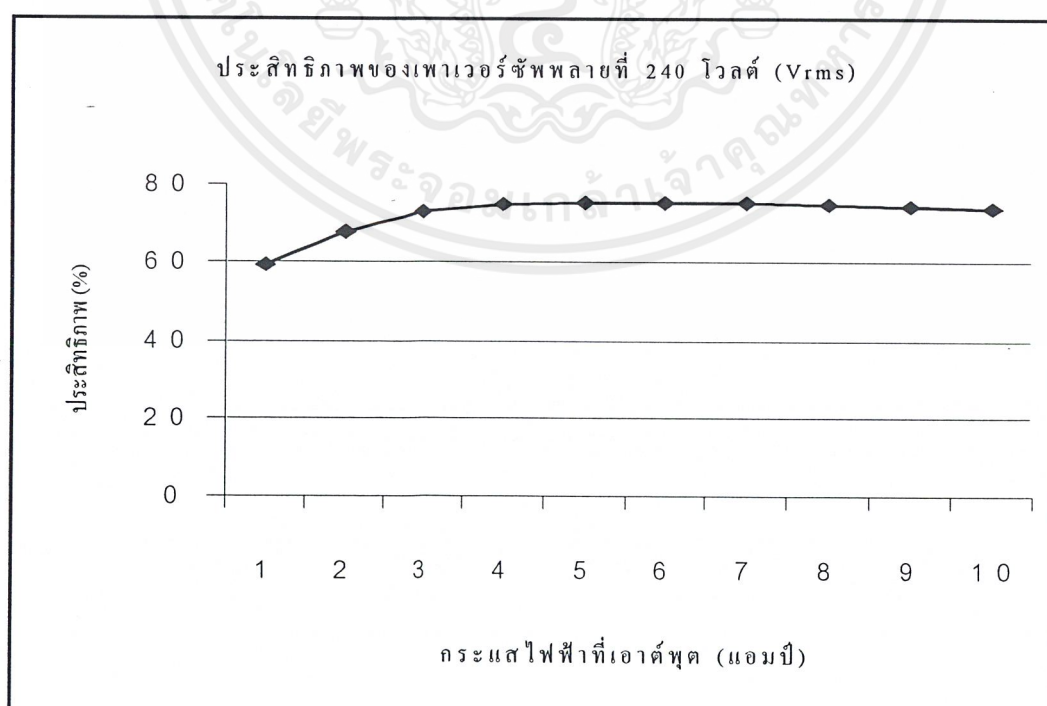


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 240 โวลต์ (Vrms)

กระแสไฟฟ้า (แอมป์)	กำลัง อินพุต (วัตต์)	แรงดัน ที่วัดได้ (โวลต์)	กระแส ที่วัดได้ (แอมป์)	กำลัง เอาต์พุต (วัตต์)	ประสิทธิภาพ (%)
1	5.21	3.31	0.93	3.08	59.12
2	9.00	3.28	1.85	6.10	67.78
3	12.69	3.28	2.83	9.28	73.13
4	16.43	3.26	3.78	12.32	74.98
5	20.29	3.24	4.70	15.23	75.06
6	24.07	3.22	5.62	18.10	75.20
7	27.64	3.21	6.46	20.74	75.04
8	31.36	3.19	7.34	23.41	74.65
9	34.92	3.18	8.17	25.98	74.40
10	38.38	3.15	9.00	28.35	73.87

รูปที่ 4.16 แสดงประสิทธิภาพของเพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันเฉลี่ย 240 โวลต์ (Vrms)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและวิจารณ์

ในโครงการนี้เป็นการสร้างพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็น Low Voltage High Current Power Supply มีพิกัดที่ 3.3 โวลต์ 10 แอมป์ ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งอุปกรณ์ที่สำคัญในวงจรเช่น หม้อแปลง ,ขดลวดเหนี่ยวนำ ได้ทำการออกแบบ คำนวนและสร้างขึ้นเองและได้ปรับปรุงให้สามารถใช้งาน ได้สอดคล้องกับวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้เอาต์พุตตามที่ต้องการ

โดยที่ในส่วนของโหลดนั้นได้ทำการต่อเข้ากับสวิตช์เพื่อที่จะทำการปรับขนาดของกระแสได้ที่ละ 1 แอมป์ เพื่อความปลอดภัยและทางด้านอินพุตจะรับไฟมาจาก วารีแอก ซึ่งกำหนดพิกัดเอาไว้มือที่ 280-340 โวลต์ จากการทดลองสามารถจ่ายรักษาแรงดันได้ที่ 3.3 โวลต์โดยสามารถรักษา ระดับแรงดันให้ตกได้ไม่เกิน 0.165 โวลต์ได้ตามต้องการและจ่ายกระแสที่โหลดเต็มพิกัดได้ 9 แอมป์



## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดีก็เพราะบุคคลต่างๆหลายท่าน ทางผู้จัดทำขอกราบ  
ขอบพระคุณ คุณพ่อคุณแม่ ของผู้จัดทำที่คอยเป็นกำลังใจให้ตลอดเวลา รวมทั้งเป็นผู้ที่มีอุปการคุณ  
เลี้ยงดูผู้จัดทำตั้งแต่เด็กจนกระทั่งผู้จัดทำได้มีวันนี้

ขอกราบขอบพระคุณ ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์, ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ และ  
Mr.Chalermkiat Tepsumran ที่ให้คำแนะนำ และคำปรึกษาเกี่ยวกับ ทางทฤษฎี และการปฏิบัติการ  
ทดลองแต่ละครั้งในการจัดทำโครงงานงานชิ้นนี้ ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ  
โอกาสนี้ด้วย

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ช่วยอุปถัมภ์และให้คำปรึกษาด้วยดีในการทำปริญญาบัตร  
ฉบับนี้

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. สุวัฒน์ ตัน, ” เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย “, ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท เอลเทลไทย จำกัด
2. Abraham I. Pressman, ” Switched Mode Power Supplies Design(second Edition)”
3. Billings,Keith H. Switchmode Power Supply Handbook : McGraw-Hill, Inc 1989
4. Daniel W.Hart. Introduction to Power Electronics : Prentice-Hall International, INC.
5. H.W. Whittington , B.W.Flynn , D.E.Macpherson , ” Switched Mode Power Supplies:Design and Construction “, The University of Edinburg,UK
6. L.Umanand S.R.Bhat , “ Design of Magnetic Components For Switched Mode Power Converter”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC34025, MC33025

## High Speed Double-Ended PWM Controller

The MC34025 series are high speed, fixed frequency, double-ended pulse width modulator controllers optimized for high frequency operation. They are specifically designed for Off-Line and DC-to-DC converter applications offering the designer a cost effective solution with minimal external components. These integrated circuits feature an oscillator, a temperature compensated reference, a wide bandwidth error amplifier, a high speed current sensing comparator, steering flip-flop, and dual high current totem pole outputs ideally suited for driving power MOSFETs.

Also included are protective features consisting of input and reference undervoltage lockouts each with hysteresis, cycle-by-cycle current limiting, and a latch for single pulse metering.

The flexibility of this series allows it to be easily configured for either current mode or voltage mode control.

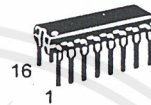
- 50 ns Propagation Delay to Outputs
- Dual High Current Totem Pole Outputs
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully-Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Latching PWM for Cycle-By-Cycle Current Limiting
- Soft-Start Control with Latched Overcurrent Reset
- Input Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Low Start-Up Current (500  $\mu$ A Typ)
- Internally Trimmed Reference with Undervoltage Lockout
- 90% Maximum Duty Cycle (Externally Adjustable)
- Precision Trimmed Oscillator
- Voltage or Current Mode Operation to 1.0 MHz
- Functionally Similar to the UC3825



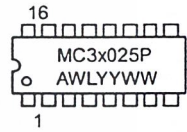
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

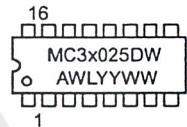
### MARKING DIAGRAMS



PDIP-16  
P SUFFIX  
CASE 648

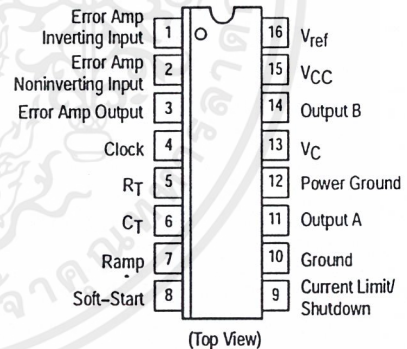


SO-16L  
DW SUFFIX  
CASE 751G

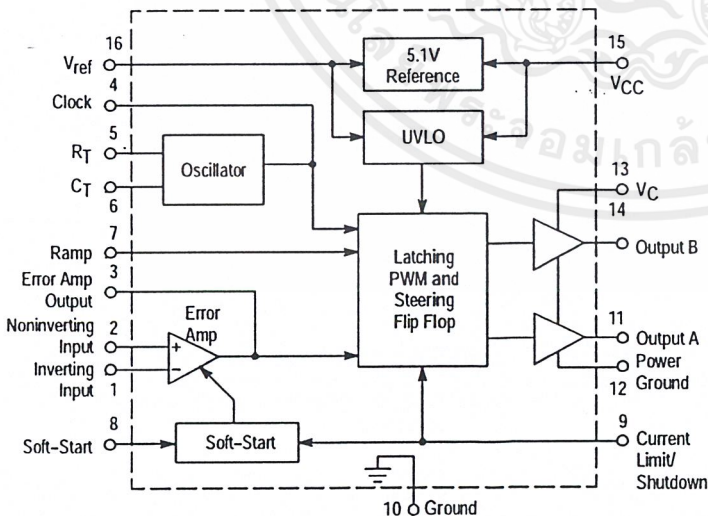


x = 3 or 4  
A = Assembly Location  
WL, L = Wafer Lot  
YY, Y = Year  
WW, W = Work Week

### PIN CONNECTIONS



### Simplified Application



This device contains 227 active transistors.

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC33025DW	SO-16L	47 Units/Rail
MC33025DWR2	SO-16L	1000 Tape & Reel
MC33025P	PDIP-16	25 Units/Rail
MC34025DW	SO-16L	47 Units/Rail
MC34025DWR2	SO-16L	1000 Tape & Reel
MC34025P	PDIP-16	25 Units/Rail

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC34025, MC33025

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	30	V
Output Driver Supply Voltage	$V_C$	20	V
Output Current, Source or Sink (Note 1.) DC Pulsed (0.5 $\mu$ s)	$I_O$	0.5 2.0	A
Current Sense, Soft-Start, Ramp, and Error Amp Inputs	$V_{in}$	-0.3 to +7.0	V
Error Amp Output and Soft-Start Sink Current	$I_O$	10	mA
Clock and $R_T$ Output Current	$I_{CO}$	5.0	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics SO-16 Package (Case 751G) Maximum Power Dissipation @ $T_A = +25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Air DIP Package (Case 648) Maximum Power Dissipation @ $T_A = +25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Air	$P_D$ $R_{\theta JA}$ $P_D$ $R_{\theta JA}$	862 145 1.25 100	mW $^\circ\text{C/W}$ W $^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature (Note 2.) MC34025 MC33025	$T_A$	0 to +70 -40 to +105	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $R_T = 3.65\text{ k}\Omega$ ,  $C_T = 1.0\text{ nF}$ , for typical values  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies [Note 2.], unless otherwise noted.)

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

## REFERENCE SECTION

Reference Output Voltage ( $I_O = 1.0\text{ mA}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{ref}$	5.05	5.1	5.15	V
Line Regulation ( $V_{CC} = 10\text{ V to }30\text{ V}$ )	$Reg_{line}$	-	2.0	15	mV
Load Regulation ( $I_O = 1.0\text{ mA to }10\text{ mA}$ )	$Reg_{load}$	-	2.0	15	mV
Temperature Stability	$T_S$	-	0.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Total Output Variation over Line, Load, and Temperature	$V_{ref}$	4.95	-	5.25	V
Output Noise Voltage ( $f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_n$	-	50	-	$\mu\text{V}$
Long Term Stability ( $T_A = +125^\circ\text{C}$ for 1000 Hours)	$S$	-	5.0	-	mV
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$	-30	-65	-100	mA

## OSCILLATOR SECTION

Frequency $T_J = +25^\circ\text{C}$ Line ( $V_{CC} = 10\text{ V to }30\text{ V}$ ) and Temperature ( $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ )	$f_{osc}$	380 370	400 400	420 430	kHz
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 10\text{ V to }30\text{ V}$ )	$\Delta f_{osc}/\Delta V$	-	0.2	1.0	%
Frequency Change with Temperature ( $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ )	$\Delta f_{osc}/\Delta T$	-	2.0	-	%
Sawtooth Peak Voltage	$V_P$	2.6	2.8	3.0	V
Sawtooth Valley Voltage	$V_V$	0.7	1.0	1.25	V
Clock Output Voltage High State Low State	$V_{OH}$ $V_{OL}$	3.9 -	4.5 2.3	- 2.9	V

- Maximum package power dissipation limits must be observed.
- Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.  
 $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC34025       $T_{high} = +70^\circ\text{C}$  for MC34025  
 $= -40^\circ\text{C}$  for MC33025       $= +105^\circ\text{C}$  for MC33025

## MC34025, MC33025

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $R_T = 3.65\text{ k}\Omega$ ,  $C_T = 1.0\text{ nF}$ , for typical values  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies [Note 2.], unless otherwise noted.)

