

การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสชนิด  
ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่

**STUDY OF A CURRENT-MODE CONTROLLED  
VARIABLE-FREQUENCY FLYBACK CONVERTER**



โดย  
นายชูเกียรติ บำรุงศิลป์  
ว่าที่ร้อยตรีวินัย นื่องดี

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 61838  
วัน,เดือน,ปี..2.1.ก.ศ. 2549

บ.....
ร.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสชนิด  
ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่

**STUDY OF A CURRENT-MODE CONTROLLED  
VARIABLE-FREQUENCY FLYBACK CONVERTER**



โดย

นายชูเกียรติ

บำรุงศิลป์

45015319

ว่าที่ร้อยตรีวินัย

น้องดี

45015336

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชนินทร์ บุญด้กษณานุสรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสชนิดความถี่ในการสวิตช์  
ไม่คงที่

ผู้จัดทำ

1. นายชูเกียรติ ทำรุ่งศิลป์
2. ว่าที่ร้อยตรีวินัย นื่องดี



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ชนินทร์ บุญถักษณานุสรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแส ชนิดความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่

ชูเกียรติ บำรุงศิลป์ 45015319

วินัย นื่องดี 45015336

ดร.ชรินทร์ บุญลักษณะนาม ภาควิชา  
ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมดกระแสความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ โดยอาศัยหลักการทำงานแบบควอซี-รีโซแนนท์และเซลฟ-ออสซิลเลตติงจากหลักการทั้งสองแบบนี้ วงจรจะทำงานก้ำกึ่งระหว่างโหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง วงจรที่ควบคุมแบบควอซี-รีโซแนนท์จะถูกสร้างขึ้นโดยใช้ไอซีมาตรฐาน ขณะที่แบบเซลฟ-ออสซิลเลตติงจะไม่มีการใช้ไอซี ผลการทดลองกับวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นพบว่าวงจรทำงานมีเสถียรภาพและสมรรถนะเป็นที่น่าพอใจ

# STUDY OF A CURRENT-MODE CONTROLLED VARIABLE-FREQUENCY FLYBACK CONVERTER

Chookiat Bumrunsil

Winai Nongdee

Dr. Chanin Bunlaksananusorn Advisor

2004

## Abstract

In this thesis, a variable-frequency current-mode controlled flyback converter is studied. The principle of operation and circuit design of a quasi-resonant and self-oscillating flyback converters are described. Operating near the boundary between Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM), the former is implemented by standard control ICs equipped with a zero current detection circuit, while the latter by discrete components with no control IC. The converters are prototyped and experimental results presented

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์	2
2.1 บทนำ	3
2.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า	6
2.4 วงจรป้อนกลับแบบลบ	7
2.5 วงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติง	9
2.5.1วิเคราะห์การทำงาน	12
บทที่ 3 การคำนวณและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์	23
3.1 บทนำ	23
3.2 วงจรภาคกำลัง	23
3.3 การคำนวณและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์	
ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงาน	30
3.3.1วงจรภาคกำลังวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์	
ที่ใช้ไอซี NCP1207	31

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 การคำนวณและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์	
แบบเซลฟ-ออสซิลเลทที่เป็นตัวควบคุมการทำงาน	38
3.5..1 วงจรภาคกำลัง	38
3.5.2 วงจรควบคุม PWM ในโหมดกระแส	40
บทที่ 4 อุปกรณ์สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	47
4.1 บทนำ	47
4.2 หม้อแปลงไฟฟ้า	47
4.2.1 แกนเฟอร์ไรต์	47
4.2.2 บอบบิ้น	48
4.2.3 ลวดทองแดงอบน้ำยา	48
4.2.4 เทปฉนวน	48
4.2.5 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	49
4.2.5.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	49
4.2.5.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	49
4.2.5.2.1 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	49
4.2.5.2.2 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	52
4.2.6 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	52
4.2.7 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	53
4.2.8 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์	53
4.3 เพาเวอร์มอสเฟต	54
4.3.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	55
4.3.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	56
4.3.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต	56

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	57
4.4 ไดโอดกำลัง	59
4.5 ออปโตคัปเปลอร์	60
4.6 วงจรสับเบอร์	61
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	64
5.1 บทนำ	64
5.2 การทดสอบแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ	64
5.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ	72
5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ	75
5.5 การทดสอบประสิทธิภาพ	77
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	80
ภาคผนวก ก ตารางแกนเฟอร์ไรต์	
ภาคผนวก ข ตารางขนาดลวดตัวนำ	
ภาคผนวก ค ข้อมูลเบอร์ไอซีต่างๆ	
ภาคผนวก ง แบบลายทองแดงวงจร	
ภาคผนวก จ ภาพถ่ายงานปริญาานิพนธ์	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมดควบคุมกระแสไฟฟ้าและความถี่สวิตช์ไม่คงที่	2
2.2 แสดงการทำงานของขดลวดช่วย	3
2.3 แสดงคลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของ วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมดต่างๆ	5
2.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า	6
2.5 แสดงวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด	7
2.6 แสดงวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ไอซี TL431	8
2.7 วงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์	9
2.8 เคอร์ฟลักลักษณะทางไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์	10
2.9 วงจรเทียบเคียงของวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์	12
2.10 อธิบายการทำงานของวงจรในช่วงหนึ่งคาบการสวิตช์	18
2.11 แสดงรูปสัญญาณของวงจรด้านกำลังและรูปสัญญาณด้านการควบคุม	19
3.1 แสดงการต่อสับเบอร์และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส	29
3.2 แสดงโครงสร้างภายในของตัวไอซี NCP1207	31
3.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงาน และมีวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด	37
3.4 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงาน และมีวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ไอซี TL431	37
3.5 แสดงวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ และมีวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ไอซี TL431	46
4.1 ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตติง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น	47
4.2 ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	48

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	50
4.4 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)	51
4.5 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ดังรูปที่ 4.4 (ก), 4.4 (ข)	51
4.6 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร 3C8(ก) และ 3C6A(ข)	52
4.7 การกำหนดช่องอากาศคั่น	54
4.8 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงเงาจะเป็นส่วนที่เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน	56
4.9 แสดงตัวเก็บประจุแผ่นที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	57
4.10 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	57
4.11 แสดงตัวอย่างของแผนภูมิประจุที่เกิด	58
4.12 แสดงลักษณะการชาร์ตประจุที่ขาเกต ตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส	58
4.13 วงจรภายในตัวออปโตคัปเปลอร์	61
4.14 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกิน และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า	62
5.1 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCPI207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอดรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	65
5.2 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	65
5.3 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบแบบออสซิลเลทการทำงานภายในตัวเองเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	66

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
5.4	คลื่นสัญญาณ $v_{DS}$ (CH1), $i_1$ (CH2), $i_2$ (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอดในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220 V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A	67
5.5	คลื่นสัญญาณ $v_{DS}$ (CH1), $i_1$ (CH2), $i_2$ (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 ควบคุมในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A	68
5.6	คลื่นสัญญาณ $v_{DS}$ (CH1), $i_1$ (CH2), $i_2$ (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบเป็นแบบออสซิลเลทภายในตัวเองควบคุมแบบในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A	69
5.7	คลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตรีเปิลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด(ก) แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 (ข) แบบออสซิลเลทภายในตัวเอง (ค) และแบบใช้ไอซี L6561 (ง) ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด BCM	71
5.8	การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	72
5.9	การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	75
5.10	ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)	76
5.11	ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)	76

### VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ แบบออสซิลเลตภายในตัวเองเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน จาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)	77
5.13 การจัดชุดทดลองสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพ	92



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอดในโหมด BCM	73
5.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431ในโหมด BCM	73
5.3 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบออสซิลเลตภายในตัวเองในโหมด BCM	74
5.4 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ	79
5.5 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431 ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ	79
5.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบออสซิลเลตภายในตัวเองที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ	79

# บทที่ 1

## บทนำ

ปัจจุบันวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เป็นที่นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่อความบันเทิงและอุปกรณ์สำนักงาน เช่น เครื่องเล่นดีวีดี จอมอนิเตอร์ เครื่องฉายโปรเจกเตอร์ พริ้นเตอร์ คอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) เป็นต้น วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้กันมากในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีกำลังเอาต์พุตน้อยกว่า 100 วัตต์ เนื่องด้วยวงจรมีอุปกรณ์น้อยชิ้นและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตเหมือนในวงจรคอนเวอเตอร์แบบอื่น ทำให้คอนเวอเตอร์มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก แนวโน้มในการนำมาใช้ในเครื่องใช้ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทํางานและการออกแบบคอนเวอเตอร์จึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

วิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ ที่นิยมใช้คือวิธีการควบคุมใน โหมดแรงดัน (Voltage mode control) และใน โหมดกระแส (Current mode control) โดยวิธีทั้งสองเป็นเทคนิคพัลส์วิตด์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation: PWM) ชนิดความถี่ในการสวิตช์คงที่

ปริญญาณีพนธ์ฉบับนี้นําเสนอ ทฤษฎีและหลักการออกแบบ วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส (Current mode control) ชนิดความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ (Variable Frequency)

โดยเนื้อหาของปริญญาณีพนธ์แบ่งออกได้เป็น 6 บท โดยแต่ละบทมีเนื้อหาสาระดังนี้

บทที่ 2 อธิบายหลักการทํางานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสชนิดความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่

บทที่ 3 การออกแบบสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

บทที่ 4 อธิบายส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

บทที่ 5 ทดสอบสมรรถนะทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

บทที่ 6 วิจารณ์ผลการทดลอง สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

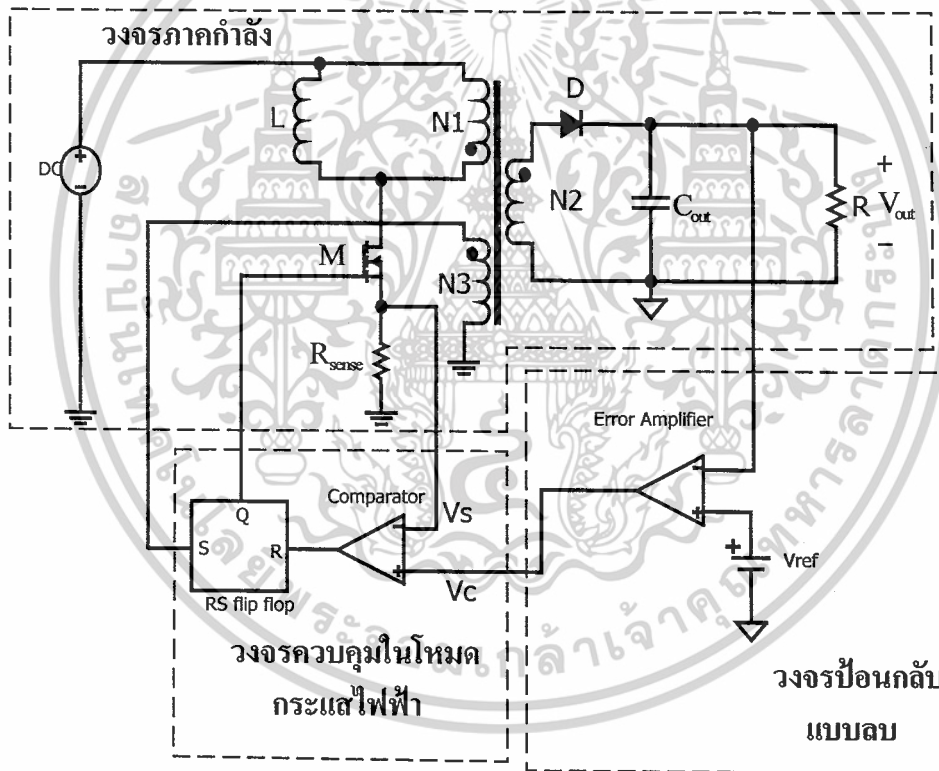
ในตอนท้ายของปริญญาณีพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นภาคผนวกที่แสดงรายละเอียดข้อมูล ไอซีที่นำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรควบคุมการทํางานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ และเอกสารอ้างอิงที่ใช้ประกอบการเขียนปริญญาณีพนธ์

## บทที่ 2

# หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

### 2.1 บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้การควบคุมในโหมดกระแสและควมถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ เพื่อง่ายในการพิจารณาสามารถแบ่งได้ 3 ส่วนคือ วงจรภาคกำลัง วงจรควบคุมในโหมดกระแส และวงจรป้อนกลับแบบลบ แสดงดังรูปที่ 2.1 ส่วนท้ายของบทนี้จะกล่าวถึงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ควบคุมการทำงานแบบออสซิลเลทภายในตัวเอง (Self-oscillating flyback converter)

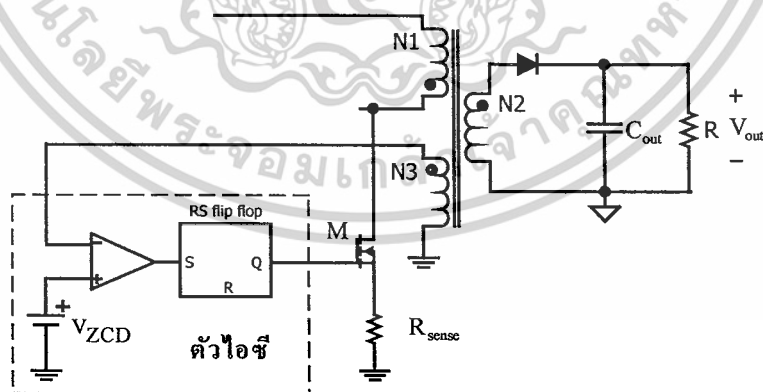


รูปที่ 2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมดควบคุมกระแสไฟฟ้าและความถี่สวิตช์ไม่คงที่

## 2.2 วงจรภาคกำลัง

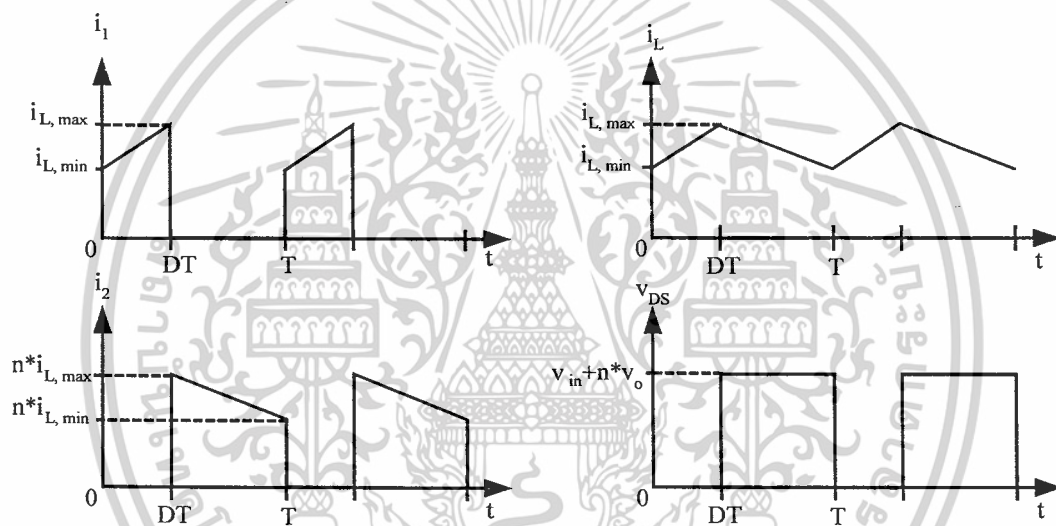
วงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยมอสเฟต (M) ซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ไดโอดกำลัง (D) ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต (C) ตัวต้านทาน ( $R_{\text{sense}}$ ) ที่ตรวจจับกระแสไฟฟ้าในรูปของแรงดันไฟฟ้า และหม้อแปลงฟลายแบคที่มีขดลวด 3 ชุด ได้แก่ ขดลวดปฐมภูมิ ทดติงภูมิและขดลวดช่วย ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานและแยกกราวด์ทางไฟฟ้า ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต L คือค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค ขดลวดช่วย (N3) ทำหน้าที่เป็นตัวตรวจสอบกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ (Zero Current Detection : ZCD) ในหม้อแปลงฟลายแบค หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคแต่เนื่องจากขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคจะถูกพันในลักษณะให้มีขั้วกลับทิศทางกับขดลวดทดติงภูมิและขดลวดช่วย (สังเกตจากรูปที่ 2.1) ดังนั้นในขณะที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า ไดโอดกำลังทางด้านทุดติงภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านเอาต์พุตและเกิดการสะสมพลังงานในหม้อแปลงฟลายแบค เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้าสนามแม่เหล็กในแกนเหล็กของหม้อแปลงฟลายแบคเกิดการยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุดติงภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคทำให้ไดโอดกำลังอยู่ในลักษณะไบแอสตรงพลังงานที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคจะถูกถ่ายเทไปยังโหลด

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ถูกออกแบบให้ควบคุมทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าและความถี่สวิตช์ไม่คงที่มีอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้นมาคือ ขดลวดช่วย การทำงานของขดลวดช่วย (Auxiliary winding) แสดงดังรูปที่ 2.2 แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดช่วยจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงกระแสศูนย์ภายในตัวไอซี ( $V_{\text{ZCD}}$ )