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

### ERROR AMPLIFIER SECTION

Input Offset Voltage	$V_{IO}$	–	–	15	mV
Input Bias Current	$I_{IB}$	–	0.6	3.0	$\mu\text{A}$
Input Offset Current	$I_{IO}$	–	0.1	1.0	$\mu\text{A}$
Open-Loop Voltage Gain ( $V_O = 1.0\text{ V}$ to $4.0\text{ V}$ )	$A_{VOL}$	60	95	–	dB
Gain Bandwidth Product ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	GBW	4.0	8.3	–	MHz
Common Mode Rejection Ratio ( $V_{CM} = 1.5\text{ V}$ to $5.5\text{ V}$ )	CMRR	75	95	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $V_{CC} = 10\text{ V}$ to $30\text{ V}$ )	PSRR	85	110	–	dB
Output Current, Source ( $V_O = 4.0\text{ V}$ ) Sink ( $V_O = 1.0\text{ V}$ )	$I_{Source}$ $I_{Sink}$	0.5 1.0	3.0 3.6	– –	mA
Output Voltage Swing, High State ( $I_O = -0.5\text{ mA}$ ) Low State ( $I_O = 1.0\text{ mA}$ )	$V_{OH}$ $V_{OL}$	4.5 0	4.75 0.4	5.0 1.0	V
Slew Rate	SR	6.0	12	–	V/ $\mu\text{s}$

### PWM COMPARATOR SECTION

Ramp Input Bias Current	$I_{IB}$	–	–0.5	–5.0	$\mu\text{A}$
Duty Cycle, Maximum Minimum	DC(max) DC(min)	80 –	90 –	– 0	%
Zero Duty Cycle Threshold Voltage Pin 3(4) (Pin 7(9) = 0 V)	$V_{th}$	1.1	1.25	1.4	V
Propagation Delay (Ramp Input to Output, $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$t_{PLH}(in/out)$	–	60	100	ns

### SIFT-START SECTION

Charge Current ( $V_{Soft-Start} = 0.5\text{ V}$ )	$I_{chg}$	3.0	9.0	20	$\mu\text{A}$
Discharge Current ( $V_{Soft-Start} = 1.5\text{ V}$ )	$I_{dischg}$	1.0	4.0	–	mA

### CURRENT SENSE SECTION

Input Bias Current (Pin 9(12) = 0 V to $4.0\text{ V}$ )	$I_{IB}$	–	–	15	$\mu\text{A}$
Current Limit Comparator Threshold Shutdown Comparator Threshold	$V_{th}$ $V_{th}$	0.9 1.25	1.0 1.40	1.10 1.55	V
Propagation Delay (Current Limit/Shutdown to Output, $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$t_{PLH}(in/out)$	–	50	80	ns

### OUTPUT SECTION

Output Voltage Low State ( $I_{Sink} = 20\text{ mA}$ ) ( $I_{Sink} = 200\text{ mA}$ ) High State ( $I_{Source} = 20\text{ mA}$ ) ( $I_{Source} = 200\text{ mA}$ )	$V_{OL}$ $V_{OH}$	– – 13 12	0.25 1.2 13.5 13	0.4 2.2 – –	V
Output Voltage with UVLO Activated ( $V_{CC} = 6.0\text{ V}$ , $I_{Sink} = 0.5\text{ mA}$ )	$V_{OL}(UVLO)$	–	0.25	1.0	V
Output Leakage Current ( $V_C = 20\text{ V}$ )	$I_L$	–	100	500	$\mu\text{A}$
Output Voltage Rise Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$t_r$	–	30	60	ns
Output Voltage Fall Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$t_f$	–	30	60	ns

### UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Start-Up Threshold ( $V_{CC}$ Increasing)	$V_{th}(on)$	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis Voltage ( $V_{CC}$ Decreasing After Turn-On)	$V_H$	0.4	0.8	1.2	V

### TOTAL DEVICE

Power Supply Current Start-Up ( $V_{CC} = 8.0\text{ V}$ ) Operating	$I_{CC}$	– –	0.5 25	1.2 35	mA
---	----------	--------	-----------	-----------	----

- Maximum package power dissipation limits must be observed.
- Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient as possible.  
 $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC34025       $T_{high} = +70^\circ\text{C}$  for MC34025  
 $= -40^\circ\text{C}$  for MC33025       $= +105^\circ\text{C}$  for MC33025

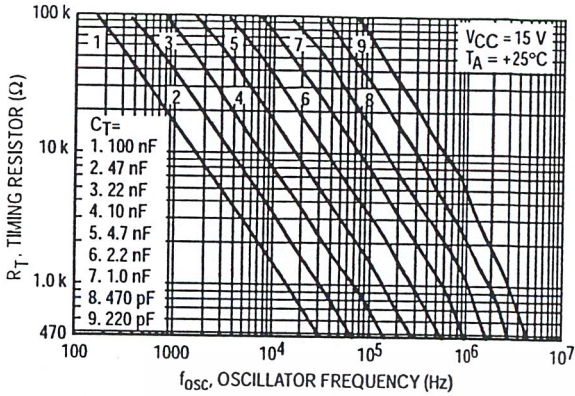


Figure 1. Timing Resistor versus Oscillator Frequency

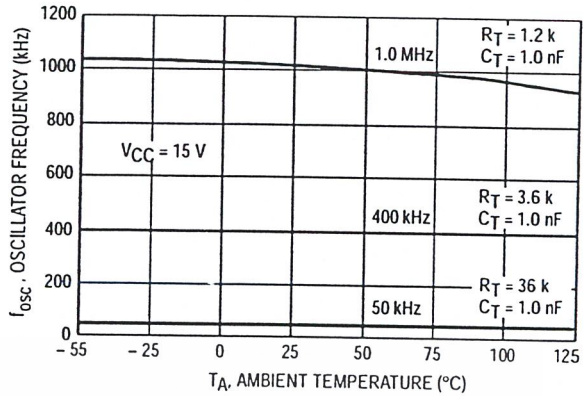


Figure 2. Oscillator Frequency versus Temperature

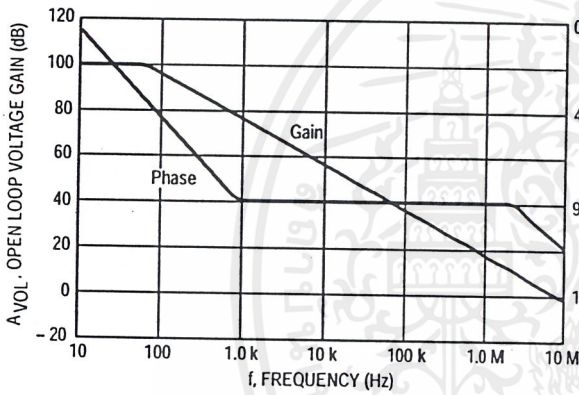


Figure 3. Error Amp Open Loop Gain and Phase versus Frequency

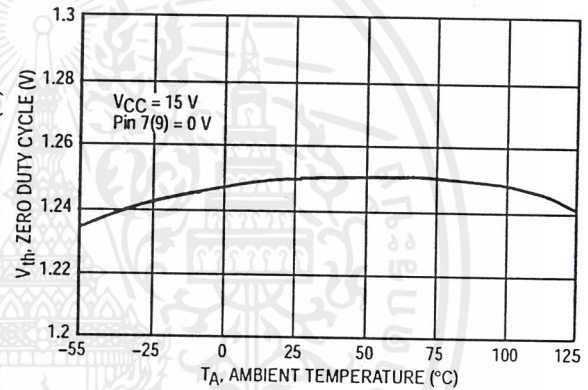


Figure 4. PWM Comparator Zero Duty Cycle Threshold Voltage versus Temperature

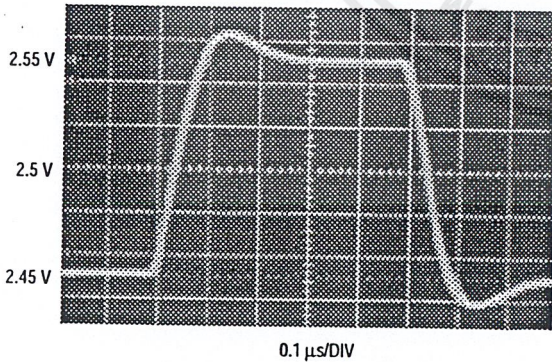


Figure 5. Error Amp Small Signal Transient Response

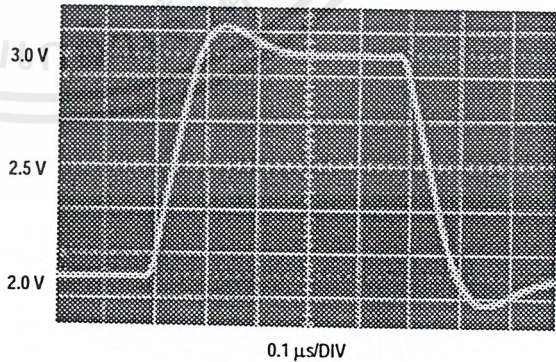


Figure 6. Error Amp Large Signal Transient Response

MC34025, MC33025

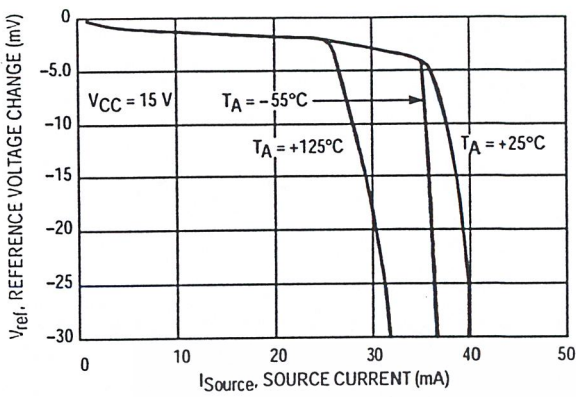


Figure 7. Reference Voltage Change versus Source Current

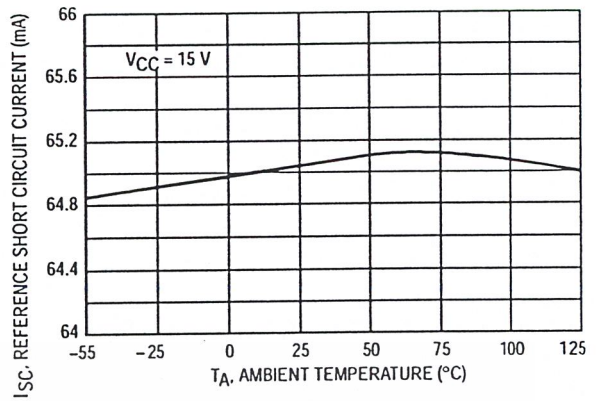
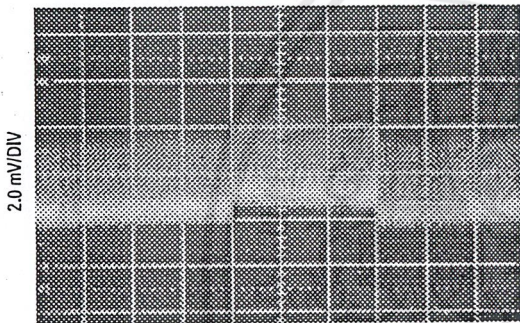
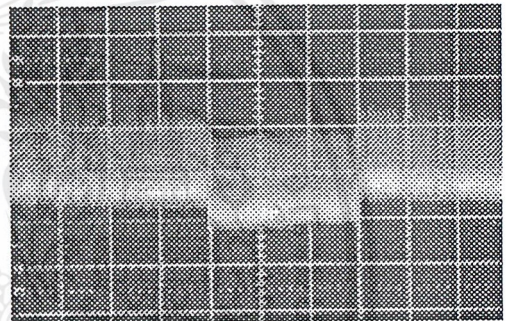