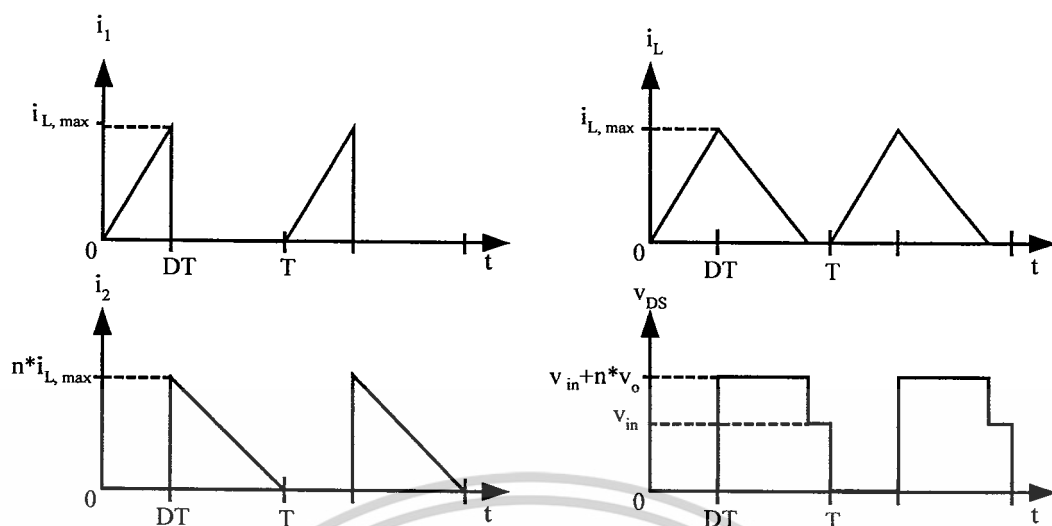


รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของขดลวดช่วย

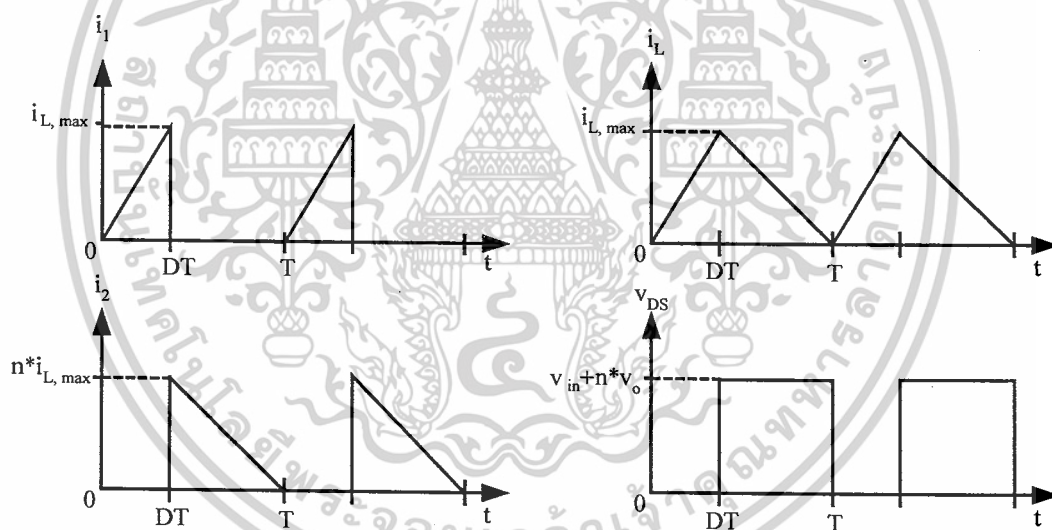
เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดช่วยต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี แสดงว่าเกิดกระแสไฟฟ้าสูงขึ้นในหม้อแปลงฟลายแบค และส่งสัญญาณไปกระตุ้นให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าและมอสเฟตจะหยุดนำกระแสไฟฟ้าเมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม  $R_{sense}$  มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าควบคุม ( $V_c$ ) ทำให้ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่และวงจรทำงานอยู่ในโหมดก้ำกึ่ง (Boundary Conduction Mode: BCM) ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) และไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM) กล่าวคือพลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในหม้อแปลงฟลายแบคถูกถ่ายเทจนหมดพอดีเมื่อหมดคาบของการสวิตช์ รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM DCM และ BCM



(ก) คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM



(ข) คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM



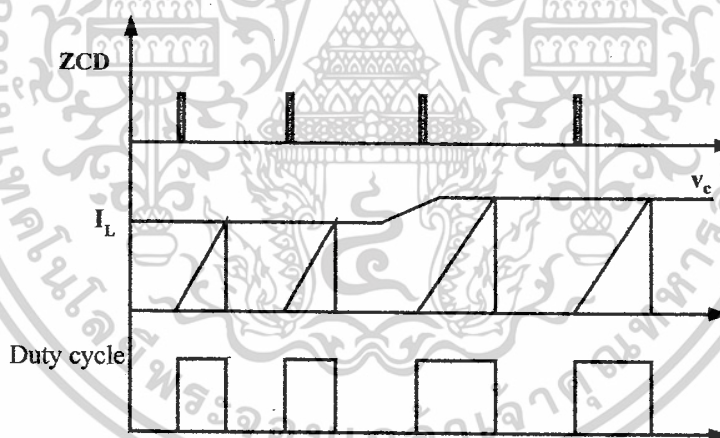
(ค) คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด BCM

**รูปที่ 2.3** แสดงคลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM DCM และ BCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า

วงจรควบคุมทำหน้าที่ในการปรับค่าควิตซ์ไซเคิล (d) ของมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) ให้มีค่าคงที่ โดยวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า ในรูปที่ 2.1 มีหลักการทำงานดังนี้คือในแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณ ZCD จากขดลวดช่วยจะเป็นตัวกระตุ้นให้ RS flip-flop เซต ทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าควบคุม ( $V_c$ ) ได้มาจากวงจรรีออนกลับแบบลบ โดย  $V_c$  จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) และมีค่าน้อยลงเมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (หลักการทำงานของวงจรรีออนกลับแบบลบถูกอธิบายในหัวข้อถัดไป) และ แรงดันไฟฟ้าควบคุมจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{sense}$  ( $V_s$ ) (ซึ่งเป็นการตรวจจับกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิในรูปของแรงดันไฟฟ้า) เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{sense}$  มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าควบคุม RS flip-flop จะถูกรีเซต ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดันไฟฟ้าควบคุมเปลี่ยนแปลงไปคาบเวลาการสวิตช์ของมอสเฟตก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

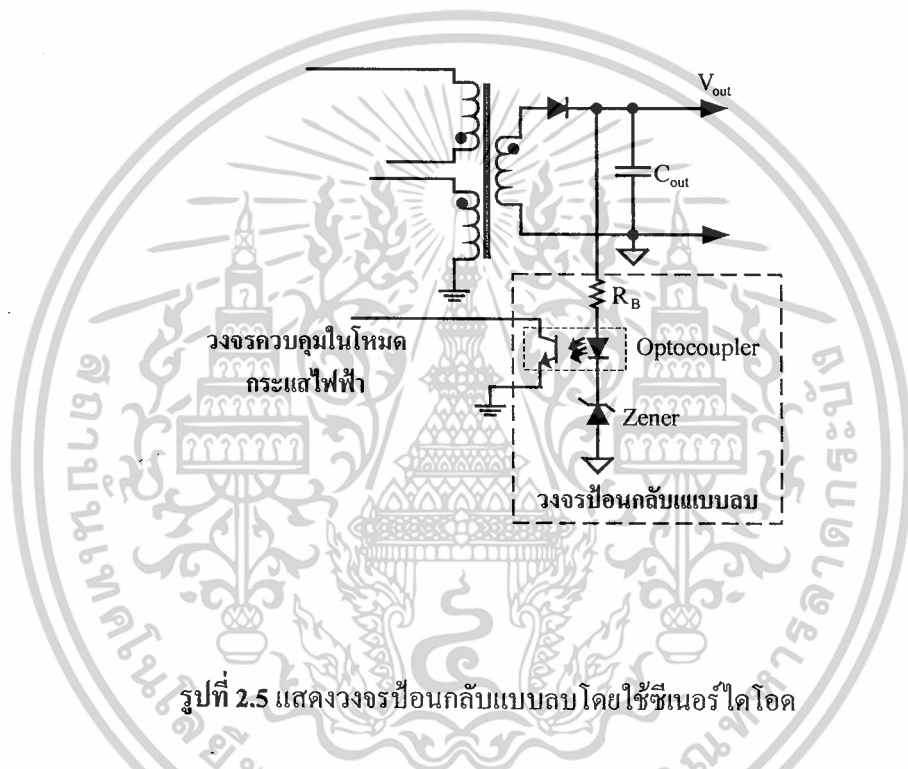


รูปที่ 2.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้ามีข้อดีคือวงจรจะมีการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินในทุกคาบของการสวิตช์ และผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็ว

## 2.4 วงจรป้อนกลับแบบลบ

วงจรป้อนกลับแบบลบ คือวงจรขยายความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงดังรูปที่ 2.1 โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุม( $V_C$ )ให้กับวงจรควบคุมในโหมดกระแสไฟฟ้า นอกจากนี้ยังทำหน้าที่แยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลักแบบคอกออกจากกัน วงจรป้อนกลับแบบลบแบ่งการทำงานได้ 2 แบบ คือ วงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด และวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ ไอซี TL431 [1]

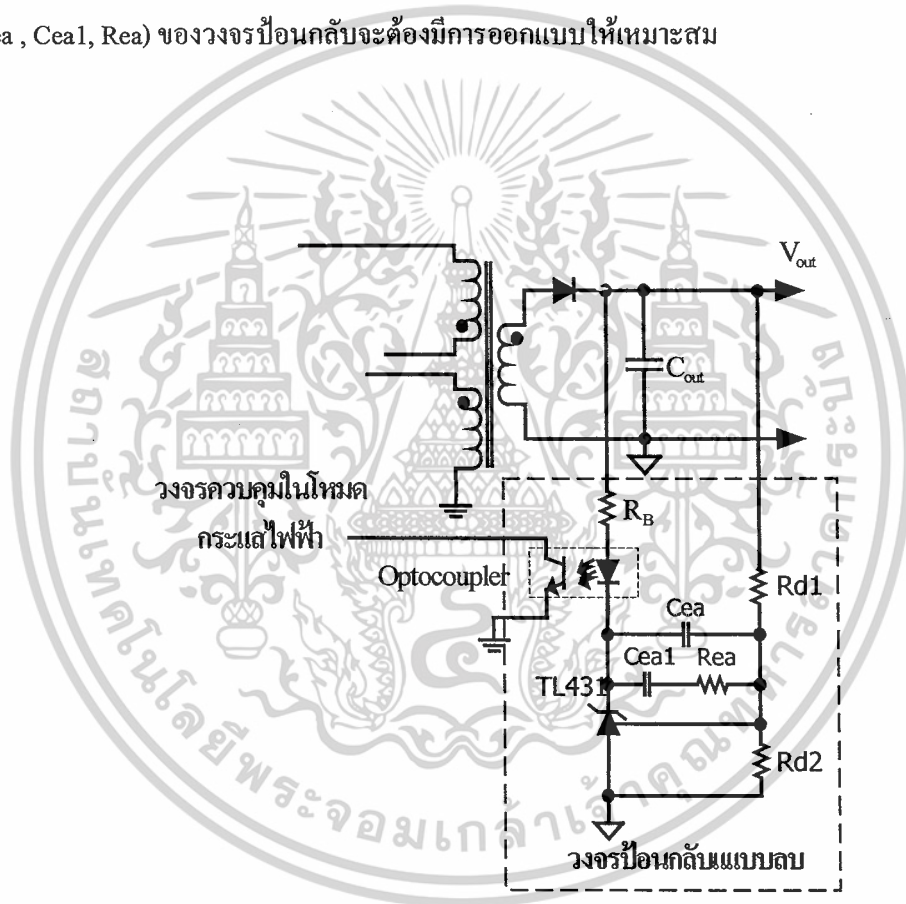


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรป้อนกลับแบบลบ โดยใช้ซีเนอร์ไดโอด

ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซีเนอร์ไดโอดทำหน้าที่เป็นตัวสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจรป้อนกลับแบบลบ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวซีเนอร์ไดโอด ( $V_{ZK}$ ) ถ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสูงเกินแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวซีเนอร์ไดโอด ทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านออปโตคัปเปิลเลอร์ซึ่งเป็นผลให้ระดับของ  $V_C$  เปลี่ยนแปลงไป วงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดมีข้อเสีย คือผลตอบสนองการทำงานช้าและรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตไม่ดี จึงมีการออกแบบวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ ไอซี TL431 ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองเร็วโดยการออกแบบตัวชดเชย ดังแสดงในรูปที่ 2.6 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตถูกควบคุมให้มีค่าคงที่โดยป้อนกลับไปยังไอซี TL431 ผ่านวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วย  $R_{d1}$  และ  $R_{d2}$  เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{d2}$  มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี (ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5V)

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี  $v_{KA}$  ก็จะมีค่าลดลงทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านแอลอีดีของออปโตคัปเปลอร์มีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้กระแสไฟฟ้าทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปลอร์มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตามอัตราส่วนการส่งถ่ายกระแสไฟฟ้า (Current Transfer Ratio, CTR) ค่ากระแสไฟฟ้าทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าควบคุมลดลงและค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตจะลดลงเพื่อลดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ในทางกลับกันเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{d2}$  มีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี TL431 ค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตก็จะเพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตขึ้น

เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามืดถึยรภาพ มีค่าคงที่และตอบสนองได้อย่างรวดเร็วเมื่อแรงดันไฟฟ้าอินพุตหรือกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงตัวควบคุม (Cea , Cea1, Rea) ของวงจรป้อนกลับจะต้องมีการออกแบบที่เหมาะสม

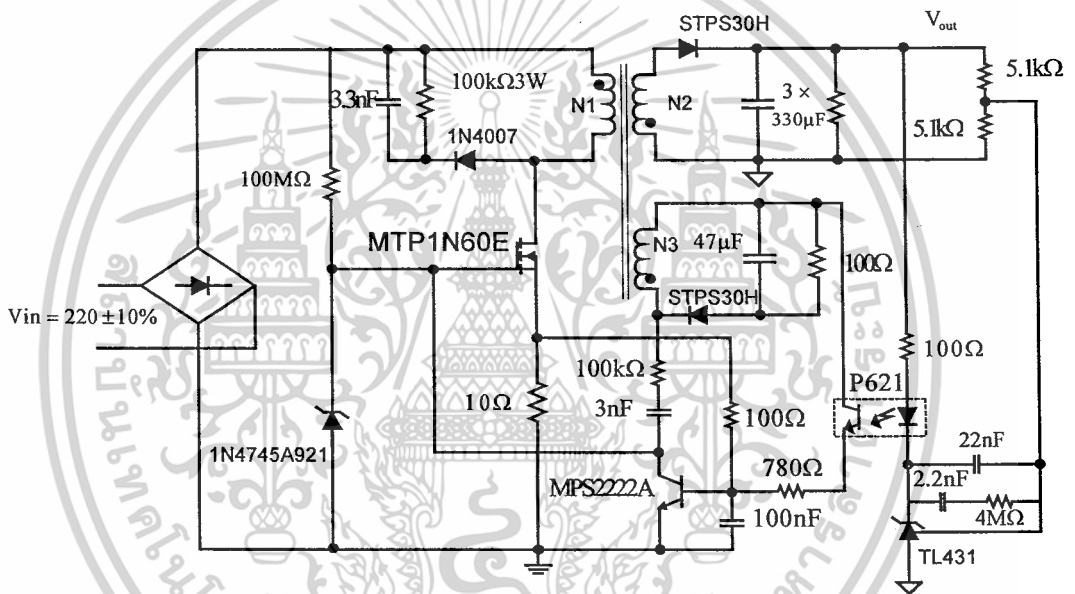


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรป้อนกลับแบบลบ โดยใช้ไอซี TL431

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

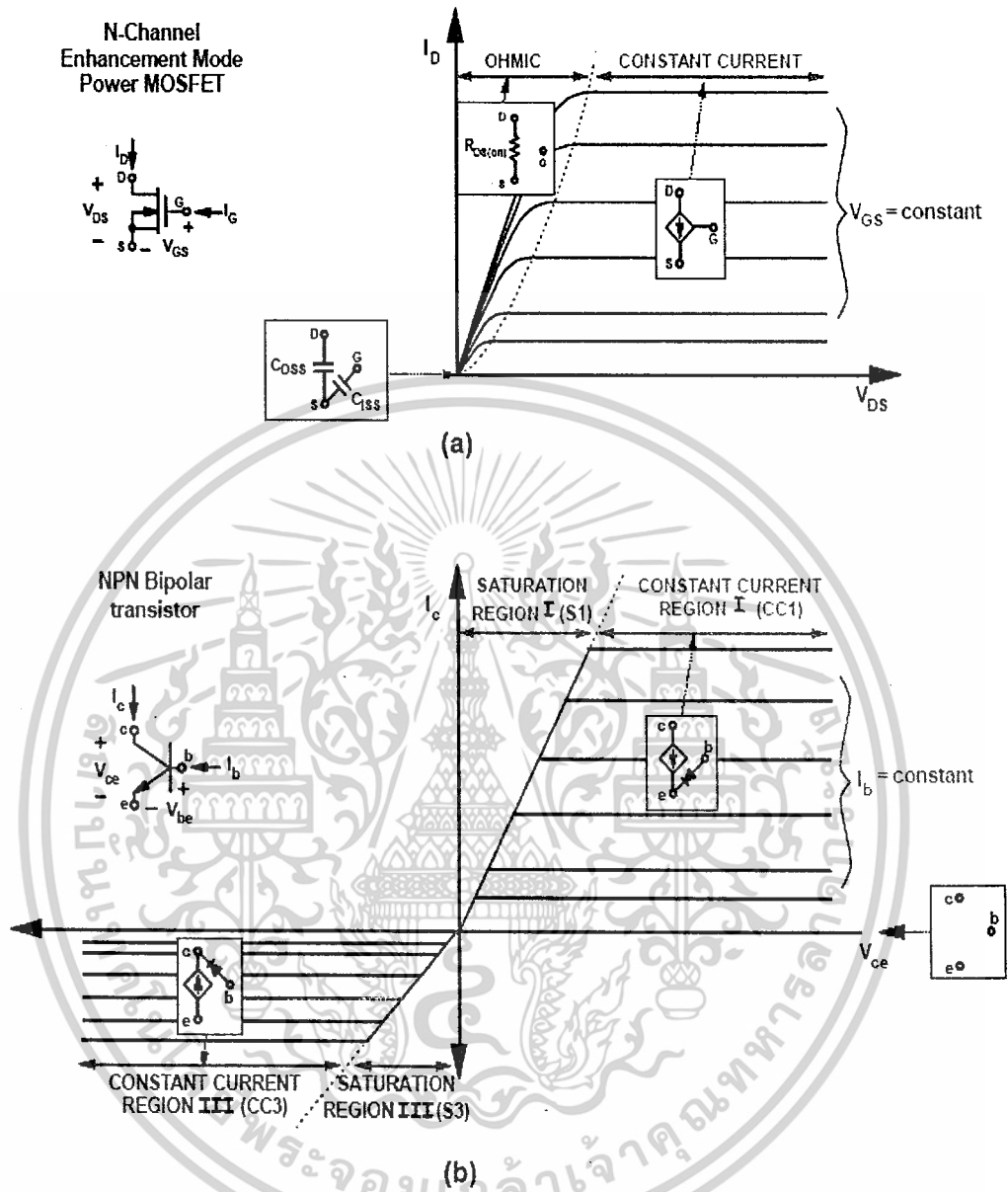
## 2.5 วงจรวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติง

วงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ (Self-Oscillating Flyback Converter) ใช้หลักการควบคุมช่วงนำกระแสสวิตช์ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโดยอาศัยสถานะของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของโหลด ซึ่งทำให้ความถี่สวิตช์เปลี่ยนแปลงตามด้วย วงจรจะใช้การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) และใช้ไอซี TL431 ซึ่งเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยการทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณควบคุมไปยังภาค PWM ขับสวิตช์หลักโดยตรงด้วยทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำงานร่วมกับขดลวดที่มีการป้อนกลับแบบบวกและเครือข่ายตัวต้านทาน/ตัวเก็บประจุ โดยมีวงจรแสดงในรูป 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์

วงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ดังแสดงในรูป จะใช้โหมดสวิตช์เป็นแชนแนลเป็นสวิตช์หลัก และใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นเป็นสวิตช์ช่วย(Q1)ช่วยในการเปิด-ปิดการทำงานของสวิตช์หลัก  $S_1$  ซึ่งทั้งโหมดสวิตช์และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีความถี่ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าและบริเวณการทำงานที่แตกต่างกัน แต่แต่ละบริเวณถูกแทนด้วยแบบจำลองของสมการเทียบเคียงดังแสดงจากรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 เคอร์ฟคุณสมบัติทางไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์สำหรับ: (a) มอสเฟตกำลังชนิดเอ็นแชนแนลและ (b) ไบโพลาร์ชนิดเอ็นพีเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะใช้เคอร์ฟลักษณะทางไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์สำหรับมอสเฟตกำลังที่แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรน ( $I_D$ ), แรงดันเดรน-ซอร์ส ( $V_{DS}$ ) และแรงดันเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) แสดงในรูปที่ 2.8(a) บริเวณแรกคือมอสเฟตไม่ทำงาน ("off state",  $I_D = 0A$ ) แทนแบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนด้วยค่าอินพุตคาปาซิแตนซ์ ( $C_{ISS}$ ) และค่าเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ ( $C_{OSS}$ ) สำหรับบริเวณโอห์มิก (ohmic) แทนแบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนด้วยค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นระหว่างชาเดรน-ซอร์ส ( $R_{DS, I_D > 0A}$ ) เป็นค่าความต้านทานที่ควบคุมด้วยแรงดัน ( $V_{GS}$ ) ตามโดยปกติบริเวณที่ถูกใช้งานด้านโหมคสวิตช์เพาเวอร์คือบริเวณกระแสคงที่ (constant-current) ซึ่งการทำงานบริเวณนี้ของกระแส จะไม่มีผลกับแรงดัน  $V_{DS}$  แต่ก่อนข้างจะมีบทบาทต่อแรงดัน  $V_{GS}$  แบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสที่ไหลจากเดรนมาซอร์สและจะถูกควบคุมโดยแรงดัน  $V_{GS}$

ส่วนเคอร์ฟลักษณะทางไฟฟ้าและวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์สำหรับไบโพลาร์แสดงความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ), แรงดันอิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) และกระแสเบส ( $I_B$ ) แสดงในรูปที่ 2.8 (b) สำหรับวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติ้งฟลายแบคคอนเวอเตอร์จะใช้เคอร์ฟของ  $I_C$  กับ  $V_{CE}$  ในควอแดนต์ I และ III ใช้อธิบายระยะเวลาการสวิตช์หนึ่งคาบ

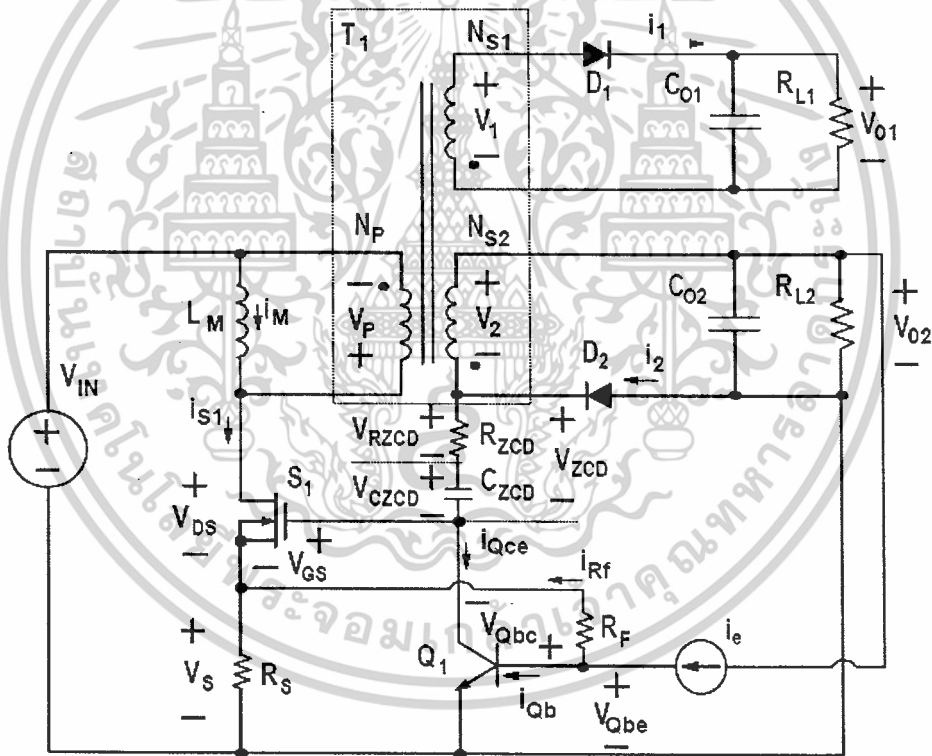
ควอแดนต์ I เป็นการทำงานในบริเวณอิ่มตัว (saturation region) ซึ่งกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นกับแรงดันอิมิตเตอร์  $V_{CE}$  โดยปกติจะไม่ออกแบบใช้งานบริเวณนี้ แต่จะใช้บริเวณกระแสคงที่ (constant-current) ที่อยู่ด้านขวาของเส้นประในควอแดนต์ที่ I กระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ไม่เปลี่ยนแปลง (ตามอุดมคติ) ตามค่าแรงดัน  $V_{CE}$  แต่จะเปลี่ยนค่าตามกระแสเบส  $I_B$  เท่านั้น ส่วนวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์ในควอแดนต์ I (CC1) นี้ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสที่ไหลจากคอลเลกเตอร์ไปยังอิมิตเตอร์ซึ่งถูกควบคุมโดยกระแสเบส  $I_B$  และเกิดไดโอดรอยต่อพีเอ็นระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์

ภายในบริเวณการทำงานควอแดนต์ III คล้ายๆกับควอแดนต์ I ต่างกันที่แบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์คอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์วางสลับกัน และกระแสระหว่างกระแสเบสกับกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับควอแดนต์ I

บริเวณกระแสคงที่ในควอแดนต์ III (CC3) แบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายกระแสจะไหลจากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเลกเตอร์และเกิดไดโอดรอยต่อพีเอ็นระหว่างขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ซึ่งตรงข้ามกับควอแดนต์ I

### 2.5.1 วิเคราะห์การทำงาน

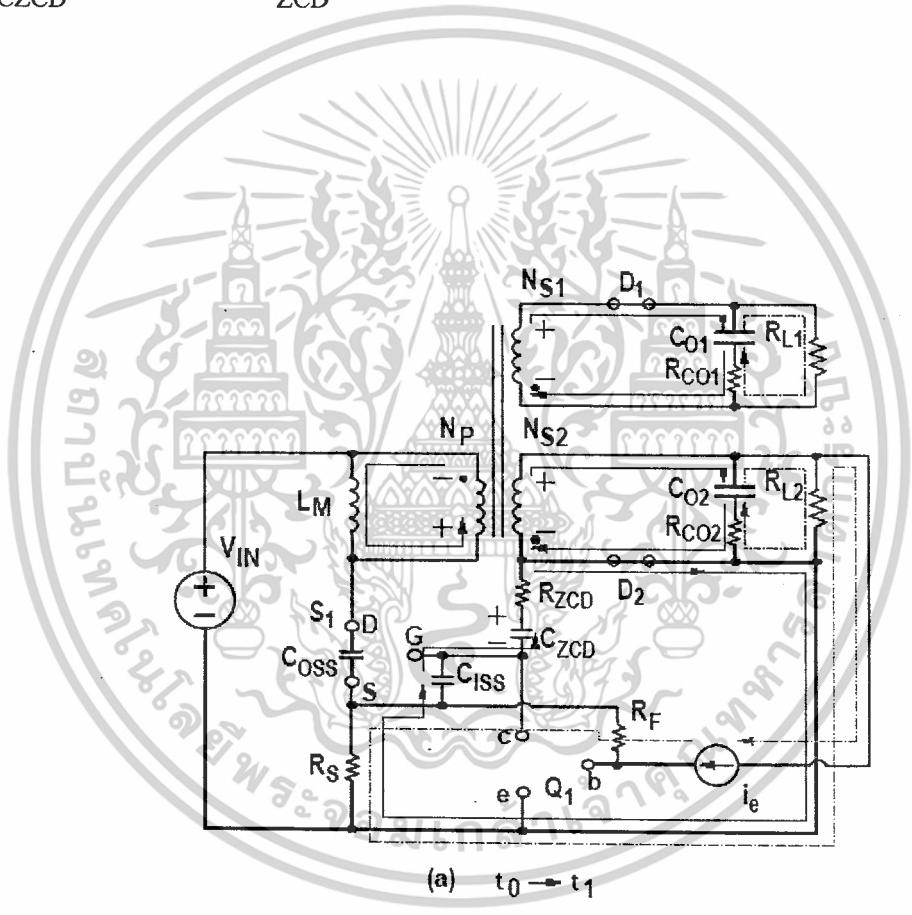
เพื่อช่วยในการอธิบายวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 1 พิจารณา วงจรช่วงสภาวะคงตัว (steady-state) โดยไม่พิจารณาค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลหม้อแปลงฟลายแบค  $T_1$  เพื่อลดความยุ่งยากการกระทำของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ  $N_P$  และเป็นการป้องกันสวิตช์หลัก  $S_1$  ประมาณค่ากระแสไฟฟ้าผิดพลาด  $i_e$  เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคงที่แทนชุดวงจรชดเชยของตัวไอซี TL431 ออปโตคัปเปิลเลอร์ IC<sub>1</sub> ตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_F$  และตัวต้านทาน  $R_{d1}, R_{d2}, R_A$  และ  $R_B$  ที่ท้ายสุดไม่พิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์  $C_{GD}$  ที่อยู่ระหว่างขาเกตกับขาเดรนของสวิตช์หลัก  $S_1$  ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาเกตกับขาซอร์ท  $C_{GS}$  และระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ท  $C_{DS}$  มีแบบจำลองวงจรเทียบเคียงถ่ายโอนของอุปกรณ์เป็นอินพุตคาปาซิแตนซ์  $C_{ISS}$  และเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์  $C_{OSS}$  ตามลำดับ



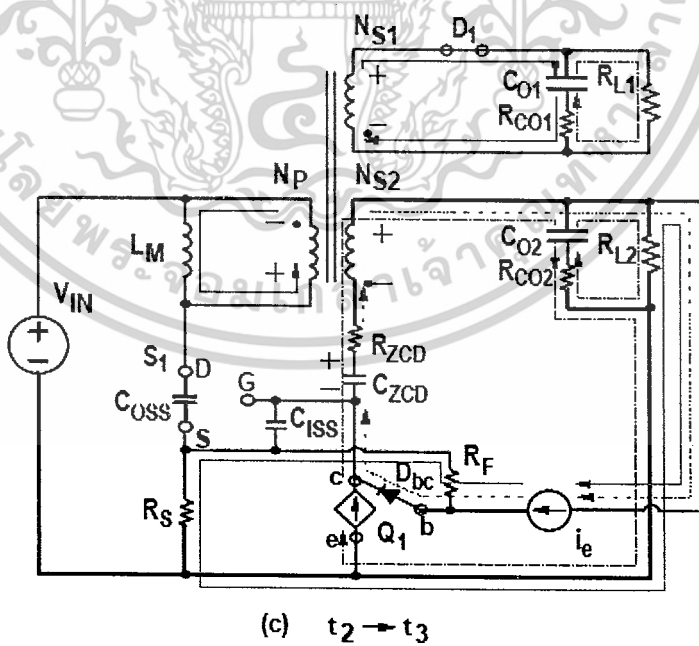
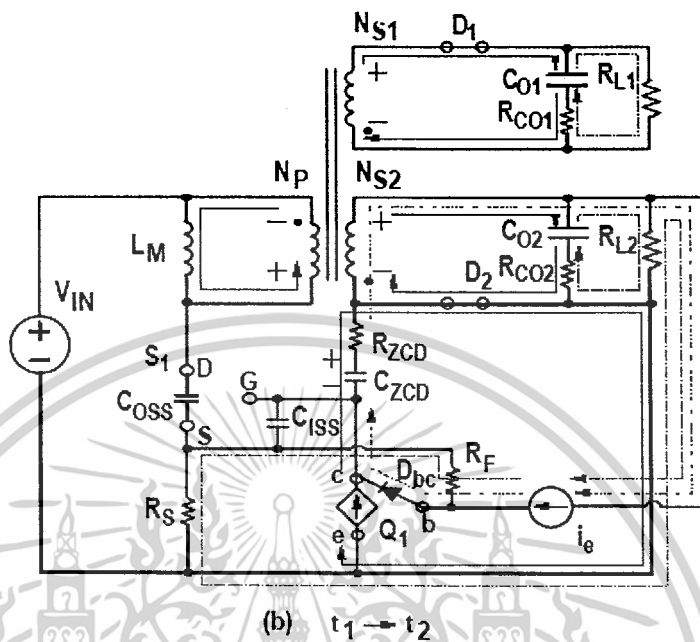
รูปที่ 2.9 วงจรเทียบเคียงของวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

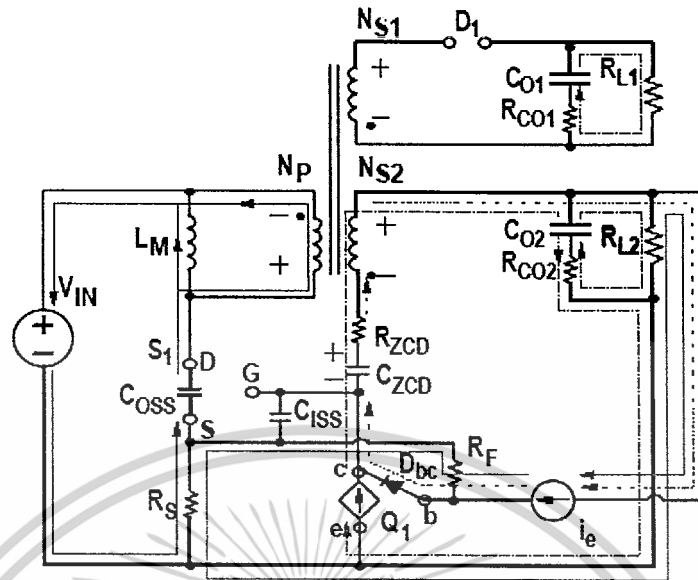
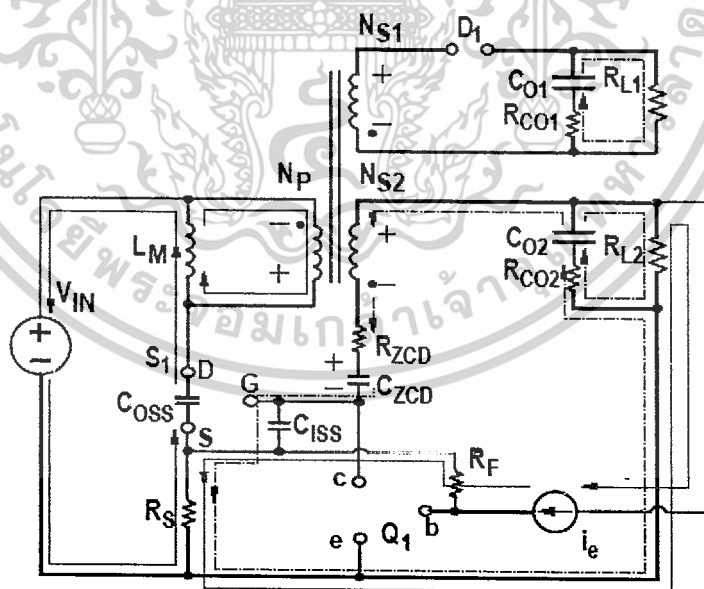
สมมุติให้  $C_{O1} \gg C_{O2}, R_{L1} \ll R_{L2}$  จาก  $C_{O1} \gg C_{O2}$  บอกเป็นนัยว่าแรงดันไฟฟ้ารีปเปิล  
 เอาต์พุต  $V_{O2}$  มากกว่าแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางเอาต์พุตหลัก  $V_{O1}$  และสมมุติให้วงจรรีกติไฟร์  $D_1$   
 และ  $D_2$  เป็นอุปกรณ์ทางอุดมคติ รูปที่ 2.10 อธิบายการทำงานทั้ง 11 รูปซึ่งทั้งหมดเกิดขึ้นภายใน  
 หนึ่งคาบการสวิตช์ รูปที่ 2.11 แสดงรูปสัญญาณของวงจรด้านกำลังและรูปสัญญาณด้านการควบคุม  
 ก่อนที่เวลา  $t=t_0$  สวิตช์หลัก  $S_1$  อยู่ในช่วงปิดการทำงานเพราะพลังงานถูกถ่ายเทไปให้กับ  
 ค่าอินพุตคาปาซิแตนซ์  $C_{ISS}$  ของตัวสวิตช์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เป็นผลให้แรงดันไฟฟ้า  
 เทรน-ซอร์ท  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นเกือบเท่า แรงดันไฟฟ้า  $V_{IN} + nV_O$  ดังเดวก่อนที่  $t=t_0$ , แรงดันไฟฟ้า  
 $V_{CZCD}$  ของตัวเก็บประจุ  $C_{ZCD}$  มีศักย์ไฟฟ้าเป็นบวก



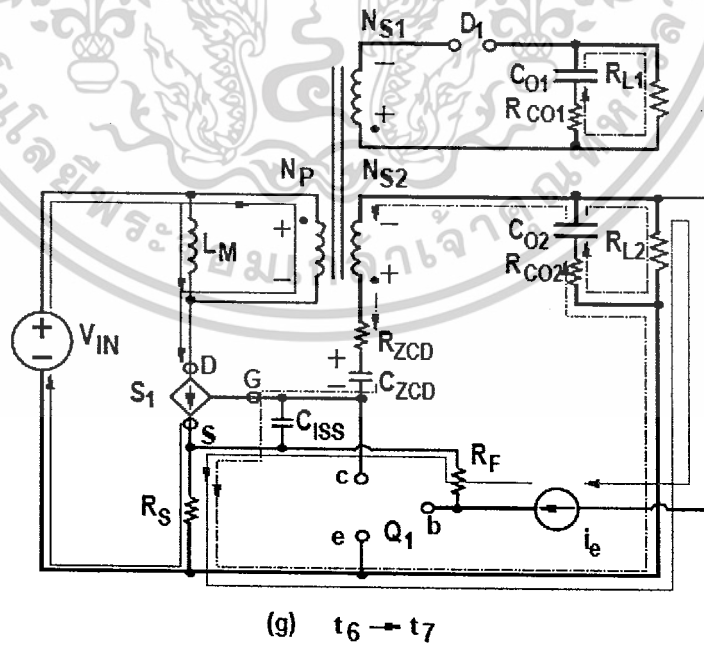
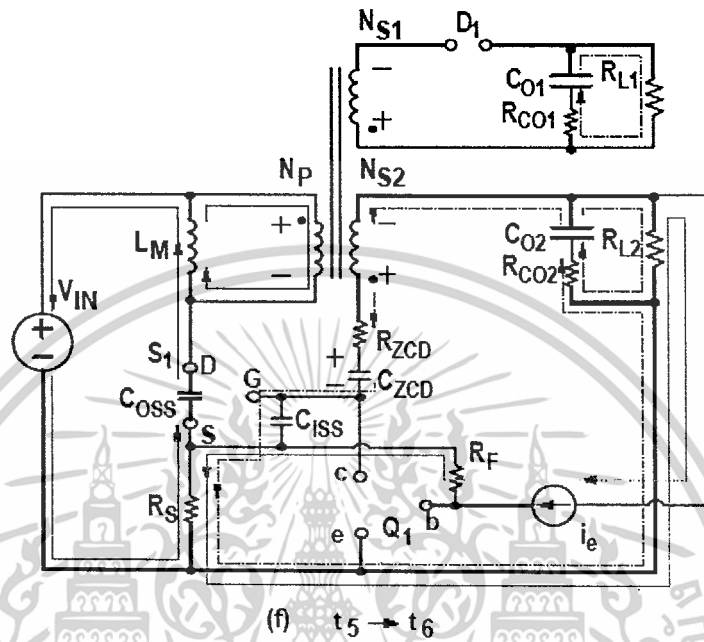
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