Figure 8. Reference Short Circuit Current versus Temperature



Vref LINE REGULATION 10 V – 24 V  
2.0 mV/DIV

Figure 9. Reference Line Regulation



Vref LINE REGULATION 1.0 mA – 10 mA  
2.0 mV/DIV

Figure 10. Reference Load Regulation

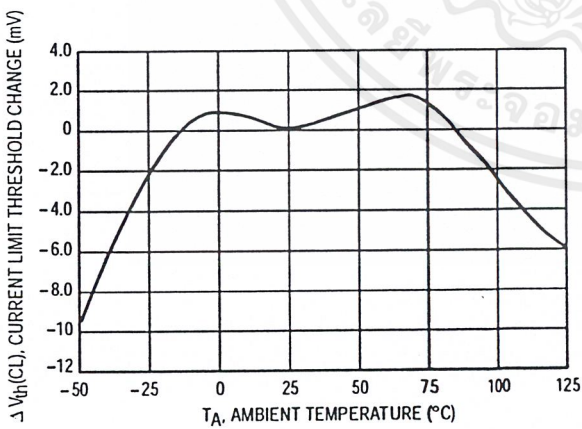


Figure 11. Current Limit Comparator Threshold Change versus Temperature

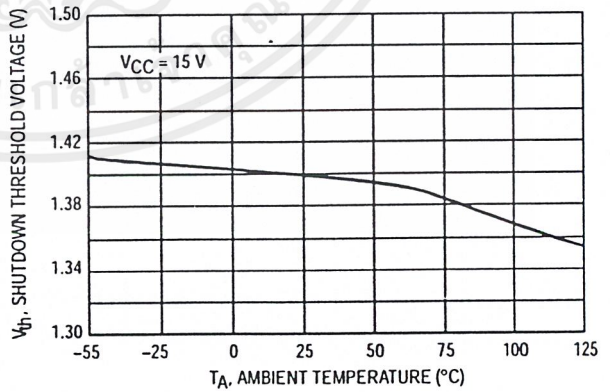


Figure 12. Shutdown Comparator Threshold Voltage versus Temperature

MC34025, MC33025

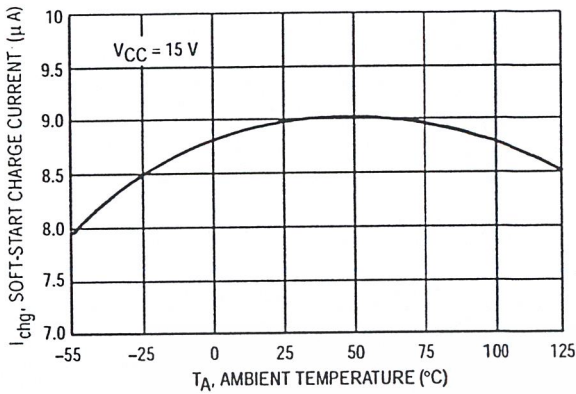


Figure 13. Soft-Start Charge Current versus Temperature

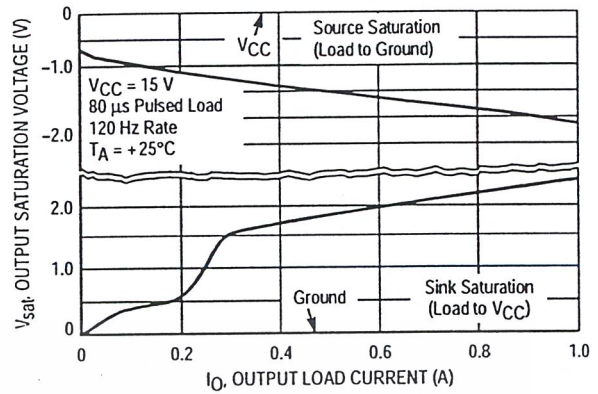
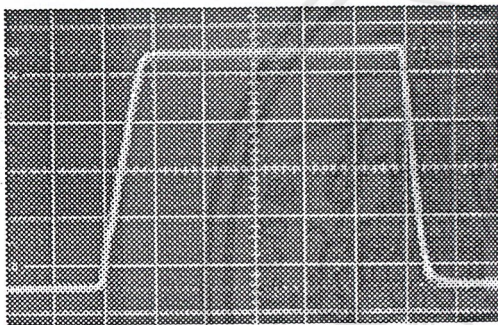
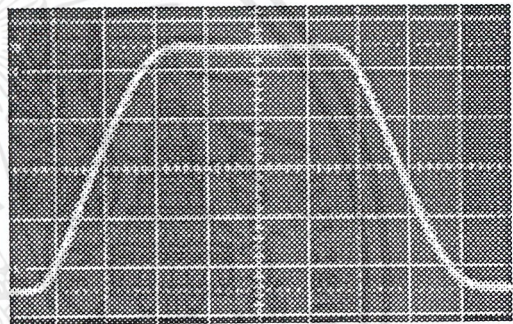


Figure 14. Output Saturation Voltage versus Load Current



OUTPUT RISE & FALL TIME 1.0 nF LOAD  
50 ns/DIV

Figure 15. Drive Output Rise and Fall Time



OUTPUT RISE & FALL TIME 10.0 nF LOAD  
50 ns/DIV

Figure 16. Drive Output Rise and Fall Time

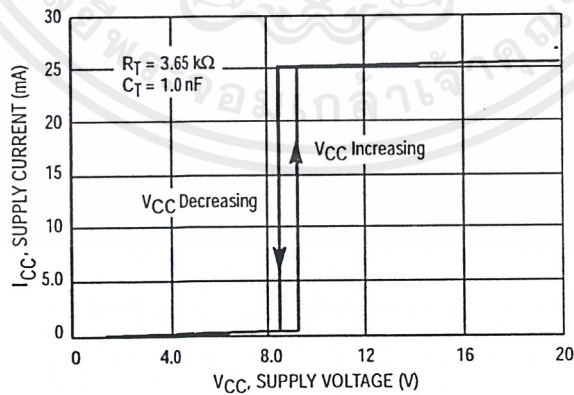


Figure 17. Supply Voltage versus Supply Current

# MC34025, MC33025

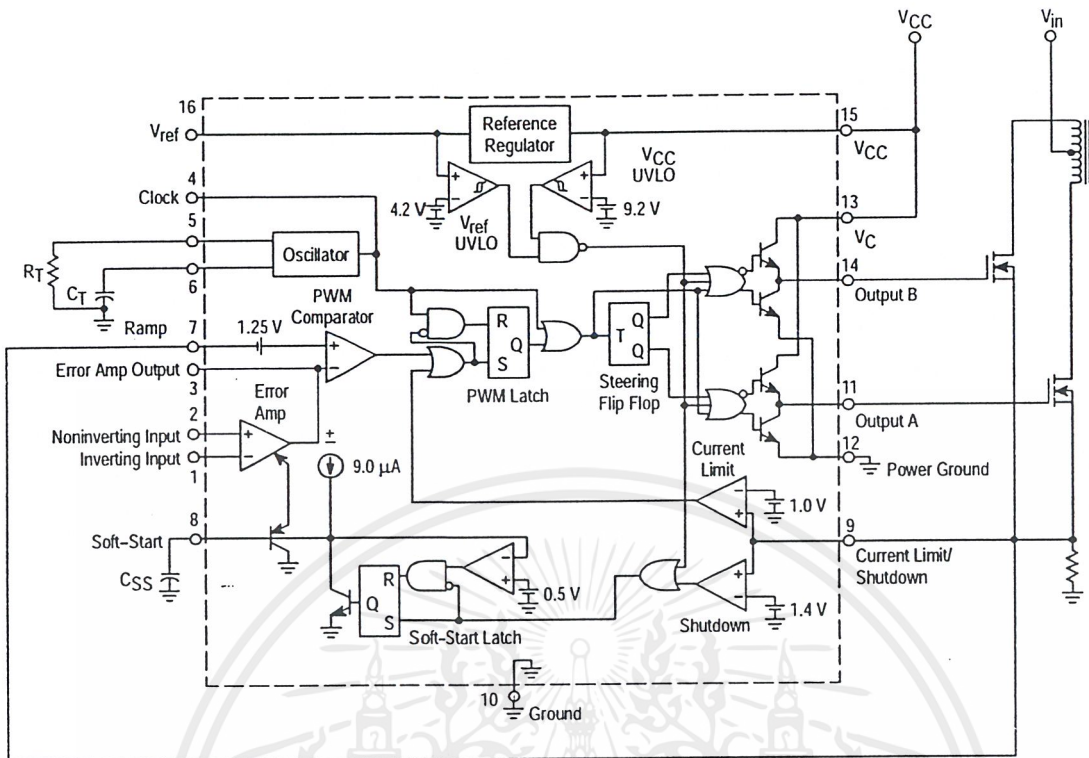


Figure 18. Representative Block Diagram

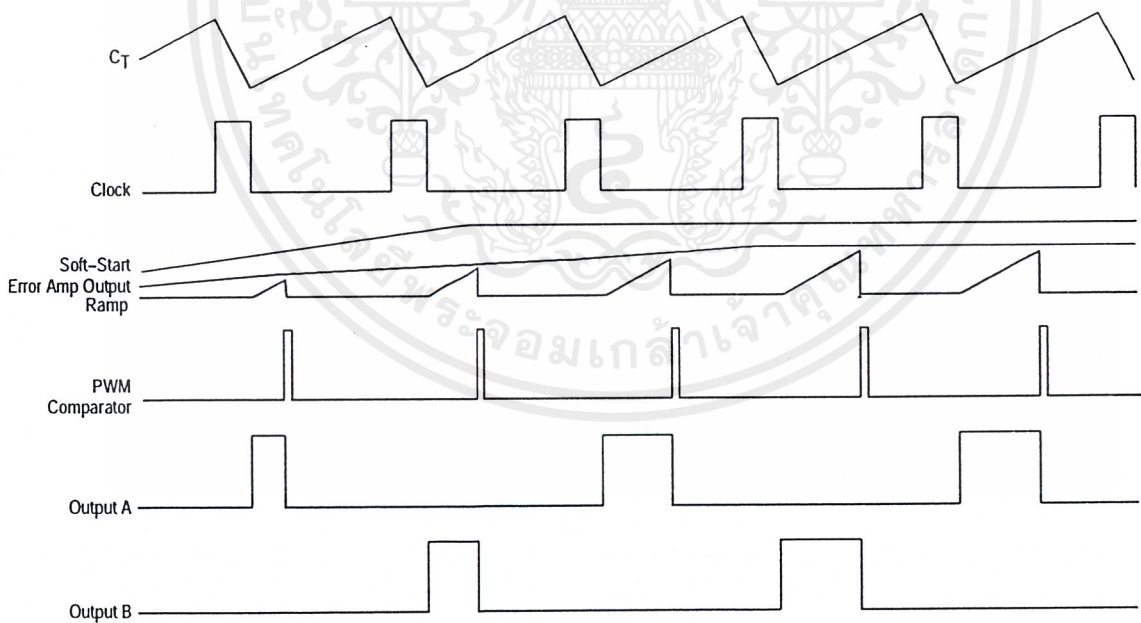


Figure 19. Current Limit Operating Waveforms

## OPERATING DESCRIPTION

The MC33025 and MC34025 series are high speed, fixed frequency, double-ended pulse width modulator controllers optimized for high frequency operation. They are specifically designed for Off-Line and DC-to-DC converter applications offering the designer a cost effective solution with minimal external components. A representative block diagram is shown in Figure 18.

**Oscillator**

The oscillator frequency is programmed by the values selected for the timing components  $R_T$  and  $C_T$ . The  $R_T$  pin is set to a temperature compensated 3.0 V. By selecting the value of  $R_T$ , the charge current is set through a current mirror for the timing capacitor  $C_T$ . This charge current runs continuously through  $C_T$ . The discharge current is ratioed to be 10 times the charge current, which yields the maximum duty cycle of 90%.  $C_T$  is charged to 2.8 V and discharged to 1.0 V. During the discharge of  $C_T$ , the oscillator generates an internal blanking pulse that resets the PWM Latch, inhibits the outputs, and toggles the steering flip-flop. The threshold voltages on the oscillator comparator is trimmed to guarantee an oscillator accuracy of 5.0% at 25°C.

Additional dead time can be added by externally increasing the charge current to  $C_T$  as shown in Figure 23. This changes the charge to discharge ratio of  $C_T$  which is set internally to  $I_{\text{charge}}/10I_{\text{charge}}$ . The new charge to discharge ratio will be:

$$\% \text{ Deadtime} = \frac{I_{\text{additional}} + I_{\text{charge}}}{10 (I_{\text{charge}})}$$

A bidirectional clock pin is provided for synchronization or for master/slave operation. As a master, the clock pin provides a positive output pulse during the discharge of  $C_T$ . As a slave, the clock pin is an input that resets the PWM latch and blanks the drive output, but does not discharge  $C_T$ . Therefore, the oscillator is not synchronized by driving the clock pin alone. Figures 29 and 30 provide suggested synchronization.

**Error Amplifier**

A fully compensated Error Amplifier is provided. It features a typical DC voltage gain of 95 dB and a gain bandwidth product of 8.3 MHz with 75 degrees of phase margin (Figure 3). Typical application circuits will have the noninverting input tied to the reference. The inverting input will typically be connected to a feedback voltage generated from the output of the switching power supply. Both inputs have a Common Mode Voltage ( $V_{CM}$ ) input range of 1.5 V to 5.5 V. The Error Amplifier Output is provided for external loop compensation.

**Soft-Start Latch**

Soft-Start is accomplished in conjunction with an external capacitor. The soft start capacitor is charged by an internal 9.0  $\mu\text{A}$  current source. This capacitor clamps the output of the error amplifier to less than its normal output voltage, thus limiting the duty cycle.