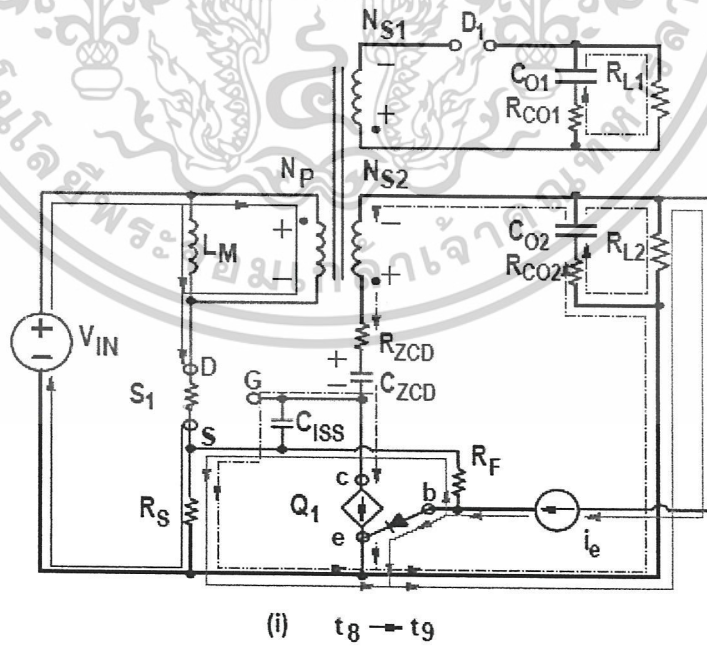
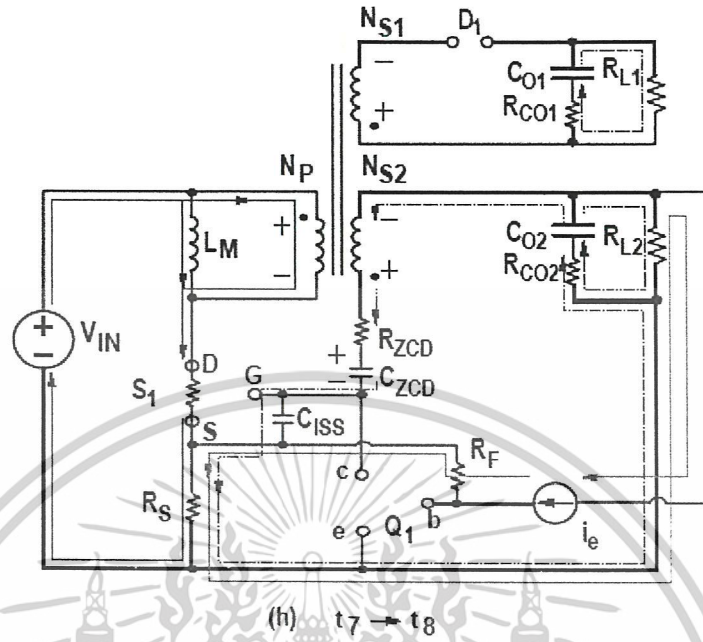
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(d)  $t_3 \rightarrow t_4$ (e)  $t_4 \rightarrow t_5$ 

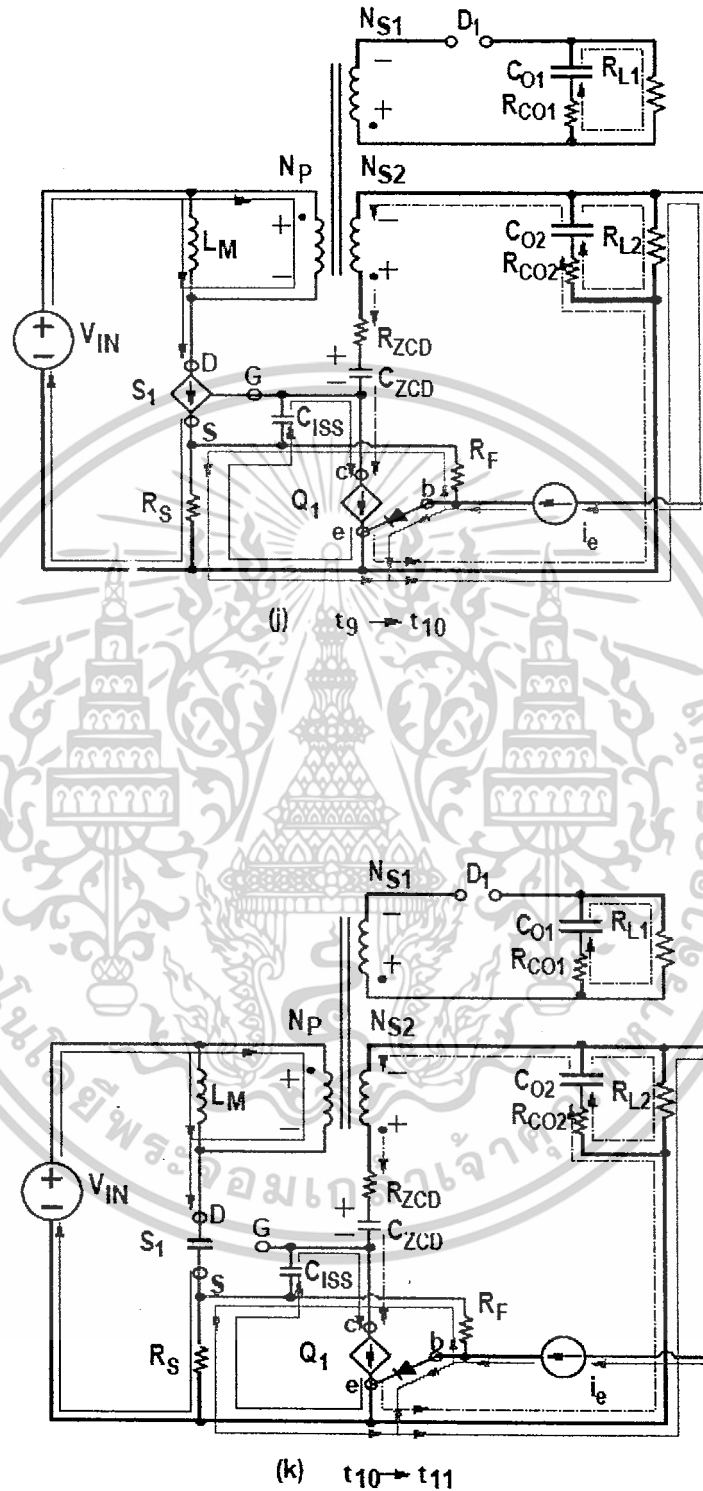
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

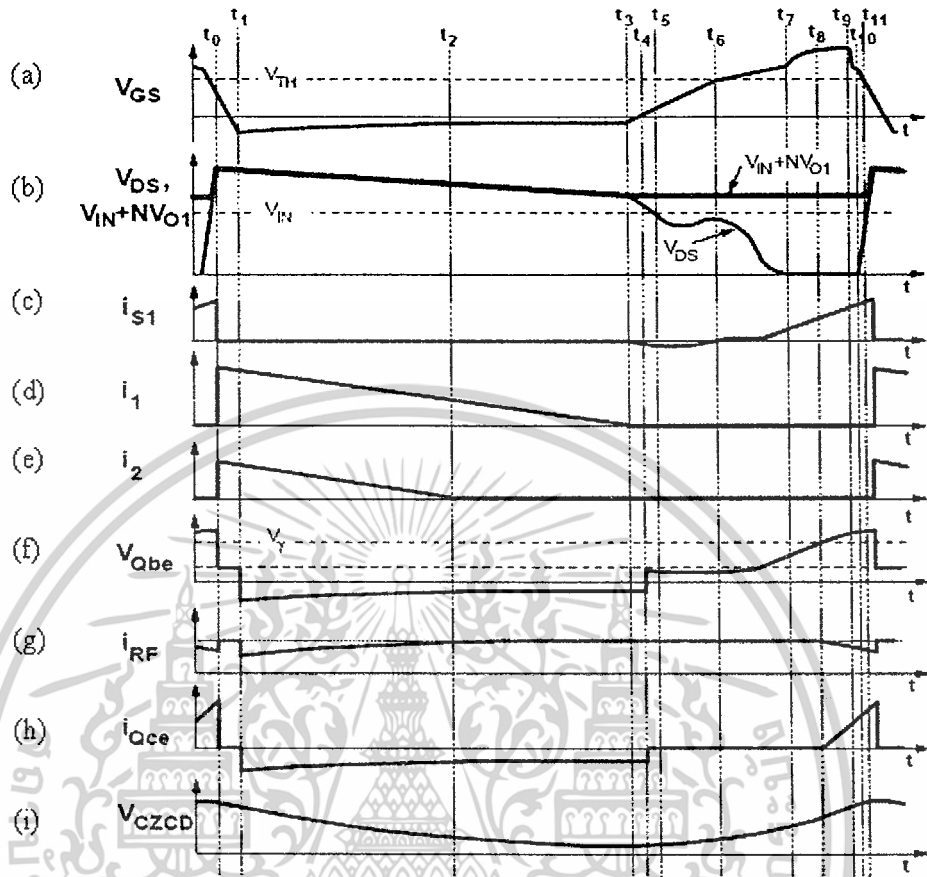


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 61838  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 อธิบายการทำงานของวงจรในช่วงหนึ่งคาบการสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงรูปสัญญาณของวงจรด้านกำลังและรูปสัญญาณด้านการควบคุม

เมื่อเวลา  $t=t_0$  แรงดันไฟฟ้า  $V_{DS}$  เท่ากับแรงดันไฟฟ้า  $V_{IN} + nV_{O1}$  ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เริ่มนำกระแสไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 2.10 (a) ในการเลือกตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{O1} \gg C_{O2}$  ก่อให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าคงที่เอาต์พุต  $V_{O1}$  ขึ้นค่าหนึ่งในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_{O2}$  ยังเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เกิดการลดย่างรวดเร็วของกระแสไฟฟ้า  $i_2$  ซึ่งจะสัมพันธ์กันกับกระแสไฟฟ้า  $i_1$  ดังรูปสัญญาณ (d) และ (e) ของรูปที่ 2.11 เพราะช่วงที่  $D_2$  นำกระแสไฟฟ้าอยู่ แรงดัน  $V_{RZCD}$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_{ZCD}$  เท่ากับ

$$(V_{GS} + V_S + V_{CZCD}) \gg (V_{GS} + V_{ZCD}) \tag{2.1}$$

เนื่องจาก

$$V_S \ll V_{GS} + V_{CZCD} \tag{2.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้านี้เหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  ให้ไหลผ่านตัวความต้านทาน  $R_{ZCD}$  ซึ่งจะ  
 ทำให้คาปาซิเตอร์ที่อินพุต  $C_{ISS}$  และตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{ZCD}$  ถ่ายเทประจุไฟฟ้า ซึ่งในขณะนั้น  
 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดและกระแสไฟฟ้า  $i_e$  จะไหลผ่านลูบที่ประกอบไปด้วยตัวความต้านทาน  
 $R_F, R_S$  และ  $R_{L2}$

สังเกตว่าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หยุดนำกระแสในระบะนี้เท่านั้นถ้าแรงดันไฟฟ้าเบส-อิมิตเตอร์  
 $V_{Qbe}$  ต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าคัทออฟ  $V_\gamma$  จากรูปที่ 2.10(a)

$$V_{Qbe} = i_e R_F + i_{S1} \gg i_e R_F \quad (2.3)$$

เพราะว่า  $i_{S1} R_S \ll i_e R_F$ , ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดการทำงานระหว่าง  $t_0 < t < t_1$   
 ถ้า  $i_e R_F < V_\gamma$  อยู่ในช่วงของรูปที่ 2.10 (a) ช่วงเวลาที่  $t = t_1$  ลื่นสุดลงต่อเมื่อแรงดัน  $V_{GS}$   
 ลดลงไปถึงระดับแรงดันไฟฟ้าที่ประมาณค่าไว้ที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดตัวหนึ่ง (0.6-0.7 V  
 )ต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้า  $V_{Qbe}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ดังนั้นจึงเป็นไดโอดรอยต่อพีเอ็นระหว่างขาเบส  
 กับขาคอลเลกเตอร์ถูกต่อแบบไบแอสตรง ส่งผลให้ไดโอดระหว่างขาเบส-คอลเลกเตอร์  $D_{bc}$  นำ  
 กระแสไฟฟ้าได้ กระแสไฟฟ้า  $i_e$  ถูกแบ่งไประหว่างตัวต้านทาน  $R_F$  และขาเบสของทรานซิสเตอร์  
 $Q_1$  เพราะแรงดันไฟฟ้าคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์  $V_{Qce}$  มีศักย์ไฟฟ้าเป็นลบ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$   
 ทำงานในบริเวณ Inverse-constate-current (CC3) และกระแสไฟฟ้า  $i_{Qce}$  จะไหลจากขาอิมิตเตอร์  
 ไปขาคอลเลกเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.10 (b) ช่วงนี้ตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{ZCD}$  คงถ่ายเทประจุไฟฟ้า  
 อย่างต่อเนื่อง โดยอาศัยผลรวมของกระแสไฟฟ้า  $i_{Qce}$  และกระแสไฟฟ้า  $i_{Qbe}$  ส่งผลให้แรงดันไฟ  
 ฟ้า  $V_{Qbe}$  เพิ่มขึ้นดังรูปสัญญาณ (f) รูปที่ 3 ขณะเดียวกันกระแสไฟฟ้า  $i_1$  และกระแสไฟฟ้า  $i_2$  ลด  
 ลงอย่างต่อเนื่อง

ช่วงเวลาที่  $t = t_2$  ลื่นสุดลงเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_{O2}$  เท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวด  $V_2$  และได  
 โอด  $D_2$  หยุดนำกระแสไฟฟ้า ช่วงนี้ตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{ZCD}$  จะถ่ายเทประจุไฟฟ้าผ่านขดลวด  
 ทูตขั้ว  $N_{S2}$  แสดงในรูปที่ 2.10 (c) กระแสไฟฟ้า  $i_1$  ลดลงอย่างต่อเนื่องจนมีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วง  
 เวลา  $t = t_3$  (พลังงานสะสมภายในตัวหม้อแปลงฟลายแบคถูกถ่ายเทจนหมด) แรงดัน ไฟฟ้าตกคร่อม  
 $V_{DS}$  ของสวิตช์หลัก  $S_1$  มีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_{IN}$  ค่าคาปาซิเตอร์ที่เอาต์พุต  $C_{OSS}$   
 ถ่ายเทประจุไฟฟ้าตัดผ่านสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ  $L_M$  ทำให้แรงดันไฟฟ้าขดลวดปฐมภูมิ  $V_p$  ลด  
 ลงพร้อมกับแรงดันไฟฟ้าขดลวดทุติยภูมิ  $V_2$  ก็เริ่มลดลงด้วย ดังแสดงรูปสัญญาณ (b)รูปที่ 2.11

เมื่อแรงดันไฟฟ้าขดลวดทุติยภูมิ  $V_2$  ลดลง แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม และกระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  ที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_{ZCD}$  ลดลงอย่างต่อเนื่อง จนกระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ จึงสิ้นสุดเวลาในช่วง  $t=t_4$

หลังช่วงเวลาที่  $t=t_4$  กระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  เปลี่ยนทิศทางการไหล ตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_{ZCD}$  และค่าคาปาซิแตนซ์อินพุต  $C_{ISS}$  ทำการเก็บประจุไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.10 (e) แรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  ที่เพิ่มขึ้นทำให้แรงดันไฟฟ้าคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์  $V_{Qce}$  ไดโอด  $D_{bc}$  จะหยุดนำกระแสไฟฟ้า ส่งผลทำให้เกิดสภาวะปิดหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในขณะที่เดียวกันค่าคาปาซิแตนซ์เอาต์พุต  $C_{OSS}$  จะถ่ายเทประจุไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นการเสริมให้แรงดันไฟฟ้าขดลวดทุติยภูมิ  $V_2$  ลดลง เป็นสาเหตุให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม  $R_{ZCD}$  เพิ่มขึ้น เสริมการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงฟลายแบคมีค่าเท่ากับศูนย์ก็สิ้นสุดช่วงเวลา  $t=t_5$

หลังช่วงเวลาที่  $t=t_5$  ค่าคาปาซิแตนซ์เอาต์พุต  $C_{OSS}$  ถ่ายเทประจุไฟฟ้าและเกิดการกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวด ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (f) แรงดันไฟฟ้า  $V_{O2} + V_2$  ส่งให้กระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  ให้กลับมาเพิ่มขึ้นอีก ซึ่งก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  ที่ไปเสริมค่าคาปาซิแตนซ์เอาต์พุต  $C_{OSS}$  ให้ถ่ายเทประจุไฟฟ้าเพิ่มนานออกไปเป็นรวมของแรงดันไฟฟ้า  $V_{O2} + V_2$  การป้อนกลับแบบบวกนี้ทำต่อเนื่องไปจนกระทั่งแรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  เกือบเท่าแรงดันไฟฟ้า  $V_{TH}$  ที่ช่วงเวลา  $t=t_6$  และสวิตช์  $S_1$  ทำงานบริเวณค่ากระแสไฟฟ้าคงที่ (Constant-Current)

หลังช่วงเวลาที่  $t=t_6$  แรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  เริ่มจะเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้า  $i_{ZCD}$  ที่เริ่มไหลผ่านค่าคาปาซิแตนซ์อินพุต  $C_{ISS}$  ดังแสดงในรูป 2.11 (g) เมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  เกือบถึงระดับที่สวิตช์  $S_1$  เริ่มทำงานในบริเวณโอห์มิกคือเมื่อสวิตช์  $S_1$  เปิดการทำงานเต็มที่ที่เวลา  $t=t_7$  กระแสไฟฟ้า  $i_{S1}$  กับกระแสไฟฟ้าที่ไหลตัวต้านทาน  $R_S$  มีค่าสัมพันธ์กัน การเพิ่มศักย์ไฟฟ้านี้เกิดจากขาเกตสวิตช์  $S_1$  และขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ดังแสดงเป็นรูปสัญญาณ(a)และ(ก) ในรูปที่ 2.11 ที่ช่วงเวลา  $t=t_8$  แรงดันไฟฟ้า  $V_{Qbe}$  เท่ากับแรงดันไฟฟ้าคัทออฟ  $V_Y$  ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะนำกระแสไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 2.10(i)