The time it takes for a capacitor to reach full charge is given by:

$$t \approx (4.5 \cdot 10^5) C_{\text{Soft-Start}}$$

A Soft-Start latch is incorporated to prevent erratic operation of this circuitry. Two conditions can cause the Soft-Start circuit to latch so that the Soft-Start capacitor stays discharged. The first condition is activation of an undervoltage lockout of either  $V_{CC}$  or  $V_{\text{ref}}$ . The second condition is when current sense input exceeds 1.4 V. Since this latch is "set dominant", it cannot be reset until either of these signals is removed, and the voltage at  $C_{\text{Soft-Start}}$  is less than 0.5 V.

**PWM Comparator and Latch**

A PWM circuit typically compares an error voltage with a ramp signal. The outcome of this comparison determines the state of the output. In voltage mode operation the ramp signal is the voltage ramp of the timing capacitor. In current mode operation the ramp signal is the voltage ramp induced in a current sensing element. The ramp input of the PWM comparator is pinned out so that the user can decide which mode of operation best suits the application requirements. The ramp input has a 1.25 V offset such that whenever the voltage at this pin exceeds the Error Amplifier Output voltage minus 1.25 V, the PWM comparator will cause the PWM latch to set, disabling the outputs. Once the PWM latch is set, only a blanking pulse by the oscillator can reset it, thus initiating the next cycle.

A toggle flip flop connected to the output of the PWM latch controls which output is active. The flip flop is pulsed by an OR gate that gets its inputs from the oscillator clock and the output of the PWM latch. A pulse from either one will cause the flip flop to enable the other output.

**Current Limiting and Shutdown**

A pin is provided to perform current limiting and shutdown operations. Two comparators are connected to the input of this pin. When the voltage at this pin exceeds 1.0 V, one of the comparators is activated. The output of this comparator sets the PWM latch, which disables the output. In this way cycle-by-cycle current limiting is accomplished. If a current limit resistor is used in series with the power devices, the value of the resistor is found by:

$$R_{\text{Sense}} = \frac{1.0 \text{ V}}{I_{\text{pk}} (\text{switch})}$$

If the voltage at this pin exceeds 1.4 V, the second comparator is activated. This comparator sets a latch which, in turn, causes the Soft-Start capacitor to be discharged. In this way a “hiccup” mode of recovery is possible in the case of output short circuits. If a current limit resistor is used in series with the output devices, the peak current at which the controller will enter a “hiccup” mode is given by:

$$I_{\text{shutdown}} = \frac{1.4 \text{ V}}{R_{\text{Sense}}}$$

**Undervoltage Lockout**

There are two undervoltage lockout circuits within the IC. The first senses V<sub>CC</sub> and the second V<sub>ref</sub>. During power-up, V<sub>CC</sub> must exceed 9.2 V and V<sub>ref</sub> must exceed 4.2 V before the outputs can be enabled and the Soft-Start latch released. If V<sub>CC</sub> falls below 8.4 V or V<sub>ref</sub> falls below 3.6 V, the outputs are disabled and the Soft-Start latch is activated. When the UVLO is active, the part is in a low current standby mode allowing the IC to have an off-line bootstrap start-up circuit. Typical start-up current is 500 μA.

**Output**

The MC34025 has two high current totem pole outputs specifically designed for direct drive of power MOSFETs. They are capable of up to ±2.0 A peak drive current with a typical rise and fall time of 30 ns driving a 1.0 nF load.

Separate pins for V<sub>C</sub> and Power Ground are provided. With proper implementation, a significant reduction of switching transient noise imposed on the control circuitry is possible. The separate V<sub>C</sub> supply input also allows the designer added flexibility in tailoring the drive voltage independent of V<sub>CC</sub>.

**Reference**

A 5.1 V bandgap reference is pinned out and is trimmed to an initial accuracy of ±1.0% at 25°C. This reference has short circuit protection and can source in excess of 10 mA for powering additional control system circuitry.

**Design Considerations**

**Do not attempt to construct the converter on wire-wrap or plug-in prototype boards.** With high frequency, high power, switching power supplies it is imperative to have separate current loops for the signal paths and for the power paths. The printed circuit layout should contain a ground plane with low current signal and high current switch and output grounds returning on separate paths back to the input filter capacitor. All bypass capacitors

and snubbers should be connected as close as possible to the specific part in question. The PC board lead lengths must be less than 0.5 inches for effective bypassing or snubbing.

**Instabilities**

In current mode control, an instability can be encountered at any given duty cycle. The instability is caused by the current feedback loop. It has been shown that the instability is caused by a double pole at half the switching frequency. If an external ramp (S<sub>e</sub>) is added to the on-time ramp (S<sub>n</sub>) of the current-sense waveform, stability can be achieved (see Figure 20).

One must be careful not to add too much ramp compensation. If too much is added, the system will start to perform like a voltage mode regulator. All benefits of current mode control will be lost. Figures 28A and 28B show examples of two different ways in which external ramp compensation can be implemented.

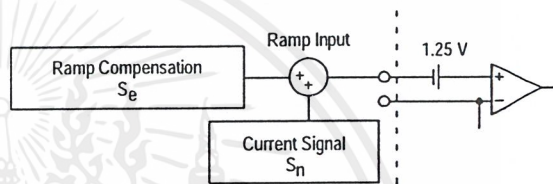


Figure 20. Ramp Compensation

A simple equation can be used to calculate the amount of external ramp necessary to add that will achieve stability in the current loop. For the following equations, the calculated values for the application circuit in Figure 36 are also shown.

$$S_e = \frac{V_O}{L} \left( \frac{N_S}{N_P} \right) (R_S) A_i$$

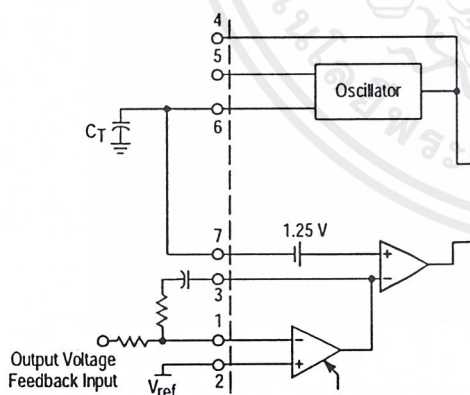
- where:
- V<sub>O</sub> = DC output voltage
  - N<sub>P</sub>, N<sub>S</sub> = number of power transformer primary or secondary turns
  - A<sub>i</sub> = gain of the current sense network (see Figures 25, 26 and 27)
  - L = output inductor
  - R<sub>S</sub> = current sense resistance

For the application circuit:  $S_e = \frac{5}{1.8 \mu} \left( \frac{4}{16} \right) (0.3)(0.55) = 0.115 \text{ V}/\mu\text{s}$

# MC34025, MC33025

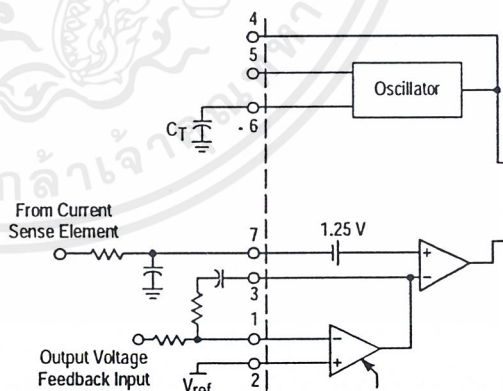
## PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin No.	Function	Description
1	Error Amp Inverting Input	This pin is usually used for feedback from the output of the power supply.
2	Error Amp Noninverting Input	This pin is used to provide a reference in which an error signal can be produced on the output of the error amp. Usually this is connected to $V_{ref}$ , however an external reference can also be used.
3	Error Amp Output	This pin is provided for compensating the error amp for poles and zeros encountered in the power supply system, mostly the output LC filter.
4	Clock	This is a bidirectional pin used for synchronization.
5	$R_T$	The value of $R_T$ sets the charge current through timing Capacitor, $C_T$ .
6	$C_T$	In conjunction with $R_T$ , the timing Capacitor sets the switching frequency. Because this part is a push-pull output, each output runs at one-half the frequency set at this pin.
7	Ramp Input	For voltage mode operation this pin is connected to $C_T$ . For current mode operation this pin is connected through a filter to the current sensing element.
8	Soft-Start	A capacitor at this pin sets the Soft-Start time.
9	Current Limit/Shutdown	This pin has two functions. First, it provides cycle-by-cycle current limiting. Second, if the current is excessive, this pin will reinitiate a Soft-Start cycle.
10	Ground	This pin is the ground for the control circuitry.
11	Output A	This is a high current totem pole output.
12	Power Ground	This is a separate power ground return that is connected back to the power source. It is used to reduce the effects of switching transient noise on the control circuitry.
13	$V_C$	This is a separate power source connection for the outputs that is connected back to the power source input. With a separate power source connection, it can reduce the effects of switching transient noise on the control circuitry.
14	Output B	This is a high current totem pole output.
15	$V_{CC}$	This pin is the positive supply of the control IC.
16	$V_{ref}$	This is a 5.1 V reference. It is usually connected to the noninverting input of the error amplifier.



In voltage mode operation, the control range on the output of the Error Amplifier from 0% to 90% duty cycle is from 2.25 V to 4.05 V.

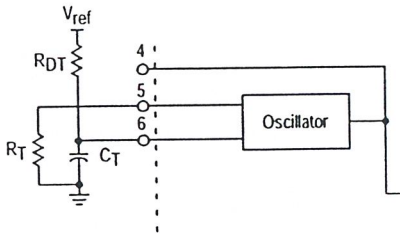
Figure 21. Voltage Mode Operation



In current mode control, an RC filter should be placed at the ramp input to filter the leading edge spike caused by turn-on of a power MOSFET.

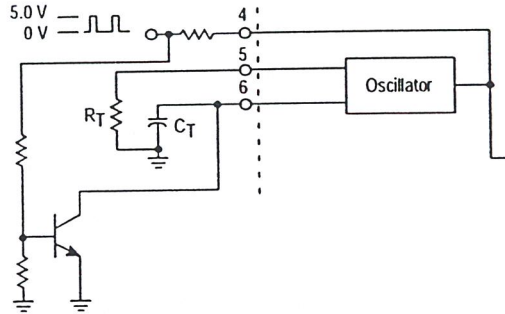
Figure 22. Current Mode Operation

## MC34025, MC33025



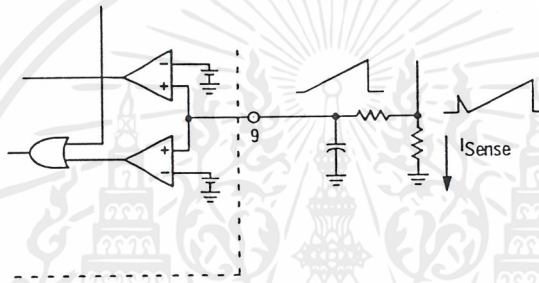
Additional dead time can be added by the addition of a dead time resistor from  $V_{ref}$  to  $C_T$ . See text on oscillator section for more information.

Figure 23. Dead Time Addition



The sync pulse fed into the clock pin must be at least 3.9 V.  $R_T$  and  $C_T$  need to be set 10% slower than the sync frequency. This circuit is also used in voltage mode operation for master/slave operation. The clock signal would be coming from the master which is set at the desired operating frequency, while the slave is set 10% slower.

Figure 24. External Clock Synchronization



The addition of an RC filter will eliminate instability caused by the leading edge spike on the current waveform. This sense signal can also be used at the ramp input pin for current mode control. For ramp compensation it is necessary to know the gain of the current feedback loop. If a transformer is used, the gain can be calculated by:

$$A_i = \frac{R_{Sense}}{\text{turns ratio}}$$

Figure 25. Resistive Current Sensing

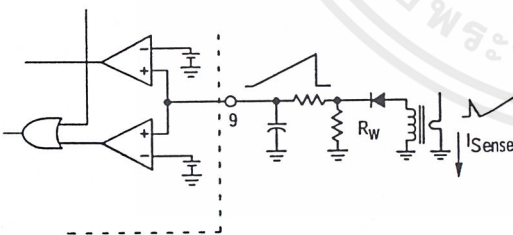


Figure 26. Primary Side Current Sensing

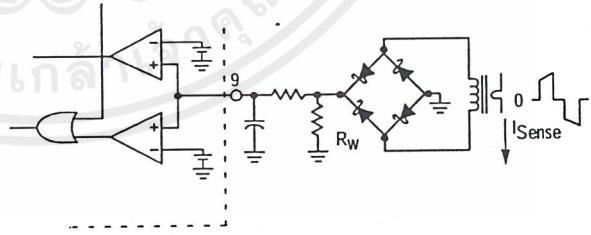
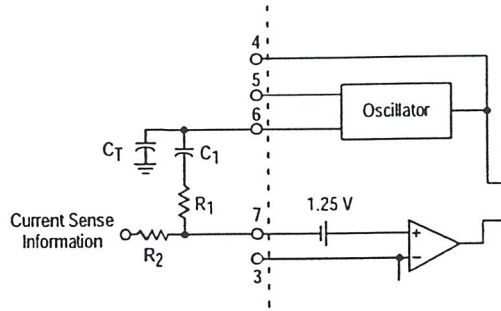


Figure 27. Primary or Secondary Side Current Sensing

The addition of an RC filter will eliminate instability caused by the leading edge spike on the current waveform. This sense signal can also be used at the ramp input pin for current mode control. For ramp compensation it is necessary to know the gain of the current feedback loop. The gain can be calculated by:

$$A_i = \frac{R_w}{\text{turns ratio}}$$

## MC34025, MC33025



This method of slope compensation is easy to implement, however, it is noise sensitive. Capacitor  $C_1$  provides AC coupling. The oscillator signal is added to the current signal by a voltage divider consisting of resistors  $R_1$  and  $R_2$ .

Figure 28A. Slope Compensation (Noise Sensitive)



When only one output is used, this method of slope compensation can be used and it is relatively noise immune. Resistor  $R_M$  and capacitor  $C_M$  provide the added slope necessary. By choosing  $R_M$  and  $C_M$  with a larger time constant than the switching frequency, you can assume that its charge is linear. First choose  $C_M$ , then  $R_M$  can be adjusted to achieve the required slope. The diode provides a reset pulse at the end of every cycle. The charge current  $I_M$  can be calculated by  $I_M = C_M S_e$ . Then  $R_M$  can be calculated by  $R_M = V_{CC}/I_M$ .

Figure 28B. Slope Compensation (Noise Immune)

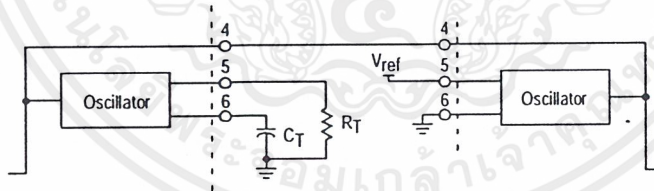


Figure 29. Current Mode Master/Slave Operation Over Short Distances

MC34025, MC33025

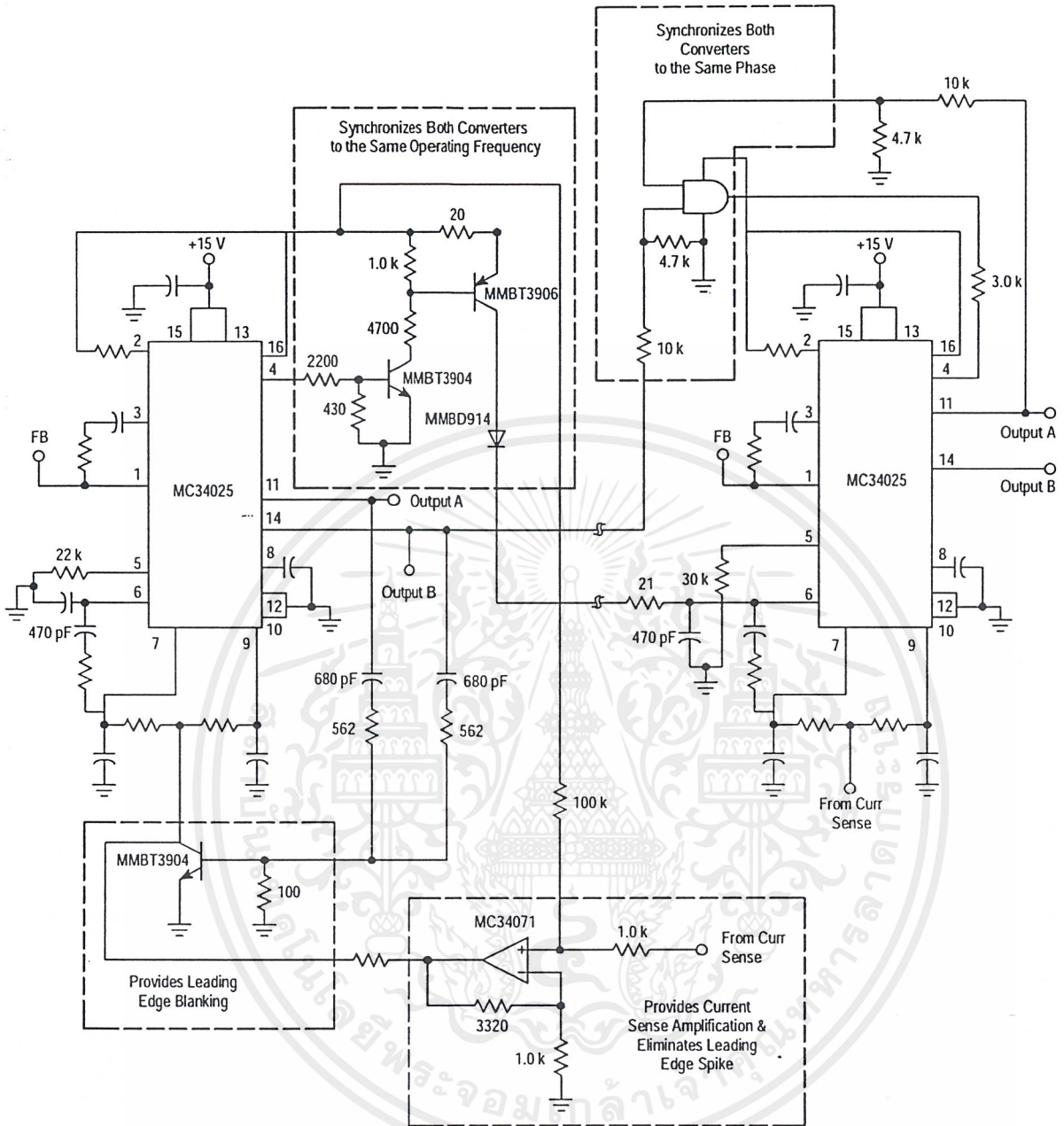
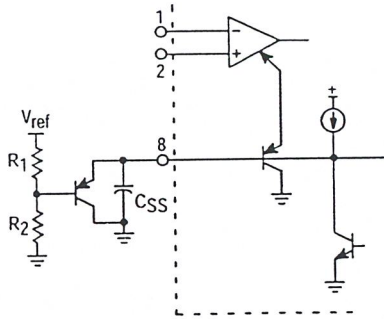


Figure 30. Synchronization Over Long Distances

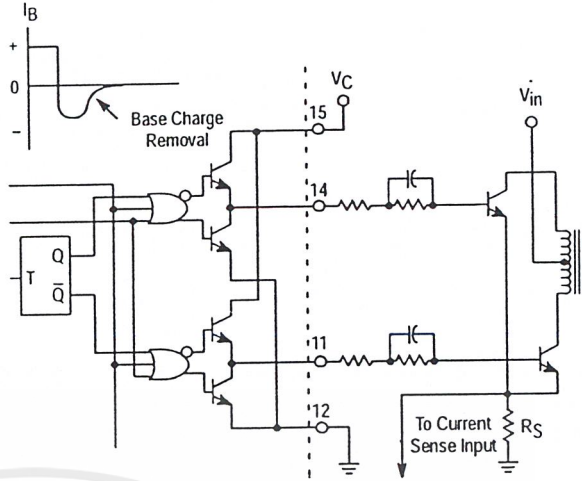


In voltage mode operation, the maximum duty cycle can be clamped. By the addition of a PNP transistor to buffer the clamp voltage, the Soft-Start current is not affected by R<sub>1</sub>.

$$\text{The new equation for Soft-Start is } t \approx \frac{V_{\text{clamp}} + 0.6}{9.0 \mu\text{A}} (C_{\text{SS}})$$

In current mode operation, this circuit will limit the maximum voltage allowed at the ramp input to end a cycle.

Figure 31. Buffered Maximum Clamp Level



The totem pole output can furnish negative base current for enhanced transistor turn-off, with the addition of the capacitor in series with the base.

Figure 32. Bipolar Transistor Drive

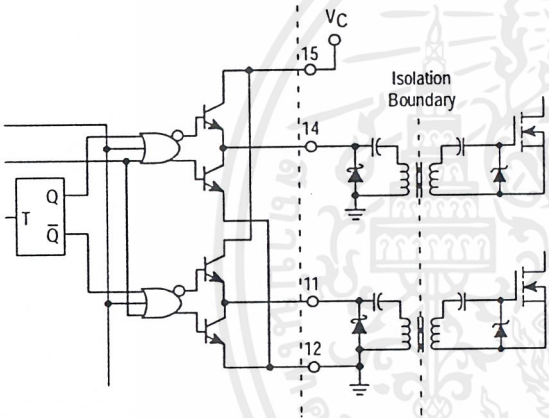


Figure 33. Isolated MOSFET Drive

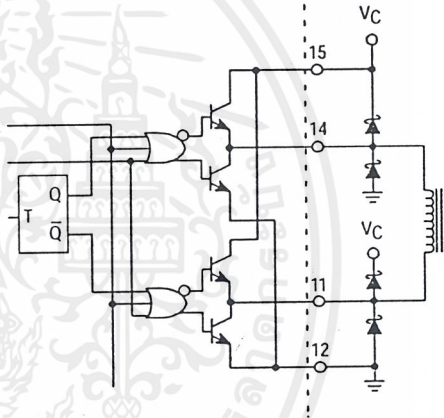
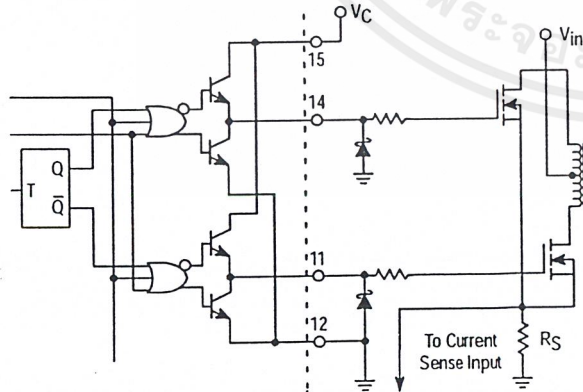


Figure 34. Direct Transformer Drive

The totem pole output can easily drive pulse transformers. A Schottky diode is recommended when driving inductive loads at high frequencies. The diode can reduce the driver's power dissipation due to excessive ringing, by preventing the output pin from being driven below ground.

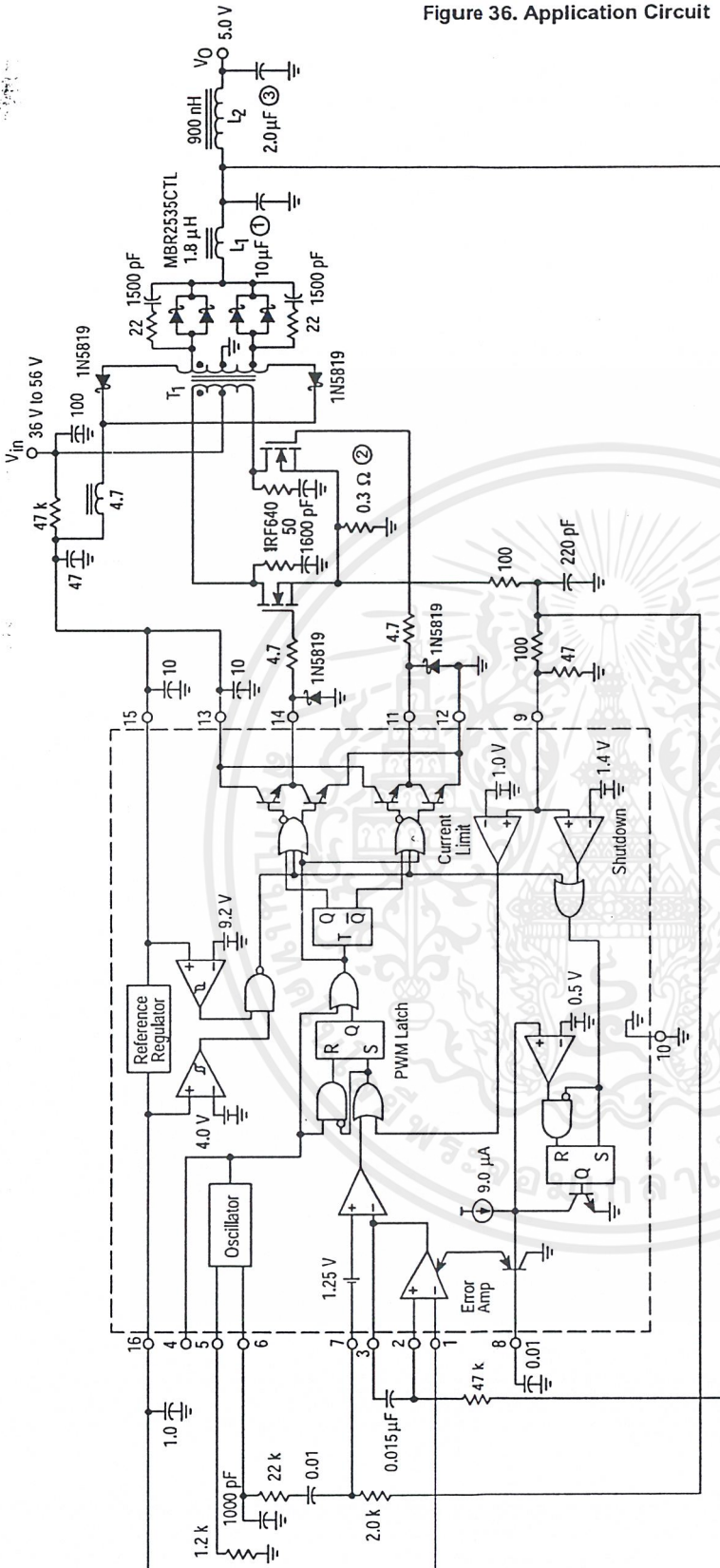


A series gate resistor may be needed to damp high frequency parasitic oscillation caused by a MOSFET's input capacitance and any series wiring inductance in the gate-source circuit. The series resistor will also decrease the MOSFET's switching speed. A Schottky diode can reduce the driver's power dissipation due to excessive ringing, by preventing the output pin from being driven below ground. The Schottky diode also prevents substrate injection when the output pin is driven below ground.