หลังจากช่วงเวลาที่  $t=t_8$  แรงดันไฟฟ้า  $V_{Qbe}$  เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตามแรงดันไฟฟ้าของ  $V_S = i_{S1} R_S$  ที่เพิ่มขึ้น การเพิ่มของกระแสไฟฟ้าที่เบส  $i_{Qbe}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ส่งผลต่อการเพิ่มของกระแสไฟฟ้า  $i_{Qce}$  ก่อนที่เริ่มช่วงเวลา  $t=t_9$  กระแสไฟฟ้า  $i_{Qce}$  มีค่าเท่ากับกระแสไฟ

ฟ้า  $i_{ZCD}$  และค่าคาปาซิแตนซ์ที่อินพุตเริ่มถ่ายเทประจุไฟฟ้า ดังแสดงที่ 2.10 (j) เช่นเดียวกันกับแรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  ที่ลดลง

ช่วงเวลาที่  $t=t_{10}$  สวิตช์  $S_1$  จะเริ่มทำงานเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_{GS}$  ลดลงถึงค่าแรงดันไฟฟ้า  $V_{TH}$  ของสวิตช์  $S_1$  เมื่อการสวิตช์  $S_1$  ทำงานแล้วค่าคาปาซิแตนซ์เอาต์พุต  $C_{OSS}$  จะเริ่มเก็บประจุไฟฟ้าด้วยทำให้แรงดันไฟฟ้า  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น แสดงรูปที่ 2.10 (k) การทำงานในช่วงนี้จะสิ้นสุดเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_{DS}$  มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันไฟฟ้า  $V_{IN} + nV_O$  ขณะนี้โหนดกำลังเอาต์พุต  $D_1$  และ  $D_2$  เริ่มนำกระแสไฟฟ้าและทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หยุดการทำงาน จบหนึ่งคาบในช่วงการสวิตช์และจะทำเป็นวงรอบการทำงานต่อเนื่องไป



## บทที่ 3

# การคำนวณและการสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

### 3.1 บทนำ

การคำนวณและการสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงก่อนการสร้าง คือ คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แบบควอซี-รีโซแนนท์ที่ใช้ไอซี NCP1207 ควบคุมการทำงานมีดังนี้

$$\begin{array}{lll} V_{in} = 220V \pm 10\% & V_{out} = 5V & I_{out} = 1 \sim 3A \\ f_{sw} = 50kHz & \frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\% & \eta = 80\% \end{array}$$

### 3.2 วงจรภาคกำลัง

#### แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต

เนื่องจากวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต่อกับวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และสามารถคำนวณหาแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตดังนี้

$$V_{DC,max} = V_{AC,max} \cdot \sqrt{2} \quad (3.1)$$

$$V_{DC,min} = V_{AC,min} \cdot \sqrt{2} \quad (3.2)$$

- เมื่อ  $V_{DC,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสูงสุดทางด้านอินพุต  
 $V_{AC,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสูงสุด  
 $V_{DC,min}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำสุดทางด้านอินพุต  
 $V_{AC,min}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับต่ำสุด

### อัตราส่วนของหม้อแปลง

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางดำนปฐมภูมิกับทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคในคาบเวลาการสวิตช์ ทำให้สามารถคำนวณหาอัตราส่วนของหม้อแปลง

$$n = \left( \frac{V_{out} - V_D}{V_{DC,max}} \right) \left( \frac{1 - D_{max}}{D_{max}} \right) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $V_D$  คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดขณะถูกไบแอสตรง

$D_{max}$  คือ ดิวตี้ไซเคิลสูงสุด

ดิวตี้ไซเคิลต่ำสุด

$$D_{min} = \frac{D_{max}}{D_{max} + (1 - D_{max}) \left( \frac{V_{DC,max}}{V_{DC,min}} \right)} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $D_{min}$  คือ ดิวตี้ไซเคิลต่ำสุด

กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางดำนปฐมภูมิ

เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ทางดำนปฐมภูมิ เช่น มอสเฟต กระแสไฟฟ้าสูงสุดไม่ควรเกินค่าที่คำนวณได้

$$I_{1,max} = \frac{(2 \cdot n \cdot I_o / D_{min})}{2 \cdot \Delta I_n} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $I_{1,max}$  คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางปฐมภูมิ

$\Delta I_n$  คือ กระแสไฟฟ้ากระเพื่อม (Ripple current)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้ากระแสเพิ่มทางปฐมภูมิ

$$\Delta I_1 = (I_{1,\max}) (\Delta I_n) \quad (3.6)$$

เมื่อ  $\Delta I_1$  คือ กระแสไฟฟ้ากระแสเพิ่มทางปฐมภูมิ

กระแสไฟฟ้ากระแสเพิ่มทางทุติยภูมิ

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta I_1}{n} \quad (3.7)$$

เมื่อ  $\Delta I_2$  คือ กระแสไฟฟ้ากระแสเพิ่มทางทุติยภูมิ

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลง

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคนั้นจะต้องแน่ใจได้ว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมดกึ่ง

$$L = \frac{V_{DC,\min} D_{\max}}{\Delta I_1 f_{sw}} \quad (3.8)$$

เมื่อ  $L$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค

$f_{sw}$  คือ ความถี่ของการสวิตช์

กำลังไฟฟ้าทางทุติยภูมิ

$$P_{O2} = (V_{out} + V_D) \cdot I_{out} \left( \frac{1-D_{\min}}{D_{\min}} \right) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $P_{O2}$  คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### เลือกแกนหม้อแปลงโดยใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ ( Area Product, $A_p$ )

วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ ( Area Product,  $A_p$  ) ซึ่งก็คือค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกน (Cross sectional area,  $A_c$ ) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (Window area,  $A_w$ ) ค่า  $A_p$

$$A_p = \frac{P_{O2} \left( \frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min}}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D_{\min})}{3}} \right)}{kw \cdot J \cdot B_m \cdot f_{sw}} \quad (3.10)$$

เมื่อ  $B_m$  คือ ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก

$J$  คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง

$kw$  คือ สัมประสิทธิ์ในการพันขดลวด

#### กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวด

หม้อแปลงฟลายแบคประกอบด้วยขดลวด 3 ชุด คือ ขดลวดปฐมภูมิ ขดลวดทุติยภูมิ และ ขดลวดช่วย ซึ่งขดลวดทั้ง 3 ชุดสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

จำนวนรอบทางปฐมภูมิ

$$N_1 = \frac{V_{DC, \max} \cdot D_{\min}}{A_c \cdot B_m \cdot f_{sw}} \quad (3.11)$$

เมื่อ  $A_c$  คือ พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน

จำนวนรอบทางทุติยภูมิ

$$N_2 = n N_1 \quad (3.12)$$

จำนวนรอบขดลวดช่วย

$$N_{Demag} = N_3 = \frac{(V_{Demag} + V_D)}{V_{uot}} \cdot N_2 \quad (3.13)$$

เมื่อ  $V_{Demag}$  คือ แรงดันตกไฟฟ้าคร่อมขดลวดช่วย

$N_{Demag}$  คือ จำนวนรอบขดลวดช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### คำนวณหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด

ขดลวดทางปฐมภูมิ

$$I_1 = \sqrt{\frac{D_{\max}}{3} \left( \Delta I_1^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2I_{1,av}}{D_{\max}} \right)^2 - \Delta I_1^2 \right)} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $I_{1,av}$  คือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางปฐมภูมิ  $nI_{out} = 0.09$  แอมป์

ขดลวดทางทุติยภูมิ

$$I_2 = \sqrt{\frac{1-D_{\max}}{3} \left( \Delta I_2^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2I_0}{1-D_{\max}} \right)^2 - \Delta I_2^2 \right)} \quad (3.15)$$

ขดลวดช่วย

$$I_3 = 3 \times 10^{-3} \text{ A}$$

เมื่อ  $I_3$  คือ ย่านที่ใช้งานของกระแสไฟฟ้าที่ขาของไอซี

### คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวด

การคำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวด เพื่อให้ทราบว่าเส้นลวดที่เลือกใช้นั้นสามารถทนกระแสไฟฟ้าได้หรือไม่ โดยสามารถเลือกได้จากตารางภาคผนวก ข

ทางปฐมภูมิ

$$a_1 = \frac{I_1}{J} \quad (3.16)$$

ทางทุติยภูมิ

$$a_2 = \frac{I_2}{J} \quad (3.17)$$

ขดลวดช่วย

$$a_3 = \frac{I_3}{J} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตรวจสอบการลงขดลวดบนแกนหม้อแปลง

เพื่อเป็นการตรวจสอบแกนหม้อแปลงที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดทั้ง 3 ขดได้

$$A_{kw} \geq a_1 N_1 + a_2 N_2 + a_3 N_3 \quad (3.19)$$

เมื่อ  $A_{kw}$  คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

ถ้า  $A_{kw}$  มากกว่า ผลรวมของจำนวนรอบคูณกับพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดของขดลวดทั้ง 3 ขด แสดงว่าสามารถลงขดลวดในแกนหม้อแปลงที่เลือกได้

### คำนวณขนาดความกว้างของช่องอากาศ

$$I_g = \frac{\mu_0 N I^2 A_c}{L} \quad (3.20)$$

เมื่อ  $\mu_0$  คือ ค่าความซึมซาบทรายของอากาศ  $4\pi \times 10^{-7}$  เฮนรี/เมตร

### คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต

การหาขนาดของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตจะต้องให้มีค่าของความต้านทานแฝงหรือ ESR น้อยๆ เนื่องจากค่า ESR จะทำให้ค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสเพื่่อมมีค่าสูง

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D_{max} T}{R_{min} C_{out}} \quad (3.21)$$

$$R_{min} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (3.22)$$

$$C_{out} = \frac{D_{max}}{R_{min} (\Delta V_o / V_o) f_{sw}} \quad (3.23)$$

เมื่อ  $C_{out}$  คือ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต

$R_{min}$  คือ ค่าความต้านทานต่ำสุดที่ต่ออยู่ทางเอาต์พุต

คำนวณค่าตัวต้านทานตรวจจ็กระแสไฟฟ้าทางปฐมภูมิ ( $R_s$ )

$$R_{S,max} = \frac{V_{TH,max}}{I_{l,max}} \quad (3.24)$$

เมื่อ  $V_{TH,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้า threshold สูงสุดของขา CS เท่ากับ 1 โวลท์

คำนวณค่าความต้านทาน  $R_B$

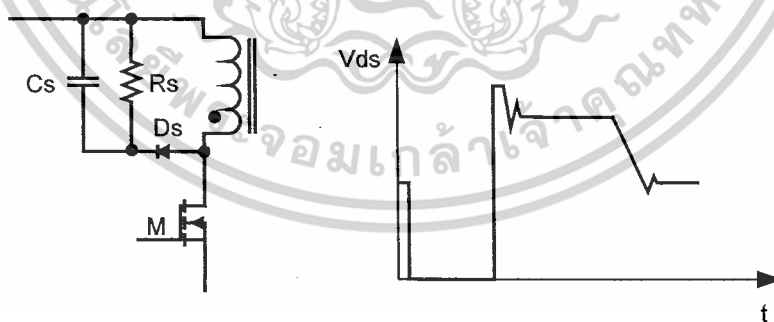
$$R_B > \frac{V_{out} - V_d - V_{KA}}{I_{K,max}} \quad (3.25)$$

เมื่อ  $V_d$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมแอลซีดีขณะถูกไบแอสตรง

$V_{KA}$  คือ แรงดันไฟฟ้าพิกัดของซีเนอร์ไดโอด

$I_{K,max}$  คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านซีเนอร์ไดโอด

คำนวณค่าตัวความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุของวงจรสับเบอ์



รูปที่ 3.1 แสดงการต่อสับเบอ์และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุ  $C_s$

$$C_s = \frac{L_e \cdot I_{1,max}}{(V_{DS,max} - V_{Clamp})^2} \quad (3.26)$$

- เมื่อ  $L_e$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดปฐมภูมิ  
 $V_{DS,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมขาเดรน-ซอร์สของมอสเฟต  
 $V_{Clamp}$  คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ยอมให้เกิด

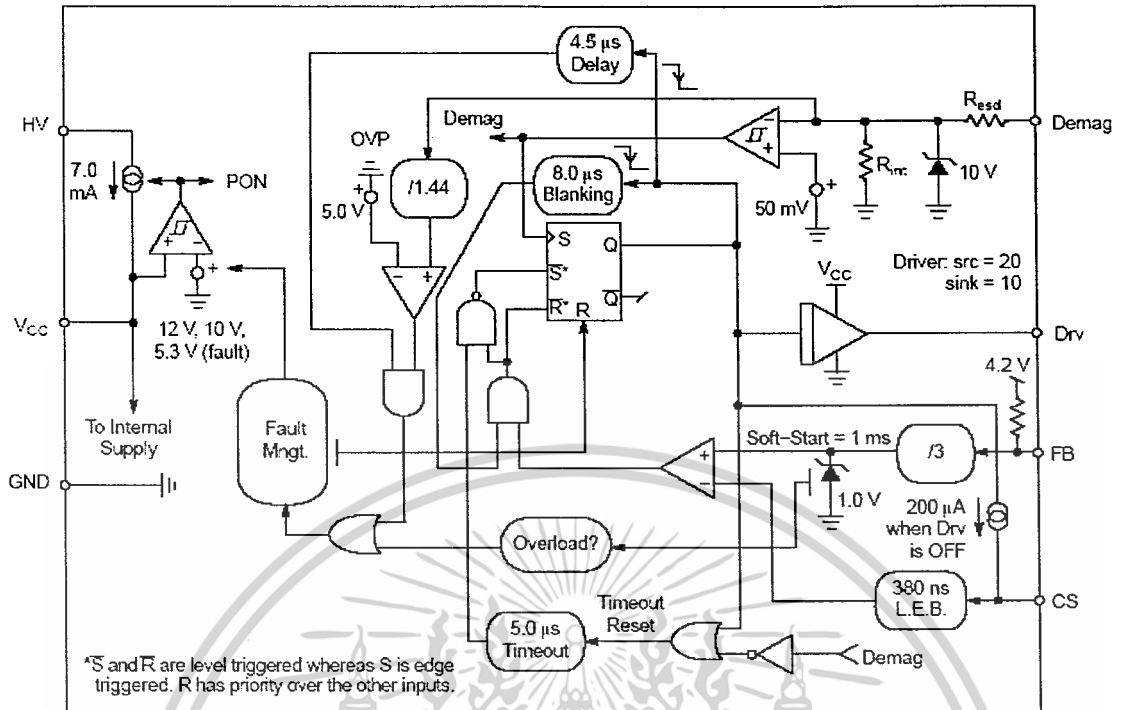
ตัวต้านทาน  $R_s$

$$R_s \gg \frac{T_s}{C_s} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $T_s$  คือ คาบเวลาการทำงาน

### 3.3 การคำนวณและการสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงาน

หลักการทำงานของตัวไอซี NCP1207 ดังรูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของตัวไอซี NCP1207 ซึ่งเป็นไอซี 8ขา สามารถสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าป้อนให้กับตัวเองจากขา  $V_{cc}$  และขา  $H_c$  เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดช่วยขา  $Demag$  ต่ำกว่า 50 mV RS flipflop จะถูกเซตเพื่อขับมอสเฟต เมื่อยอดกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิที่ถูกตรวจจับจากขา  $C_s$  มีค่าเท่ากับระดับแรงดันไฟฟ้าควบคุมที่ขา FB RS flipflop จะถูกรีเซต และทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส และเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดช่วยขา  $Demag$  ต่ำกว่า 50 mV ทำให้ RS flipflop เซตอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของตัวไอซี NCP1207

### 3.3.1 วงจรภาคกำลังวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ ไอซี NCP1207

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต แทนค่าในสมการ (3.1) และ(3.2)

$$V_{DC,min} = 198\sqrt{2} = 280V$$

$$V_{DC,max} = 242\sqrt{2} = 342V$$

อัตราส่วนของหม้อแปลง แทนค่าในสมการ (3.3)

$$n = \left( \frac{5-1.5}{342} \right) \left( \frac{1-0.45}{0.45} \right) = 0.03$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คิวดีไอซ์เกิลต่ำสุด แทนค่าในสมการ (3.4)

$$D_{\min} = \frac{0.45}{0.45 + (1-0.45)\left(\frac{342}{280}\right)} = 0.4$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.5)

$$I_{1,\max} = \frac{(2(0.03)3/0.4)}{2-1} = 0.45\text{A}$$

กระแสไฟฟ้ากระแสเฟืองทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.6)

$$\Delta I_1 = (0.45)(1) = 0.45$$

กระแสไฟฟ้ากระแสเฟืองทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.7)

$$\Delta I_2 = \frac{0.45}{0.03} = 15\text{A}$$

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลง แทนค่าในสมการ (3.8)

$$L = \frac{(280)(0.45)}{(0.45)(50 \times 10^{-3})} = 5.6\text{mH}$$

กำลังไฟฟ้าทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.9)

$$P_{O2} = (5+1.5) \cdot 3 \left( \frac{1-0.4}{0.4} \right) = 30\text{W}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกแกนหม้อแปลง โดยใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ ( Area Product ) แทนค่าในสมการ (3.10)

$$A_p = \frac{30 \left( \frac{1}{0.8} \sqrt{\frac{4(0.4)}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-0.4)}{3}} \right)}{(0.4)(3 \times 10^6)(0.2)(50 \times 10^3)} = 4518.24 \text{ mm}^4$$

จากตารางแกนหม้อแปลง เลือกแกนหม้อแปลงเบอร์ ETD # 35 ซึ่งมีขายตามท้องตลาด และแกนหม้อแปลงที่เลือกมีขนาดดังนี้

$$A_p = 11846.2 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 97.1 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 122 \text{ mm}^2$$

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวด

จำนวนรอบทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.11)

$$N_1 = \frac{(342)(0.4)}{(97.1 \times 10^{-6})(0.2)(50 \times 10^3)} = 151 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.12)

$$N_2 = (0.03)(141) = 4$$

จำนวนรอบขดลวดช่วย แทนค่าในสมการ (3.13)

$$N_{\text{Demag}} = N_3 = \frac{(5+1.5)}{5} \cdot 4 = 5 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด

ขดลวดทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.14)

$$I_1 = \sqrt{\frac{0.45}{3} \left( (0.45)^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2(0.09)}{0.45} \right)^2 - (0.45)^2 \right)} = 0.16 \text{ A}$$

ขดลวดทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.15)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1-0.45}{3} \left( (15)^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2(0.09)}{1-0.4} \right)^2 - (15)^2 \right)} = 5.17 \text{ A}$$