Figure 35. MOSFET Parasitic Oscillations

# MC34025, MC33025

Figure 36. Application Circuit

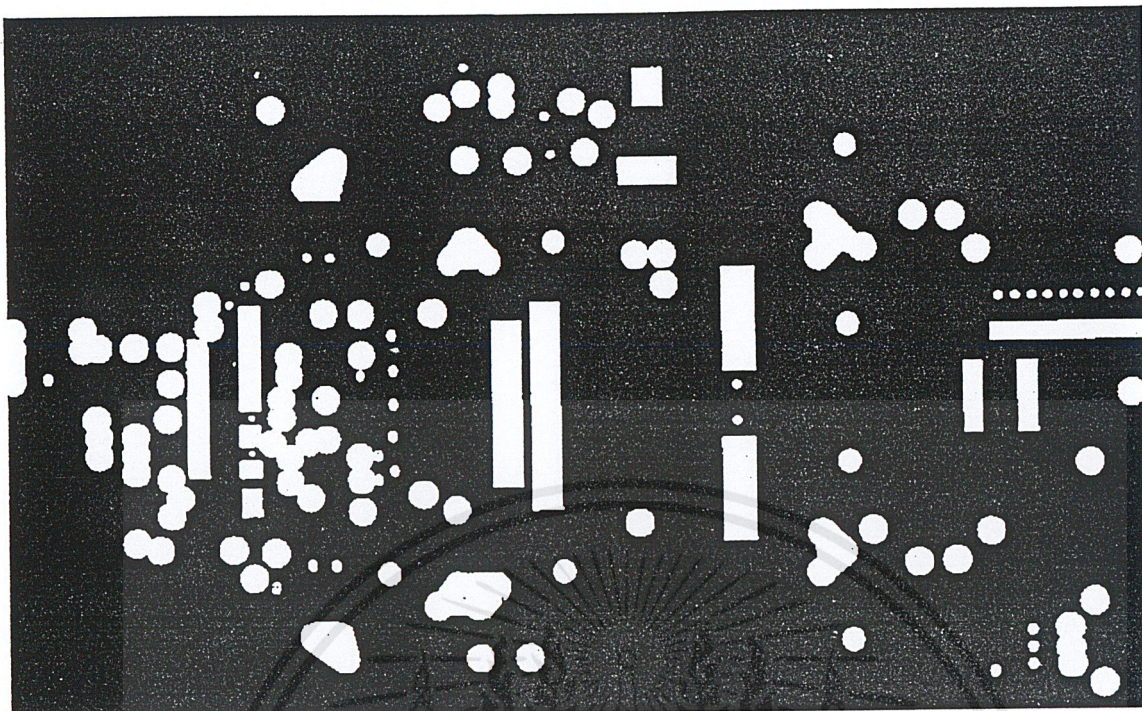


Test	Condition	Result
Line Regulation	$V_{in} = 40\text{ V to } 56\text{ V}, I_O = 15\text{ A}$	$14\text{ mV} = \pm 0.275\%$
Load Regulation	$V_{in} = 48\text{ V}, I_O = 8.0\text{ V to } 15\text{ A}$	$54\text{ mV} = \pm 1.0\%$
Output Ripple	$V_{in} = 48\text{ V}, I_O = 15\text{ A}$	$50\text{ mVp-p}$
Efficiency	$V_{in} = 48\text{ V}, I_O = 15\text{ A}$	$71.2\%$

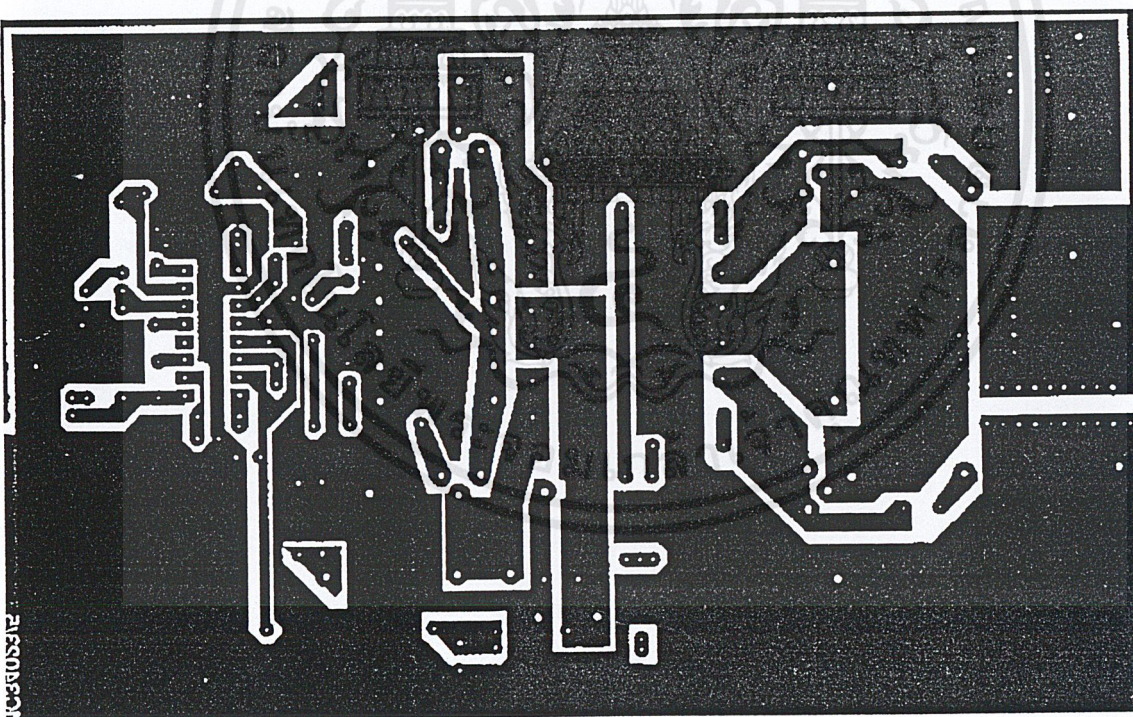
- T<sub>1</sub> - Primary: 16 turns center tapped #48 AWG (1300 strands litz wire)  
 Secondary: 4 turns center tapped 0.003" (2 layers) copper foil  
 Bootstrap: 1 turn added to each secondary output #36 AWG  
 Core: Philips 3F3, part #4312 020 4124  
 Bobbin: Philips part #4322 021 3525  
 Coilcraft P3269-A
  - L<sub>1</sub> - 2 turns #48 AWG (1300 strands litz wire)  
 Core: Philips 3F3, part #EP10-3F3  
 Bobbin: Philips part #EP10PCB1-8  
 L = 1.8 µH  
 Coilcraft P3270-A
  - L<sub>2</sub> - 7 turns #18 AWG, 1/2" diameter air core  
 Coilcraft P3271-A
- Heatsinks - Power FET: AAVID Heatsink #533902B02554 with clip  
 Output Rectifiers: AAVID Heatsink #533402B02552 with clip
- Insulators - All power devices are insulated with Berquist Sil-Pad 1500  
 ① - 10 (1.0µF) ceramic capacitors in parallel  
 ② - 5 (1.5Ω) resistors in parallel  
 ③ - 2 (1.0µF) ceramic capacitors in parallel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





(Top View)



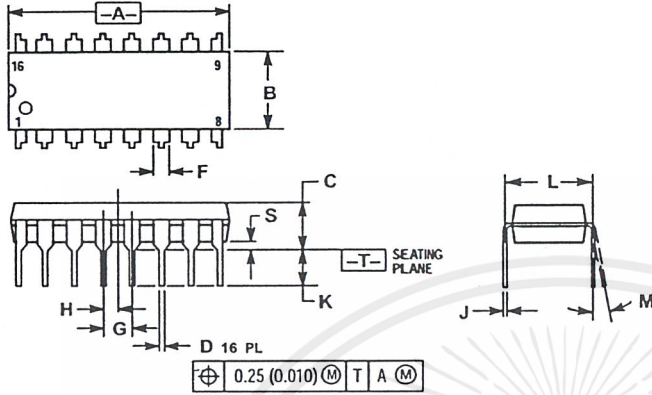
6.5"  
(Bottom View)

Figure 38. PC Board Without Components

# MC34025, MC33025

## PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-16  
P SUFFIX  
CASE 648-08  
ISSUE R

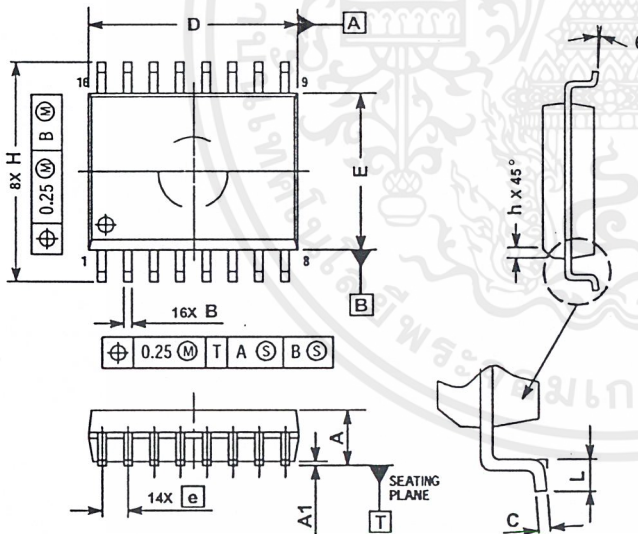


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SO-16L  
DW SUFFIX  
CASE 751G-03  
ISSUE B



NOTES:


1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	2.35	2.65
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.23	0.32
D	10.15	10.45
E	7.40	7.60
e	1.27 BSC	
H	10.05	10.55
h	0.25	0.75
L	0.50	0.90
θ	0°	7°

Notes





ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

**PUBLICATION ORDERING INFORMATION**

**NORTH AMERICA Literature Fulfillment:**

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
 P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
 Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
 Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
 Email: ONlit@hibbertco.com  
 Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

**EUROPE: LDC for ON Semiconductor - European Support**

**German** Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)  
 Email: ONlit-german@hibbertco.com  
**French** Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)  
 Email: ONlit-french@hibbertco.com  
**English** Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)  
 Email: ONlit@hibbertco.com

**EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS\*: 00-800-4422-3781**

\*Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

**CENTRAL/SOUTH AMERICA:**

**Spanish Phone:** 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)  
 Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

**ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor - Asia Support**

**Phone:** 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)  
**Toll Free from Hong Kong & Singapore:**  
 001-800-4422-3781  
 Email: ONlit-asia@hibbertco.com

**JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center**

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
 Phone: 81-3-5740-2745  
 Email: r14525@onsemi.com

**ON Semiconductor Website:** <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

**4.3A, 1000V, 3.500 Ohm, N-Channel Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA09850.

**Ordering Information**

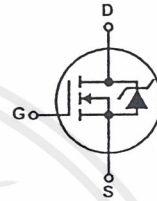
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFPG40	TO-247	IRFPG40

NOTE: When ordering, include the entire part number.

**Features**

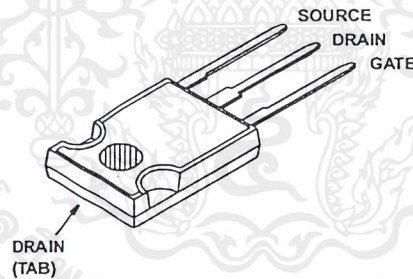
- 4.3A, 1000V
- $r_{DS(ON)} = 3.500\Omega$
- UIS SOA Rating Curve (Single Pulse)
- $-55^{\circ}\text{C}$  to  $150^{\circ}\text{C}$  Operating and Storage Temperature

**Symbol**



**Packaging**

JEDEC STYLE TO-247



## IRFPG40

### Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	IRFPG40	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1) . . . . .	$V_{DSS}$	1000 V
Drain to Gate Voltage (Note 1) . . . . .	$V_{DGR}$	1000 V
Continuous Drain Current . . . . .	$I_D$	4.3 A
Pulsed Drain Current (Note 3) . . . . .	$I_{DM}$	17 A
Gate to Source Voltage . . . . .	$V_{GS}$	$\pm 20$ V
Maximum Power Dissipation . . . . .	$P_D$	150 W
Linear Derating Factor . . . . .		1.2 W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) . . . . .	$E_{AS}$	490 mJ
Operating and Storage Temperature Range . . . . .	$T_J, T_{STG}$	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s . . . . .	$T_L$	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334 . . . . .	$T_{pkg}$	260 $^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ .

### Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 9)	1000	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	4.0	V
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 150^\circ\text{C}$	-	250	$\mu\text{A}$
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	$\pm 100$	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 2.5\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 7, 8)	-	3.5	$\Omega$
Forward Transconductance (Note 2)	$g_{fs}$	$I_D = 2.5\text{A}, V_{DS} = 100\text{V}$ (Figure 11)	3.5	-	S
Turn-On Delay Time	$t_d(ON)$	$V_{DD} = 500\text{V}, I = 3.9\text{A}, R_{GS} = 9.1\Omega, R_L = 120\Omega, V_{GS} = 10\text{V}$	-	30	ns
Rise Time	$t_r$		-	50	ns
Turn-Off Delay Time	$t_d(OFF)$		-	170	ns
Fall Time	$t_f$		-	50	ns
Total Gate Charge	$Q_g(TOT)$	$I_D = 3.9\text{A}, V_{DS} = 800\text{V}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 13)	-	120	nC
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	0.83	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	40	$^\circ\text{C/W}$

### Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
Source to Drain Diode Voltage	$V_{SD}$	$I_{SD} = 4.3\text{A}$ (Figure 12)	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{SD} = 3.9\text{A}, di_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	1000	ns

NOTES:

- Pulse test: pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$ .
- Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature.
- $V_{DD} = 25\text{V}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 640\mu\text{H}$ ,  $R_G = 25\Omega$ , peak  $I_{AS} = 9.2\text{A}$  (Figure 3).

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

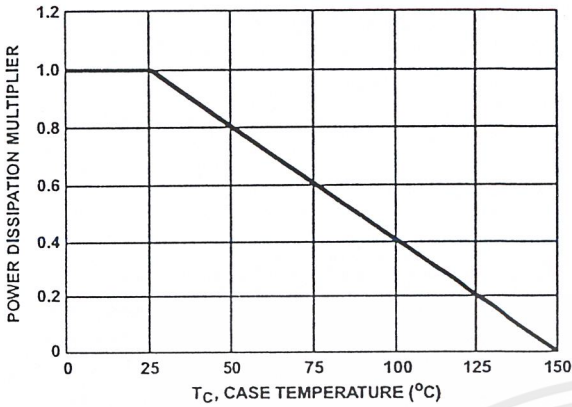


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE ...

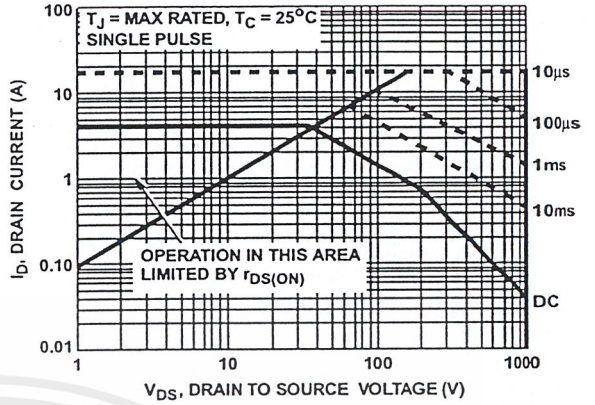


FIGURE 2. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

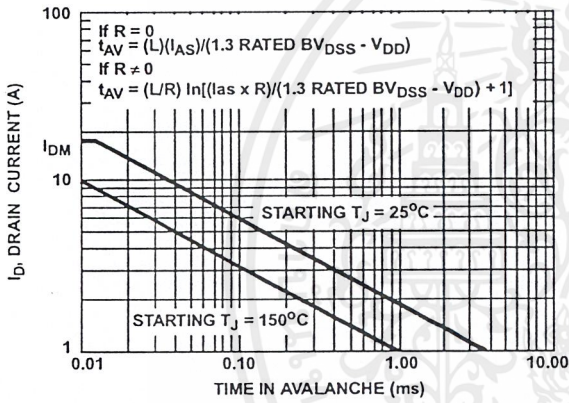


FIGURE 3. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING SOA

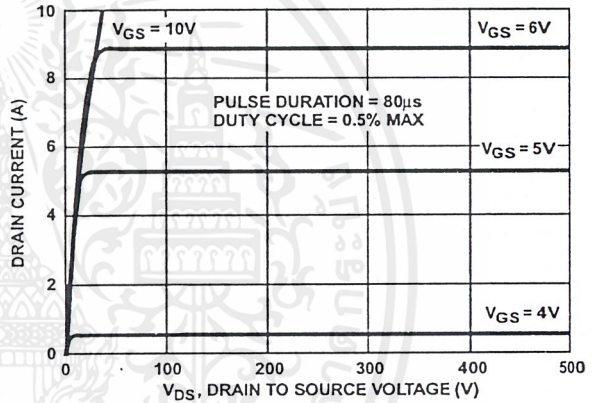


FIGURE 4. OUTPUT CHARACTERISTICS

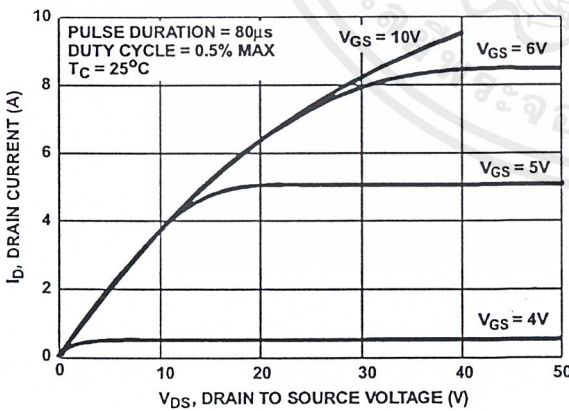


FIGURE 5. SATURATION CHARACTERISTICS

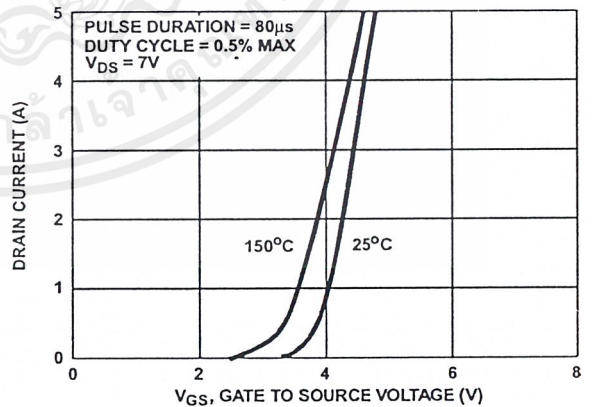


FIGURE 6. TRANSFER CHARACTERISTICS

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

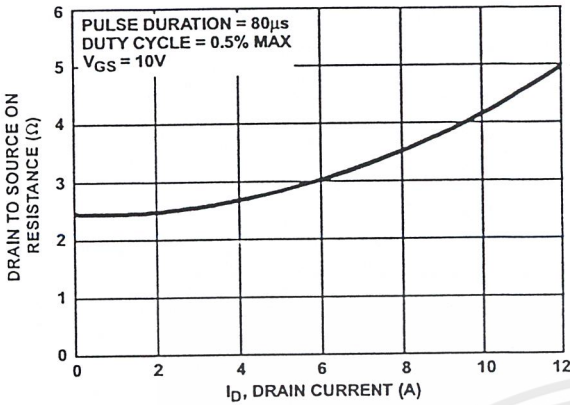


FIGURE 7. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

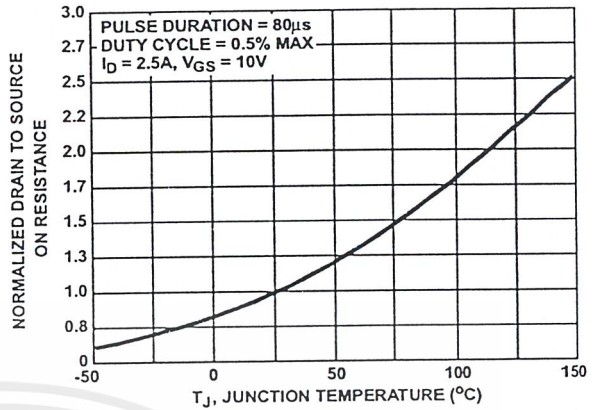


FIGURE 8. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

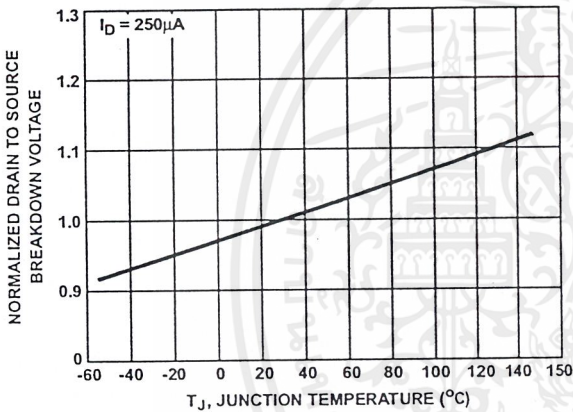


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs. JUNCTION TEMPERATURE

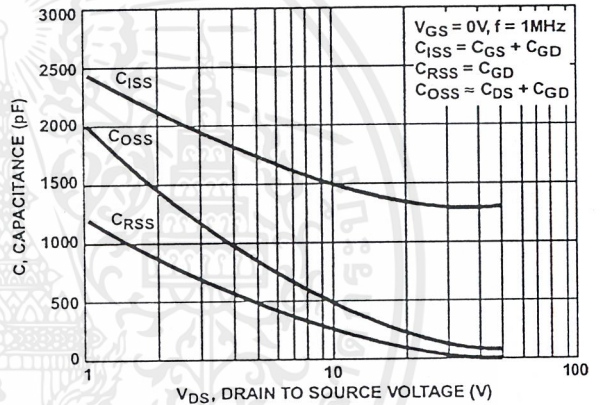


FIGURE 10. CAPACITANCE vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

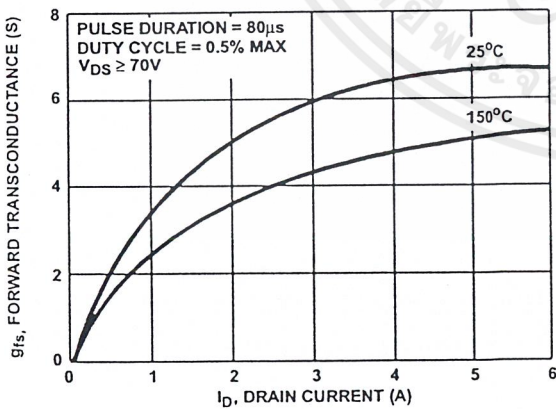


FIGURE 11. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

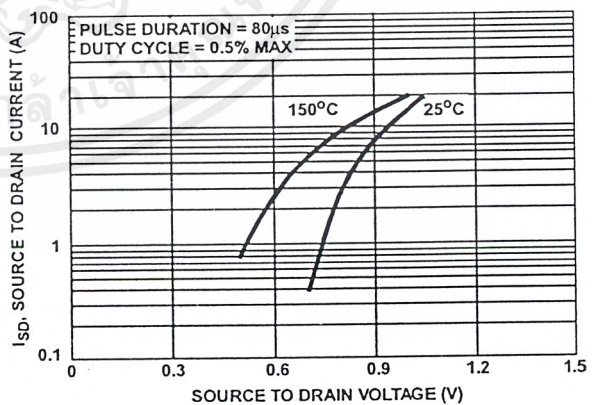


FIGURE 12. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

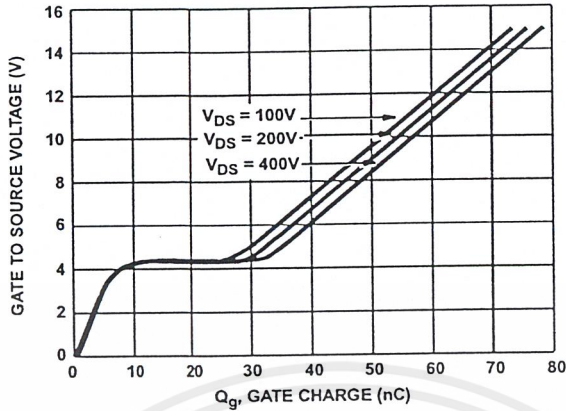


FIGURE 13. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

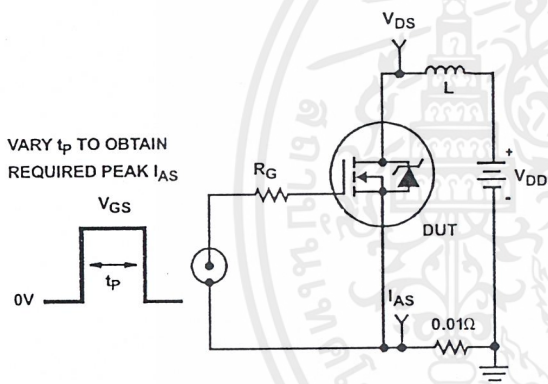


FIGURE 14. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

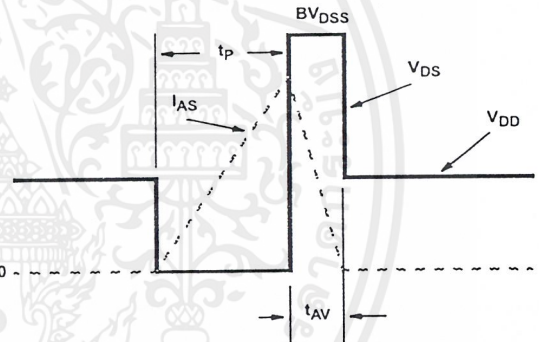


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

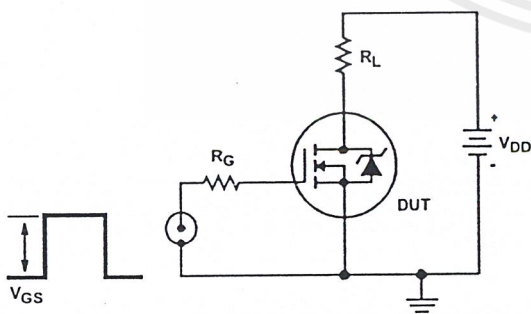


FIGURE 16. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

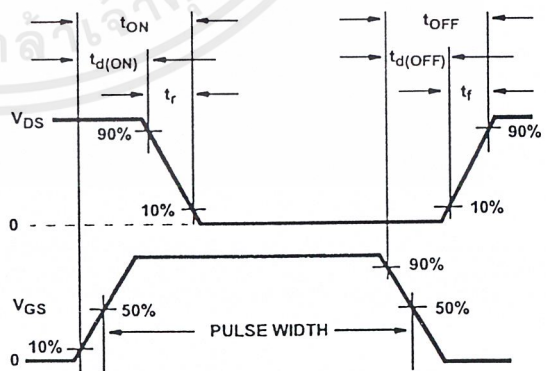


FIGURE 17. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms (Continued)

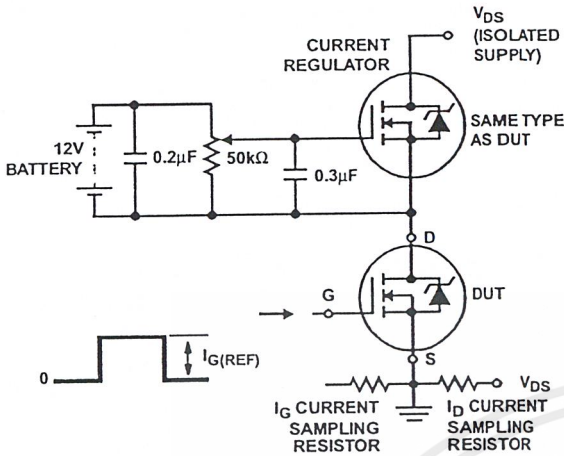


FIGURE 18. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

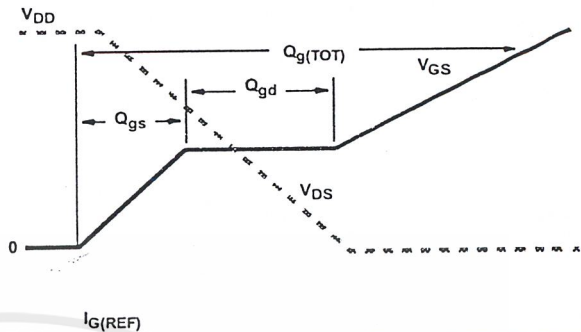


FIGURE 19. GATE CHARGE WAVEFORMS

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

*Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.*

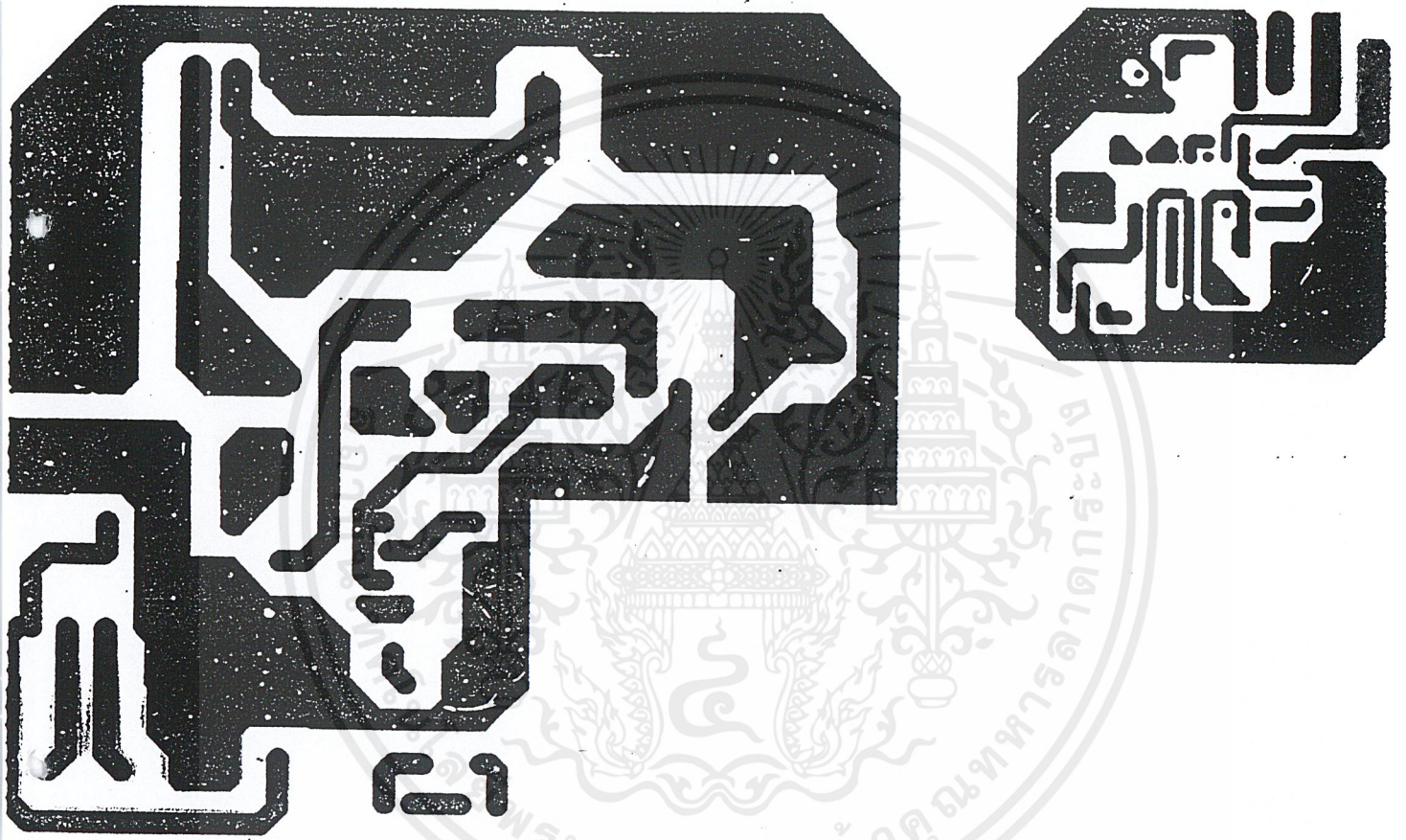
For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

**Sales Office Headquarters**

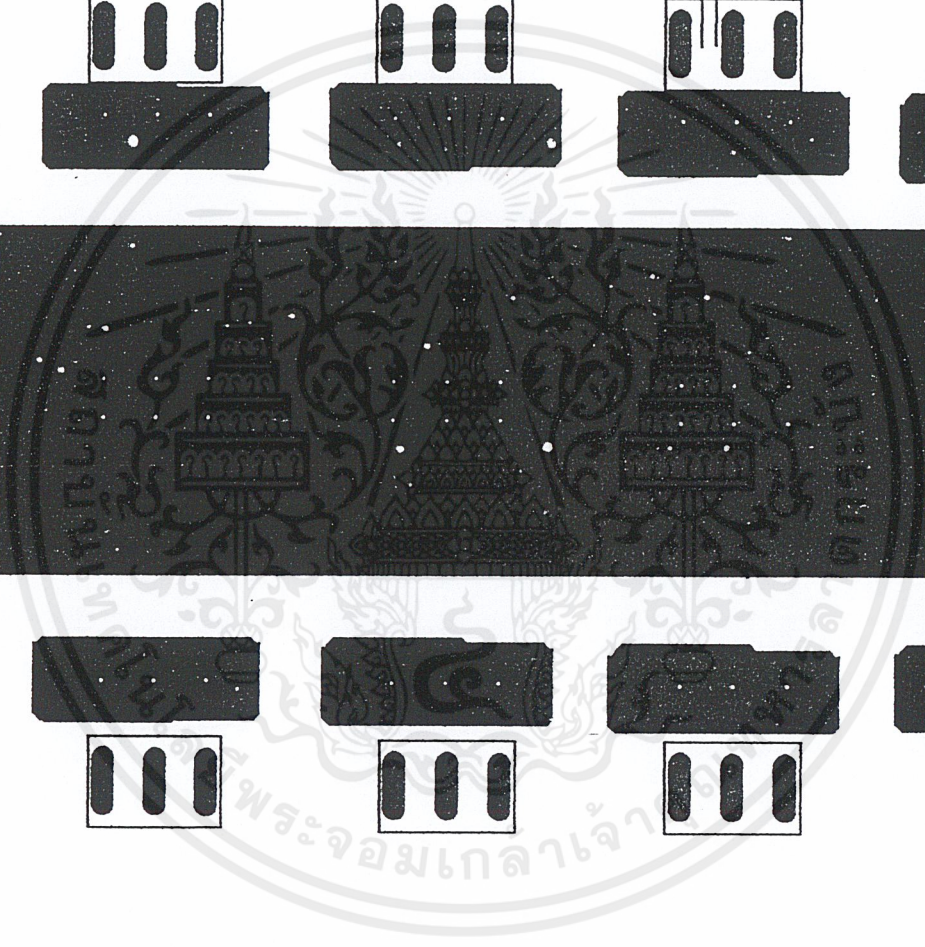
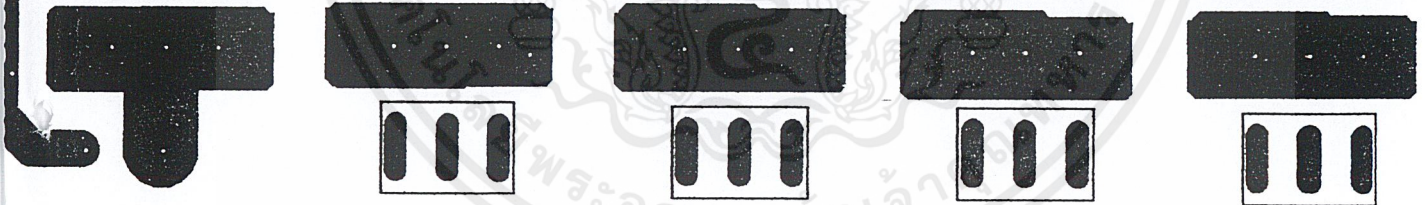
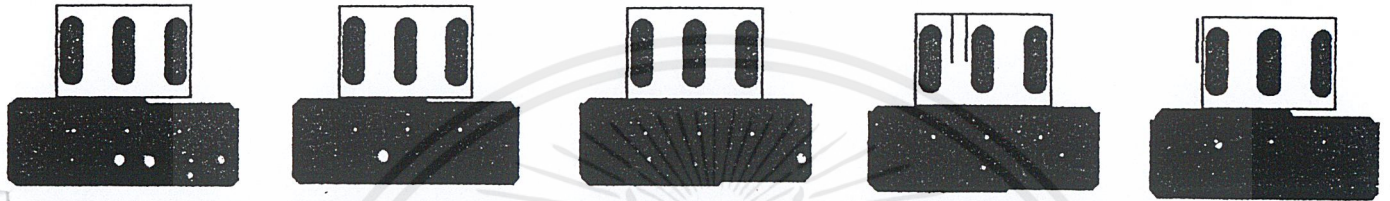
**NORTH AMERICA**  
Intersil Corporation  
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204  
Melbourne, FL 32902  
TEL: (407) 724-7000  
FAX: (407) 724-7240

**EUROPE**  
Intersil SA  
Mercure Center  
100, Rue de la Fusee  
1130 Brussels, Belgium  
TEL: (32) 2.724.2111  
FAX: (32) 2.724.22.05

**ASIA**  
Intersil (Taiwan) Ltd.  
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road  
Taipei, Taiwan  
Republic of China  
TEL: (886) 2 2716 9310  
FAX: (886) 2 2715 3029



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้