ขดลวดช่วย

$$I_3 = 3 \times 10^{-3} \text{ A}$$

คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวด

ทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.16)

$$a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{0.16}{3} = 0.0533 \text{ mm}^2$$

ทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.17)

$$a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{5.17}{3} = 1.7233 \text{ mm}^2$$

ขดลวดช่วย แทนค่าในสมการ (3.18)

$$a_3 = \frac{I_3}{J} = \frac{0.003}{3} = 0.001 \text{ mm}^2$$

จากตารางภาคผนวก ข สามารถเลือกขนาดเส้นลวดทองแดงเบอร์

ปฐมภูมิ AWG # 29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุติยภูมิ AWG # 23 โดยใช้ลวด 7 เส้นในการพัน

ขอลวดช่วย AWG # 33

ตรวจสอบการลงขดลวดบนแกนหม้อแปลง เพื่อให้แน่ใจว่าแกนที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดได้แทนค่าในสมการ (3.19)

$$Awkw \geq a_1N1+a_2N2+a_3N3$$

$$(122)(0.4) \geq (0.0533)(141)+(1.7233)(4)+(0.001)(5)$$

$$48.8 \geq 14.4135$$

จะได้ว่า  $Awkw$  มากกว่า ดังนั้นแกนที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดได้

คำนวณขนาดความกว้างของช่องอากาศ แทนค่าในสมการ (3.20)

$$I_g = \frac{(4\pi \times 10^{-7})(141)^2(97.1 \times 10^{-6})}{5.6 \times 10^{-3}} = 0.433 \text{ mm}$$

คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต แทนค่าในสมการ (3.22) และ (3.23)

$$R_{\min} = \frac{5}{3} = 1.67 \Omega \quad \text{และ} \quad C_{\text{out}} = \frac{0.45}{1.67(0.01)(50 \times 10^3)} = 539 \mu\text{F}$$

เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุที่มีขายอยู่ในท้องตลาดไม่มีขนาดที่คำนวณได้จึงใช้ขนาดที่ใกล้เคียงและเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุ จึงใช้ค่า  $330 \mu\text{F} \times 3$  ตัว

คำนวณหาค่าตัวต้านทานตรวจจับกระแสไฟฟ้าทางปฐมภูมิ ( $R_s$ ) แทนค่าในสมการ (3.24)

$$R_{S,\max} = \frac{V_{\text{TH,max}}}{I_{l,\max}} = \frac{1}{0.45} 2.22 \Omega$$

เมื่อ  $V_{\text{TH,max}}$  คือ แรงดันไฟฟ้า threshold สูงสุดของขา CS เท่ากับ 1 โวลต์

เลือกค่าความต้านทาน  $R_s = 1.5$  โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่าความต้านทาน  $R_B$  แทนค่าในสมการ (3.25)

$$R_B > \frac{5-1-4.7}{3 \times 10^{-3}} = 233.33 \Omega$$

เลือกใช้ค่าความต้านทาน 2.7 กิโลโอห์ม

### เลือกไดโอด

ไดโอดที่ใช้เป็นซ็อดกี้ไดโอดเบอร์ STPS20H ซึ่งทนกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 30 แอมป์ และแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 100 โวลต์

### เลือกมอสเฟต

มอสเฟตที่ใช้เบอร์ P4NB80 เป็นมอสเฟตที่สามารถทนกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 4 แอมป์ และสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้ 800 โวลต์

### เลือกออปโตคัปเปิลเลอร์และซีเนอร์ไดโอด

ออปโตคัปเปิลเลอร์เบอร์ TLP621 ของบริษัทโตชิบา ซีเนอร์ไดโอดพิกัดแรงดันไฟฟ้า 4.7 โวลต์ ในรูปที่ 3.3 และใช้ไอซี TL431 ในรูปที่ 3.4

คำนวณค่าตัวความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุของสับเบอร์

ตัวเก็บประจุ  $C_S$  แทนค่าในสมการ (3.26)

$$C_S = \frac{(365 \times 10^{-6})(0.45)}{(800 - 450)^2} = 1.3 \text{ nF}$$

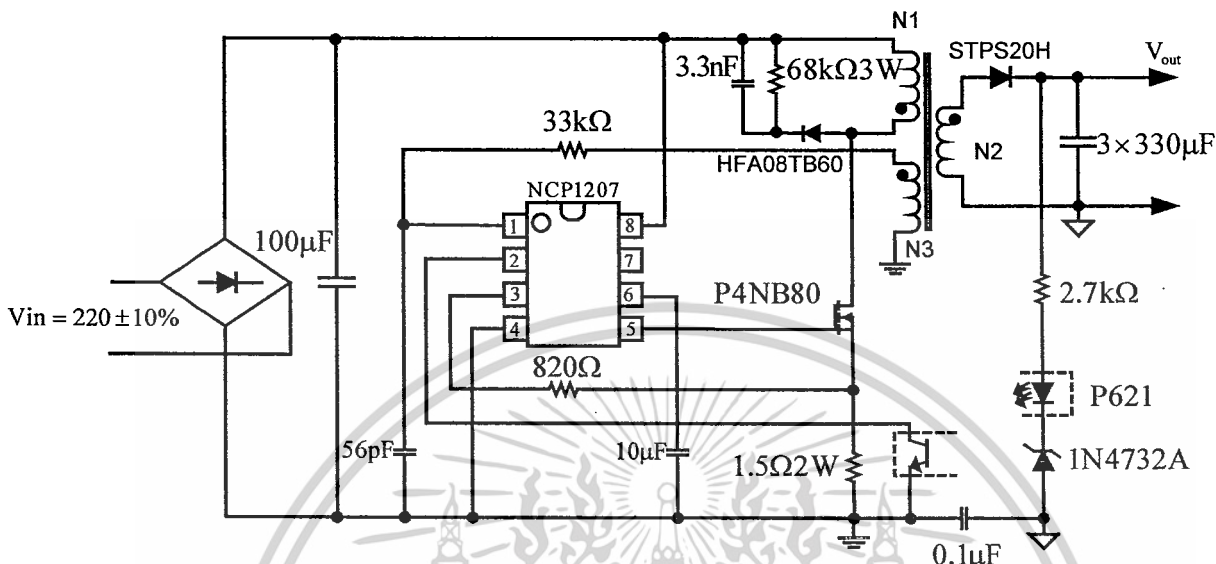
เลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3.3 นาโนฟารัด

ตัวต้านทาน  $R_S$  แทนค่าในสมการ (3.27)

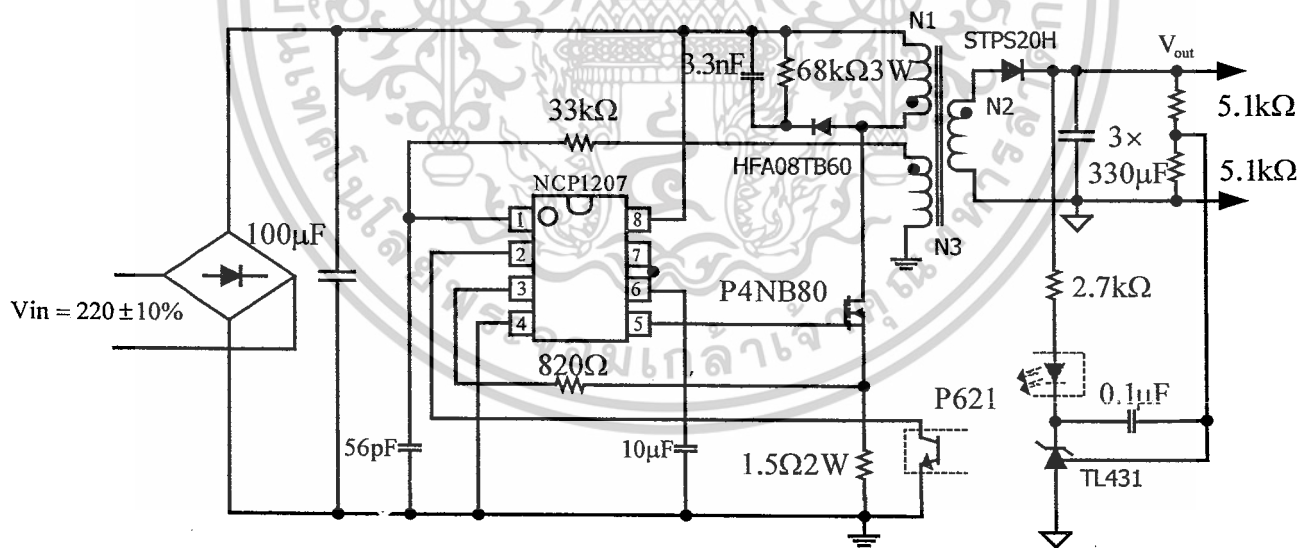
$$R_S \gg \frac{20 \times 10^{-6}}{3.3 \times 10^{-9}} = 60.6 \text{ k}\Omega$$

เมื่อได้ค่าต่างๆจากการคำนวณเรียบร้อยแล้ว สามารถสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4

เมื่อได้ค่าต่างๆจากการคำนวณเรียบร้อยแล้ว สามารถสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานและมีวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานและมีวงจรป้อนกลับแบบลบโดยใช้ไอซี TL431

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การคำนวณและการสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แบบเซฟ-ออสซิลเลทที่เป็นตัวควบคุมการทำงาน

วงจรเซฟ-ออสซิลเลทฟลายแบคคอนเวอเตอร์สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องตัวไอซี ควบคุมการทำงานของวงจร คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ซึ่งคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 ควบคุมการทำงานมีดังนี้

$$\begin{aligned} V_{in} &= 220V \pm 10\% & V_{out} &= 5V & I_{out} &= 1 \sim 3A \\ f_{sw} &= 60kHz & \frac{\Delta V_o}{V_o} &= 1\% & \eta &= 80\% \end{aligned}$$

ดังนั้นการออกแบบวงจรสามารถทำได้ตามขั้นตอนต่อไปนี้

#### 3.4.1 วงจรภาคกำลัง

การเลือกมอสเฟตมาทำงานเป็นสวิตช์หลัก  $S_1$  เลือกที่มีอัตราकरणแรงดันไฟฟ้าได้ 600 V เพราะขนาดแรงดันไฟฟ้ากระแส-ชอร์ตสูงสุดของมอสเฟต 500 V การหาขนาดจำนวนรอบ ค่าอัตราจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ ( $N_p/N_{S1}$ )

$$\frac{N_p}{N_{S1}} = \frac{V_{SI,max} - V_{DC,max}}{V_{OI} + V_D} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $V_{SI,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้าคกร้อมขากระแส-ชอร์ตของมอสเฟตในสภาวะปิด

$V_{DC,max}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตสูงสุด

$V_{OI}$  คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตหลักเฉลี่ย

$N_p$  คือ ขดลวดทางค้ำปฐมภูมิ

$N_{S1}$  คือ ขดลวดทางค้ำทุติยภูมิ

$V_D$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดกำลังขณะถูกไบแอสตรง

แทนค่าจากสมการ (3.27) จะได้  $\frac{N_p}{N_{S1}} = \frac{500-342}{5+0.8} = 28$  รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด  $D1$  ขณะถูกไบแอสกลับ

$$V_{D1,ON} = V_{DC,max} \frac{N_{S1}}{N_P} + V_{O1} \quad (3.28)$$

เมื่อ  $V_{D1,ON}$  คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดขณะถูกไบแอสกลับ

แทนค่าจากสมการ (3.28) จะได้  $V_{D1,ON} = \left(\frac{342}{28}\right) + 5 = 18$  โวลต์

ค่าตัวชี้โวลต์สูงสุด

$$D_{max} = \frac{1}{\frac{V_{DC,min}}{V_{O1} + V_D} \frac{N_{S1}}{N_P} + 1} \quad (3.29)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.29) จะได้

$$D_{max} = \frac{1}{\frac{198}{5 + 0.8 \left(\frac{1}{28}\right)} + 1} = 0.367$$

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค

$$L_M = \frac{1}{2} \cdot \eta \frac{V_{in,min}^2 D_{max}^2}{P_{O,max} f_S} \quad (3.30)$$

เมื่อ  $P_{O,max}$  คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (W)

$D_{max}$  คือ ค่าตัวชี้โวลต์สูงสุด

$f_S$  คือ ความถี่ในการสวิตช์ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าในสมการ(3.30) จะได้

$$L_M = \frac{1(0.8)(255^2)(0.332^2)}{2(16)(50k)} = 3.9\text{mH}$$

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C

$$C = \frac{D_{\max} T_s V_o}{R_{\min} \Delta V_o} \quad (3.31)$$

กำหนดให้  $\Delta V_o = 0.1V_o$  จะได้ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C มีค่า 450 $\mu\text{F}$  และเพื่อไม่ให้รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้ ในการออกแบบเลือกใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $C = 330\mu\text{F}$  และมีค่า  $r_c = 0.36\Omega$  จำนวน 3 ตัวมาต่อขนานกันทำให้ได้ความจุไฟฟ้ารวม  $C = 990\mu\text{F}$  และ  $r_c = 0.12\Omega$

### 3.4.2 วงจรควบคุม PWM ในโหมดกระแส

การออกแบบวงจรควบคุมจะกล่าวเป็นขั้นตอนเรียงลำดับ ไปจนกระทั่งเสร็จสิ้น  
ขั้นตอนที่ 1 เลือกกระแสไฟฟ้าคาโทดสูงสุดของ TL431

$$I_{K,\max} = 20\text{mA}$$

ขั้นตอนที่ 2 หาค่ากระแสไฟฟ้าผิดพลาดสูงสุด  $i_{e,\max}$  ที่ส่งผ่านมาจากตัวออปโตคัป  
เปลอร์ คำนวณได้จาก

$$i_{e,\max} = \beta I_{K,\max} = (0.8)(20) = 16 \text{ mA}$$

สำหรับไฟฟ้ากระแสตรงมีอัตราถ่ายโอนกระแสเท่ากับ  $\beta = 0.8$

ขั้นตอนที่ 3 การเลือกตัวต้านทาน  $R_S$  คำนวณได้จากสมการ

$$R_S = \frac{P_{R_S, \max}}{\left[ i_{S1, pk} \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} \right]^2} \quad (3.32)$$

เมื่อ  $i_{S1, pk} = i_{l, pk} \frac{N_{SI}}{N_P} = \frac{2I_1}{1-D_{\max}} \frac{N_{SI}}{N_P} = \frac{2(3)}{1-0.367} \left( \frac{1}{28} \right) = 0.3393A$

แทนค่าในสมการ (3.32) จะได้

$$R_S = \frac{(0.001)(15)}{\left[ (0.3393)^2 \left( \sqrt{\frac{0.367}{3}} \right) \right]^2} = 1.065 \Omega$$

ขั้นตอนที่ 4 การเลือกตัวต้านทาน  $R_F$  คำนวณได้จากสมการ

$$R_F = \frac{V_\gamma}{i_{e, \max}} - R_S \quad (3.33)$$

แทนค่าในสมการ(3.33)จะได้  $R_F = 37 \Omega$

โดยกำหนดให้  $V_\gamma = 0.6 V$ , แรงดันไฟฟ้าไบแอสตรงของไฟโด้ไดโอด  $V_d = 1 V$  และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง  $V_{REF}$  ภายในตัวไอซี TL431 มีค่าเท่ากับ  $2.5 V$  แต่ค่าตัวต้านทานที่เลือกใช้  $200 \Omega$

ขั้นตอนที่ 5 การเลือกตัวต้านทาน  $R_B$  คำนวณได้จากสมการ

$$R_B < \frac{V_O - V_d - V_{REF}}{I_{K, \max}} \quad (3.34)$$

แทนค่าได้  $R_B = 75 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 6 เลือกตัวเก็บประจุ  $C_{ZCD}$  มอสเฟตที่ใช้เบอร์ MTP1N60E ซึ่งมีค่าเก็บประจุไฟฟ้าแฝง  $C_{ISS}$  เท่ากับ 310pF ดังนั้น

$$C_{ZCD} = 10 C_{ISS} = 3.3\text{nF}$$

ขั้นตอนที่ 7 เลือกตัวต้านทาน  $R_{ZCD}$  และซีเนอร์ไดโอด  $V_{ZD} = 18\text{ V}$

$$R_{ZCD} = \frac{V_{DC,max} \frac{N_{SI}}{N_P} - V_{ZD}}{P_{ZD}} V_{ZD} \quad (3.35)$$

แทนค่าในสมการ (3.35) จะได้

$$R_{ZCD} = \frac{\frac{342}{28} - 18}{0.125} 18 = 833\Omega$$

เลือกค่าความต้านทาน  $R_{ZCD} = 1\text{k}\Omega$

ขั้นตอนที่ 8 ตัวต้านทานจำกัดกระแสไฟฟ้า  $R_A$  ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อกำลังไฟฟ้ายูเอชไอทีที่ออปโตคัปเปลอร์น้อยกว่า 0.125 W

$$R_A = \frac{\left( \frac{P_{opto}}{i_{e,max}} \right) + V_{O2} - V_{\gamma}}{i_{e,max}} \quad (3.36)$$

เมื่อ  $P_{opto}$  คือ กำลังไฟฟ้ายูเอชไอทีที่ออปโตคัปเปลอร์

$i_{e,max}$  คือ กระแสไฟฟ้าผิดพลาดสูงสุด

แทนค่าในสมการ (3.36) จะได้

$$R_A = \frac{\left( \frac{0.125}{16 \times 10^{-3}} \right) + 5 - 0.6}{16 \times 10^{-3}} = 764\Omega$$

เลือกค่าความต้านทาน  $R_A = 1\text{k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 9 เลือกตัวต้านทาน  $R_{ST}$

$$R_{ST} = \frac{(V_{DC,max})^2}{P_{ST}} \quad (3.37)$$

เมื่อ  $P_{ST}$  คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวต้านทาน  $R_{ST}$

แทนค่าในสมการ (3.37) จะได้

$$R_{ST} = \frac{(342)^2}{0.125} = 1M\Omega$$

กำลังไฟฟ้าทางทุติยภูมิ

$$P_{O2} = (5+1.5)(3) \left( \frac{1-0.3218}{0.3218} \right) = 41.09W$$

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลง

$$L = \frac{V_{DC,min} D_{max}}{\Delta I_1 f_{SW}} \quad (3.38)$$

เมื่อ  $\Delta I_1$  คือ กระแสไฟฟ้ากระเพื่อมทางด้านปฐมภูมิ มีค่าเท่ากับ 0.66

แทนค่าในสมการ(3.38) จะ ได้

$$L = \frac{(198)(0.367)}{(0.66)(60 \times 10^3)} = 2.57mH$$

เลือกแกนหม้อแปลงโดยใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ ( Area Product ) แทนค่าในสมการ(3.10)

$$Ap = \frac{41.09 \left( \frac{1}{0.8} \sqrt{\frac{4(0.367)}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-0.367)}{3}} \right)}{(0.4)(3 \times 10^6)(0.2)(60 \times 10^3)} = 4970.44 \text{ mm}^4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางแกนหม้อแปลง เล็กแกนหม้อแปลงเบอร์ ETD 34/35 ซึ่งมีขายตามท้องตลาดและแกนหม้อแปลงที่เลือกมีขนาดดังนี้

$$A_p = 17220.8 \text{ mm}^4$$

$$A_c = 91.6 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 188 \text{ mm}^2$$

### คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวด

จำนวนรอบทางปฐมภูมิ

$$N_1 = \frac{(342)(0.3218)}{(91.6 \times 10^{-6})(0.2)(60 \times 10^3)} = 101 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบทางทุติยภูมิ

$$N_2 = (0.036)(123) = 4 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบขดลวดช่วย

$$N_3 = (0.036)(123) = 4 \text{ รอบ}$$

### คำนวณหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด

ขดลวดทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.14)

$$I_1 = \sqrt{\frac{0.367}{3} \left( (0.665)^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2(0.107)}{0.367} \right)^2 - (0.665)^2 \right)} = 0.2116 \text{ A}$$

ขดลวดทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.15)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1-0.367}{3} \left( (18.62)^2 + \frac{3}{4} \left( \frac{2(3)}{1-0.367} \right)^2 - (18.62)^2 \right)} = 5.738 \text{ A}$$

ขดลวดช่วย

$$I_3 = 3 \times 10^{-3} \text{ A}$$

### คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของลวด

ทางปฐมภูมิ แทนค่าในสมการ (3.16)

$$a_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{0.2116}{3} = 0.07 \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางทุติยภูมิ แทนค่าในสมการ (3.17)

$$a_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{5.738}{3} = 1.913 \text{mm}^2$$

ขดลวดช่วย แทนค่าในสมการ (3.18)

$$a_3 = \frac{I_3}{J} = \frac{0.003}{3} = 0.001 \text{mm}^2$$

จากตารางภาคผนวก ข สามารถเลือกขนาดเส้นลวดทองแดงเบอร์

ปฐมภูมิ AWG # 29

ทุติยภูมิ AWG # 23 โดยใช้ลวด 7 เส้นในการพัน

ขดลวดช่วย AWG # 33

ตรวจสอบการลงขดลวดบนแกนหม้อแปลง เพื่อให้แน่ใจว่าแกนที่เลือกใช้สามารถลงขดลวดได้

$$A_{wk} \geq a_1 N_1 + a_2 N_2 + a_3 N_3$$

$$(188)(0.4) \geq (0.07)(101) + (1.1.913)(4) + (0.001)(4)$$

$$75.2 \geq 11.8392$$

จะได้ว่า  $A_{wk}$  มีค่ามากกว่า ดังนั้นแกน ETD 34/35 สามารถลงขดลวดได้

คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต แทนค่าในสมการ (3.22) และ (3.23) ตามลำดับ

$$R_{\min} = \frac{5}{3} = 1.67 \Omega \quad \text{และ} \quad C_{\text{out}} = \frac{0.45}{1.67(0.01)(50 \times 10^3)} = 539 \mu\text{F}$$

เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุที่มีขายอยู่ในท้องตลาดไม่มีขนาดที่คำนวณได้จึงใช้ขนาดที่ใกล้เคียงและเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุ จึงใช้ค่า  $330 \mu\text{F} \times 3$  ตัว

### เลือกไดโอด

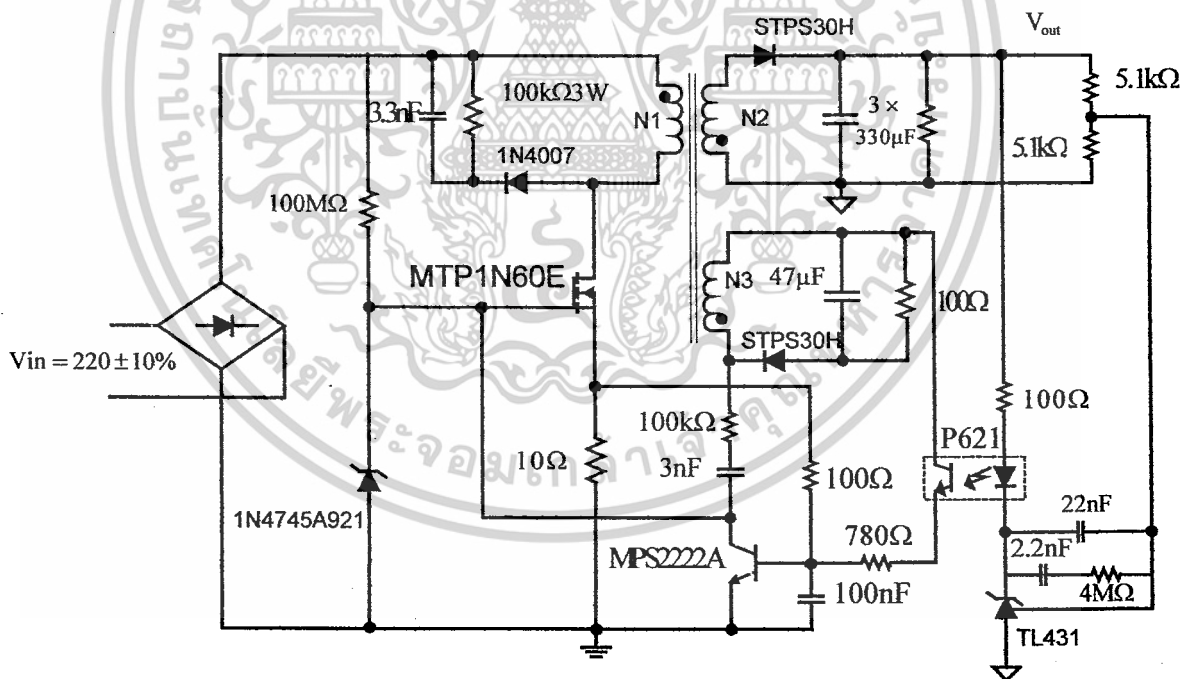
ไดโอด D1 และ D2 ที่ใช้เป็นซ็อดทึ่ไดโอดเบอร์ STPS30H ซึ่งทนกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 30 แอมป์ และแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 100 โวลท์

### เลือกมอสเฟต

มอสเฟตที่ใช้เบอร์ MTP1N60E เป็นมอสเฟตที่สามารถทนกระแสไฟฟ้าได้สูงสุด 1 แอมป์ และสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้ 600 โวลท์

ตัวต้านทานเอาต์พุต  $R_{O2}$  และตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_{O2}$  มีค่าเท่ากับ  $100\Omega$  และ  $47\mu F$  ตามลำดับ

เมื่อได้ค่าต่างๆจากการคำนวณเรียบร้อยแล้ว สามารถสร้างวงจรเซลฟ-ออสซิลเลทติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรเซลฟ-ออสซิลเลทติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ และมีวงจรป้องกันกลับแบบลบ โดยใช้ไอซี TL431

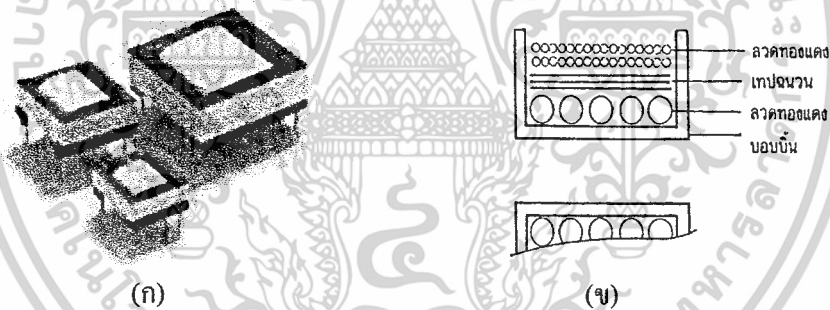
## อุปกรณ์สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยจะกล่าวถึงหม้อแปลงไฟฟ้า มอสเฟต ไดโอดก้ำลัง โดยจะกล่าวถึงการคุณลักษณะต่างของอุปกรณ์เหล่านี้ เช่น ส่วนประกอบของหม้อแปลงไฟฟ้า การเลือกขนาดแกน คุณลักษณะการทำงานของมอสเฟต เป็นต้น

### 4.2 หม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดัน ไฟตรงที่ทางด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าต่ำที่ทางด้านออก และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปแบบที่ 4.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



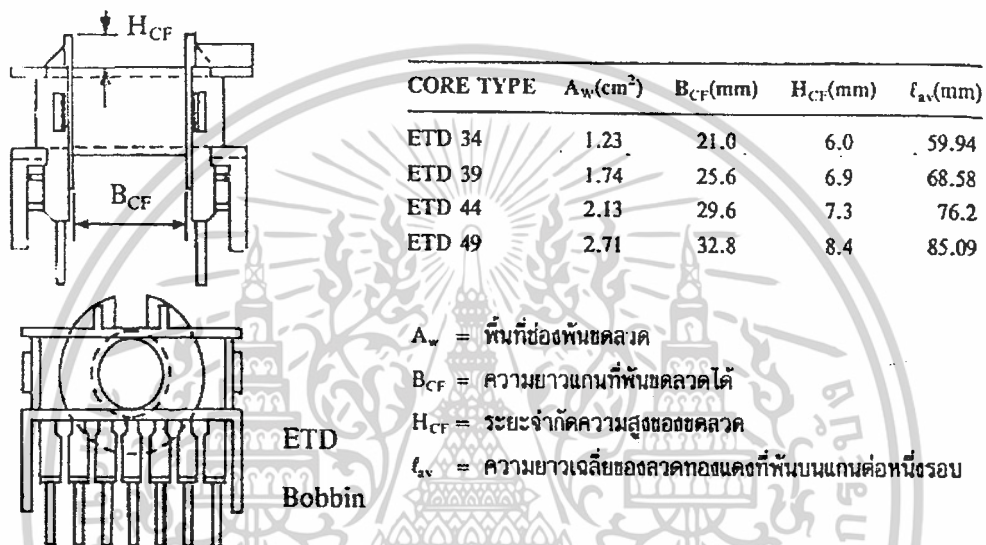
รูปที่ 4.1 ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ก) และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น (ข)

#### 4.2.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจูดอิมตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด

#### 4.2.2 บอบบี้ (Bobbin)

บอบบี้หรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟบอบบี้ จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขด ลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้จะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของ บอบบี้ดูได้จาก รูปที่ 4.2 บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดงเพื่อความ สะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบี้สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

#### 4.2.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled copper wire)

การพันขดลวดทั้ง ไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติ จะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาพันบนแกนบอบบี้เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขด ลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น

#### 4.2.4 เทปฉนวน (Insulation tape)

เทปฉนวนใช้พันระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยก ส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารี วัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ จะขึ้นอยู่กับกรออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเป็นหลัก

## 4.2.5 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

### 4.2.5.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 4.3

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กจึงเป็นอุปสรรคในการพันขดลวดทองแดงขนาดใหญ่ เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนขดลวดได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

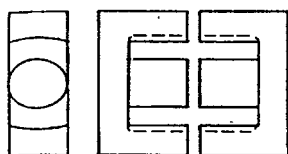
ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไปและไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

### 4.2.5.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

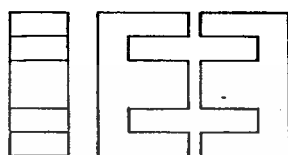
#### 4.2.5.2.1 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 4.4(ก) และรูปที่ 4.4(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นของเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



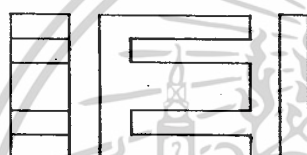
ETD

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



EE

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



EI

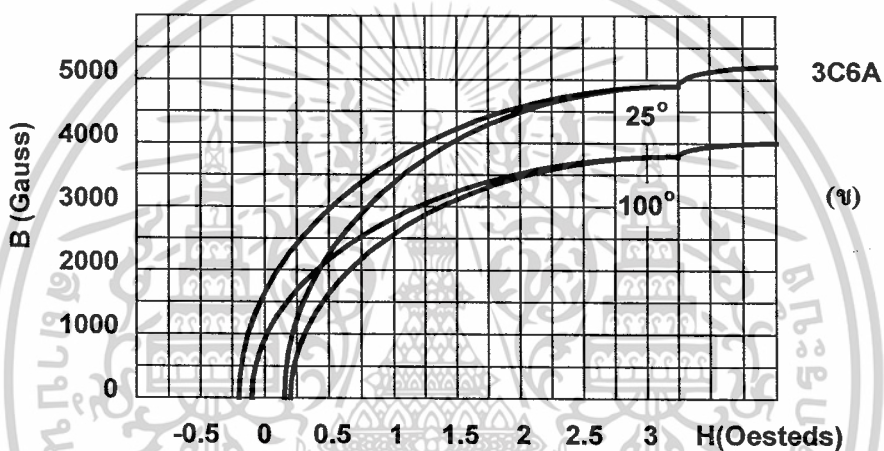
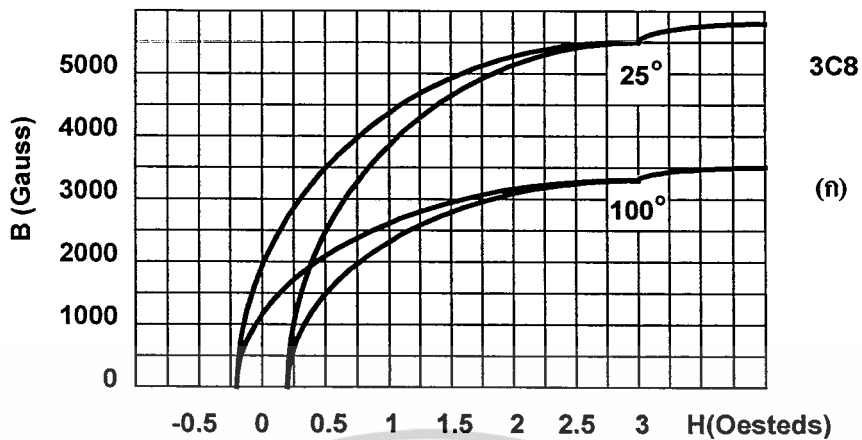
CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

- $A_c$  = พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน
- $A_w$  = พื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด
- $V_c$  = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- $l_c$  = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

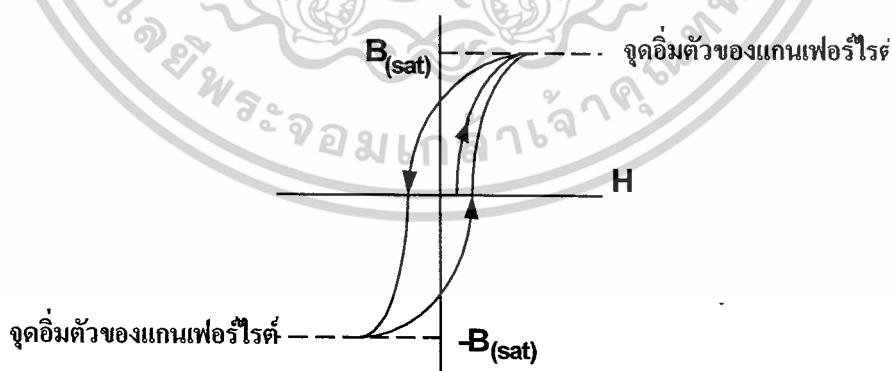
รูปที่ 4.3 ตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.5

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้น โดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 4.4 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)



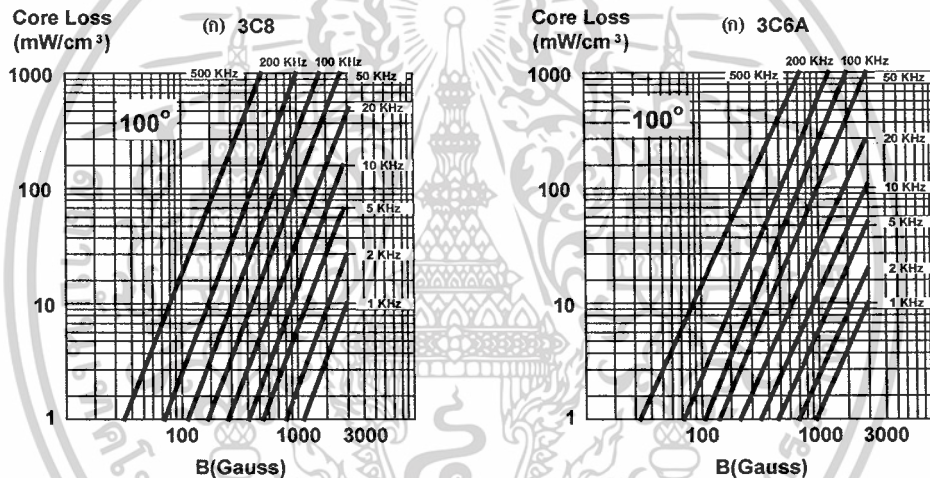
รูปที่ 4.5 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังรูปที่ 4.4 (ก), 4.4 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5.2.2 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy current loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 4.6(ก) และรูปที่ 4.6(ข) ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร ( $\text{mW/cm}^3$ ) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 4.6 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร 3C8(ก) และ 3C6A(ข)

#### 4.2.6 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_e} \times 10^8 \quad (4.1)$$

เมื่อ  $\Delta B$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน มีหน่วยเป็นเกาส์

$V$  คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี มีหน่วยเป็นโวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$N_p$	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี มีหน่วยเป็นรอบ
$A_c$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร
$t$	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น มีหน่วยเป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันไฟฟ้าทางค่านเข้าจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่อิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ที่ต่ำสุด

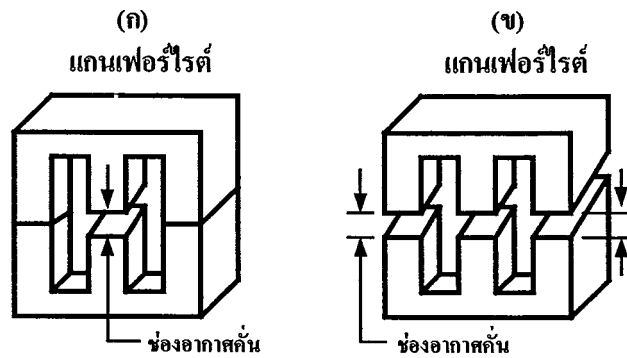
#### 4.2.7 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป แกนเฟอร์ไรต์จะร้อนกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน ( $A_c$ ) และขนาดช่องสำหรับขดลวดของบอบบิ้น ( $A_w$ )

#### 4.2.8 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD และ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 4.7(ก) และ รูปที่ 4.7(ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียวและการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 4.7 การกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประอบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประอบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขีดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประอบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

### 4.3 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs)

เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้า (Voltage controlled switch) และต้องการเพียงกระแสอินพุตค่าน้อย ๆ เท่านั้น ความเร็วในการสวิตช์ (Switching speed) มีค่าสูงมาก เวลาในการสวิตช์ (Switching Times) อยู่ในช่วง nanoseconds เหมาะกับการใช้งานที่ความถี่สูง และมีกำลังไฟฟ้าต่ำ ประกอบด้วย 3 ขั้ว คือ เกต (G), แครน (D), ซอส (S)

MOSFET ไม่เกิดปัญหาในเรื่องปรากฏการณ์ Second breakdown เหมือนในอุปกรณ์ BJT อย่างไรก็ตาม MOSFET ยังมีปัญหาในเรื่อง Electrostatic discharge และจำเป็นที่จะต้องดูแลเป็นพิเศษในเรื่องการจับต้อง (Handling) MOSFET มี 2 ชนิดคือ

1. Depletion MOSFET เรียกสั้น ๆ ว่า ดิมอสเฟต
2. Enhancement MOSFET เรียกสั้น ๆ ว่า อิมอสเฟต

Power MOSFET โดยทั่วไปจะเป็น N-Channel ที่ทำงานใน Enhancement mode สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากใช้

เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้นและการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์

ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์นั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 ได้โดยตรงเพาเวอร์มอสเฟต จึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งในตลาดอุตสาหกรรม ปัจจุบัน โครงสร้างของ เพาเวอร์มอสเฟต จะเป็นไปได้ทั้งใน ลักษณะ P และ N-Channel ในปริยญาณิพนธ์เล่มนี้ ได้เลือกใช้ชนิด N-Channel

### 4.3.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ คือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และ ขณะนำกระแส แต่สำหรับ เพาเวอร์มอสเฟต จะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสไฟฟ้า และ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่า ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต จะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่า ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลานำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิรตซ์ จำเป็นต้องนำกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย โดยค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดใน MOSFET ( $P_D$ ) มีค่าเท่ากับ

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

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

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

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{DSon}(T_j)$$

(4.2)

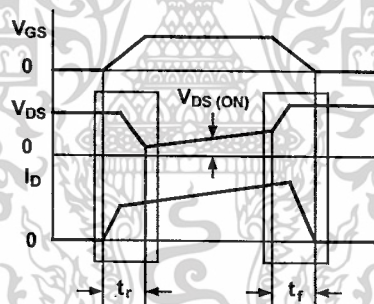
เมื่อ

$P_{sw(on)}$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$P_{SW(off)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_C$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$I_{PK(on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$I_{PK(off)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดกระแส
$I_{Dms}$	คือ	ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(on)}$	คือ	ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของมอสเฟต
$t_r$	คือ	ช่วงเวลาดำเนินการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$t_f$	คือ	ช่วงเวลาดำเนินการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

#### 4.3.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแส แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต และซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) โดยกระแสขั้วต่ำมาก (ยกเว้นในช่วงเปลี่ยนสถานะของ MOSFET) การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

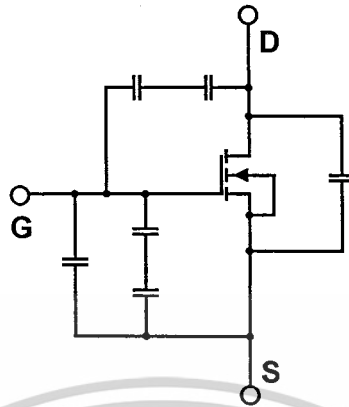


รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน

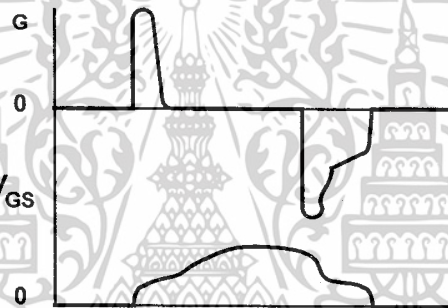
#### 4.3.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเสมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.9 ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{GS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแส ทางกลับกันการหยุด การนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{GS}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม จึงจะ

หยุดนำกระแส โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 4.9 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.10 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

#### 4.3.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

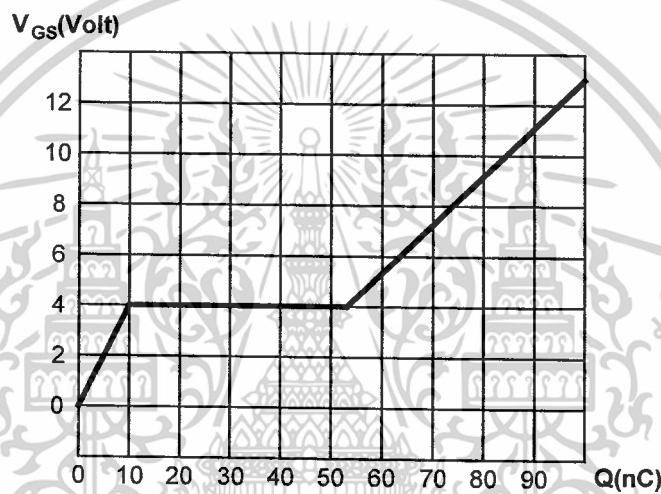
ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกแผนภูมิประจุที่เกต ตามรูป 4.11 กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟจะแบ่งได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 4.12 คือ

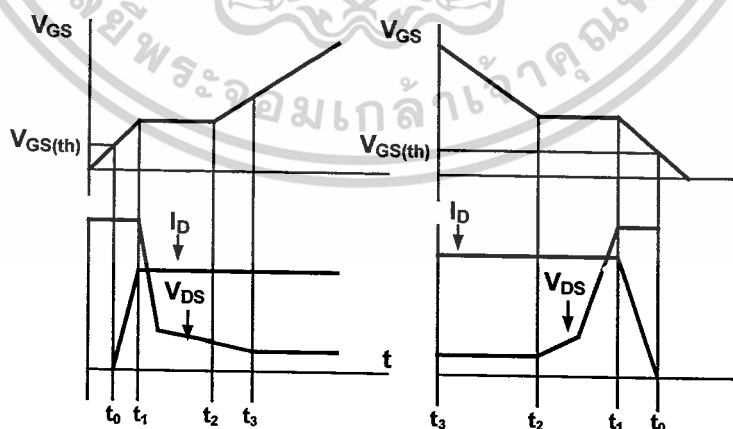
1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn on delay)  $t_0$
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise time)  $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess charge time)  $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์ตประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนการที่จะเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ( $V_{GS(th)}$ ) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรน

และซอร์สที่เวลา  $t_0$  ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ  $t_1$  แรงดันตกคร่อม  
 ทรานและซอร์ส  $V_{DS}$  จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือ  
 เพียง 10 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่าง  
 เต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส  $t_1$  ถึง  $t_2$  นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{GS}$  จะคงที่ จนกว่า  
 เพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 4.11 ในช่วงเวลาสะสมประจุ  
 ส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างทรานและซอร์สจะมีค่าลดลงเรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสม  
 ประจุต่อไปในช่วงเวลา  $t_2$  ถึง  $t_3$  แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำ  
 กระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลานานในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการ  
 ขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส  
 เพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.11 แสดงตัวอย่างของแผนภูมิประจุที่เกต



รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะการชาร์ตประจุที่ขาเกต ตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นในขณะที่นำกระแส การหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา  $t_2$  ถึง  $t_3$  การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการที่จะคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูป 4.10 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส  $t_2$  และช่วงเวลาหยุดนำกระแส  $t_3$  ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad (4.3)$$

เมื่อ  $Q_G$  คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ มีหน่วยเป็นคูลอมบ์  
 $I_G$  คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่มีหน่วยเป็นเป็นแอมป์

หมายเหตุ กราฟแผนภูมิประจุที่เกิด ดังในรูปที่ 4.11 ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต  $I_G$  สำหรับชาร์ตประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับมอสเฟตอาจให้ค่า  $I_G$  ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลทีนอกเหนือจากข้อมูลในแผนภูมิประจุที่เกิด ซึ่งจะไม่กล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตามถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (4.3) ก็นับว่าได้ใกล้เคียง

#### 4.4 ไคโอดกำลัง

ไคโอดที่อยู่ภายในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซึ่งที่ควรคำนึงถึงอย่างหนึ่ง คือ กำลังสูญเสียในไคโอดเนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังการสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ 2 ลักษณะ คือ กำลังการสูญเสียขณะนำกระแสไฟฟ้าและกำลังการสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานของไคโอดที่ความถี่สูงๆกำลังการสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะจะมีผลต่อกำลังการสูญเสียทั้งหมดฉะนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไคโอดให้ถูกต้อง ไคโอดจะเกิดกำลังสูญเสียได้มากที่สุดในช่วงการคืนตัวหลังจากหยุดนำกระแส (Reversed recovery) ซึ่งมีผลมาจากการสะสมประจุในตัวไคโอดขณะนำกระแสไฟฟ้า

## ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ตั้งแต่ประมาณ 20 kHz ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังนี้ คือ

- (1) มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2) มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น
- (3) สามารถทนกำลังไฟฟ้าได้สูง

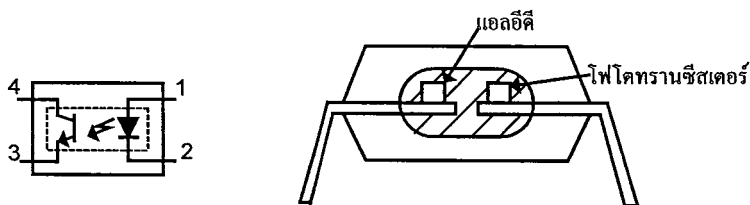
ไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่วไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวนาน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้นจึงเลือกใช้ ซอตต์กีไดโอด (Schottky Diode) ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ และกระแสไฟฟ้าสูง เช่น ค่าที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงเวลานี้

อย่างไรก็ตาม ซอตต์กีไดโอด มีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทนแรงดันไฟฟ้าไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และซอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง

## 4.5 ออปโตคัปเปิลอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ถูกออกแบบให้มีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบคเป็นตัวแยกกราวด์ ทั้งนี้เพื่อความปลอดภัย ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานจึงจำเป็นต้องแยกกราวด์ทางไฟฟ้าด้วย ซึ่งออปโตคัปเปิลอร์เป็นอุปกรณ์ที่ได้รับความนิยมมากในการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า ภายในออปโตคัปเปิลอร์ประกอบด้วยแอลอีดี และโฟโตทรานซิสเตอร์ดังรูปที่ 4.13 ออปโตคัปเปิลอร์จะทำงานโดยส่งสัญญาณแสงเป็นตัวเชื่อมการทำงานของวงจรควบคุมการทำงานระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตการเลือกใช้ออปโตคัปเปิลอร์ มีข้อควรพิจารณาดังนี้

1. จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแอลอีดี กับโฟโตทรานซิสเตอร์ให้ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1,600-6,000 โวลท์ขึ้นไป
2. วงจรขับออปโตคัปเปิลอร์ต้องมีการเซตเซตอณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราส่งผ่านกระแสไฟฟ้า (Current Transfer Ratio , CTR) ของออปโตคัปเปิลอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ การนำออปโตคัปเปิลอร์มาใช้แยกกราวด์ทางไฟฟ้าในวงจรควบคุม สามารถทำได้ดังรูปที่

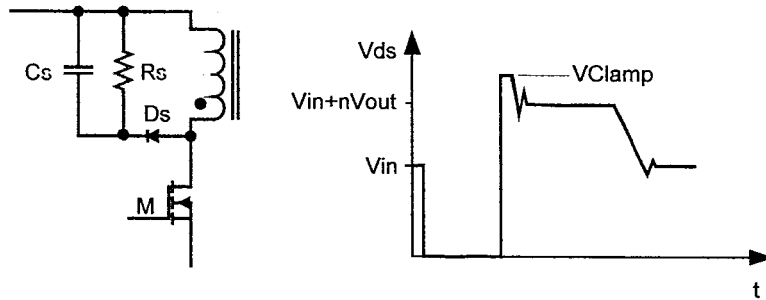


รูปที่ 4.13 วงจรภายในตัวออปโตคอปเปิลอร์

โดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจร ไอซี TL431 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าทางเอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ไอซี TL431 โดยขา 3 ของไอซี TL431 จะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าถ้าแรงดันไฟฟ้าที่ขา 1 มากกว่า 2.5 โวลต์ ดังนั้นหากวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าถูกกำหนดให้มีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแอลอีดี และมีการส่งผ่านกระแสไฟฟ้าไปยังวงจรควบคุมทางปฏิกิริยา โดยกระแสไฟฟ้าที่ได้จะขึ้นอยู่กับค่าความเข้มของแสงจากแอลอีดี จะเห็นได้ว่า หากมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าทางเอาต์พุต ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านแอลอีดีก็จะเปลี่ยนแปลงไปและความเข้มแสงจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

#### 4.6 วงจรสับเบอร์

สาเหตุความเสียหายของมอสเฟตส่วนใหญ่ มักมีสาเหตุหลักมาจากแรงดันไฟฟ้าสไปค์สูงเกินพิกัดขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้ามีค่าสูงเกินค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดความเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์มีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันไฟฟ้าสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้สูงเกินค่าความปลอดภัยของมอสเฟต



รูปที่ 4.14 แสดงการต่อสับเบอรัป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกิน และรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า

จากวงจรสับเบอรัในรูปที่ 4.14 ในขณะที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า ตัวเก็บประจุ  $C_s$  จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด  $D_s$  ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม  $C_s$  มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าสไปค์ ตลอดช่วงเวลาของการเกิดแรงดันไฟฟ้าสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าสไปค์จะถูกกั้นไว้ ด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$  และเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันไฟฟ้าสไปค์มีค่าลดลง  $C_s$  จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน  $R_s$  แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟตจะกลับสู่ค่าแรงดันไฟฟ้าตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ  $C_s$  แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C_s V_c^2 = \frac{1}{2} L I_{1,Peak}^2 \quad (4.4)$$

เนื่องจาก  $V_c$  จะมีค่าได้ไม่เกิน  $V_{CEO} - V_{clamp}$

$$C_s = \frac{L I_{1,Peak}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2} \quad (4.5)$$

เมื่อ  $L$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดลวดปฐมภูมิ

$I_{1,Peak}$  คือ ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า

$V_{CEO}$  คือ อัตราทนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสูงสุดของมอสเฟต

$V_{Clamp}$  คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ยอมให้เกิดเมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า

ค่าของ  $R_s$  หาได้จาก

$$R_s = \frac{t_{OFF}}{2.3C_s} \quad (4.6)$$

กำลังสูญเสียใน  $R_s$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_R = \frac{1}{2} \frac{Li_{I,Peak}^2}{T} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของมอสเฟต

$t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

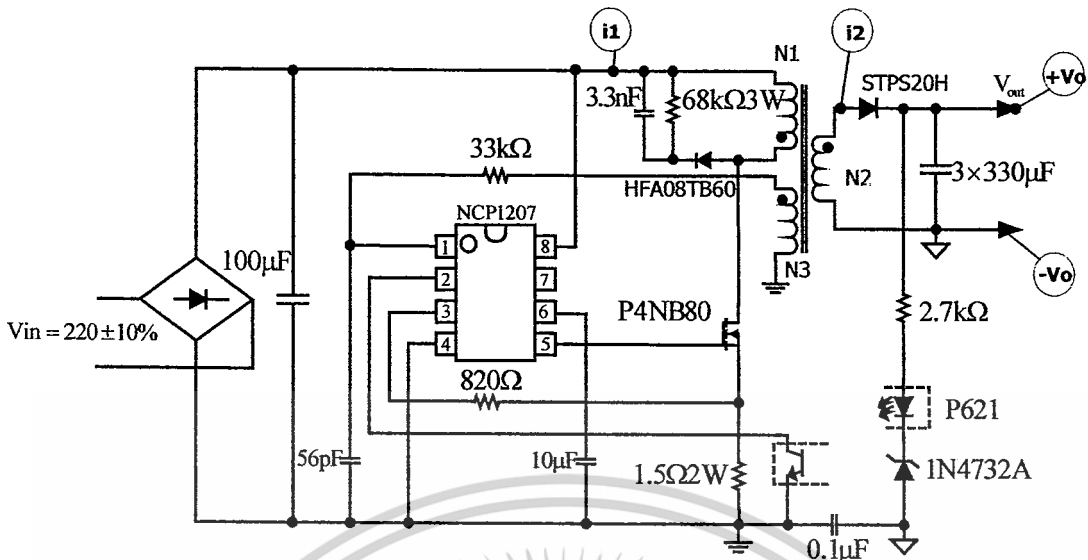
#### 5.1 บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ออกแบบในบทที่ผ่านมาได้นำเสนอวงจรมีทั้งที่ควบคุมการทำงานด้วยไอซี NCP1207 โดยใช้ตัวซีเนอร์ไดโอดและไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับ และวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ออกแบบเพื่อชดเชยการทำงานภายในตัวเองโดยไม่ใช้ไอซีควบคุม ซึ่งวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ทั้งหมด 3 แบบถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน ซึ่งวิธีการทดลองและผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ได้แก่

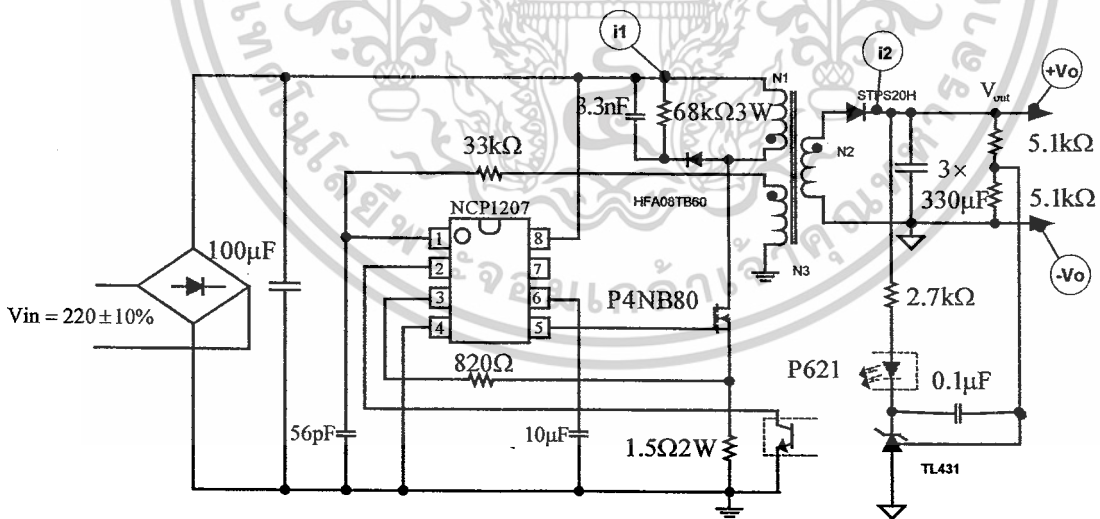
1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D
2. Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520
3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205
4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max)
5. Digital Multimeter FLUKE179
6. Autotransformer ของ ISKRA รุ่น HSN0103K

#### 5.2 การทดสอบแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

หัวข้อนี้นำเสนอผลการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบทั้งหมดในโหมด BCM เพื่อยืนยันว่าวงจรมีการทำงานในโหมดการทำงานที่ถูกต้องแบบไว้ โดยตำแหน่งการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 5.1

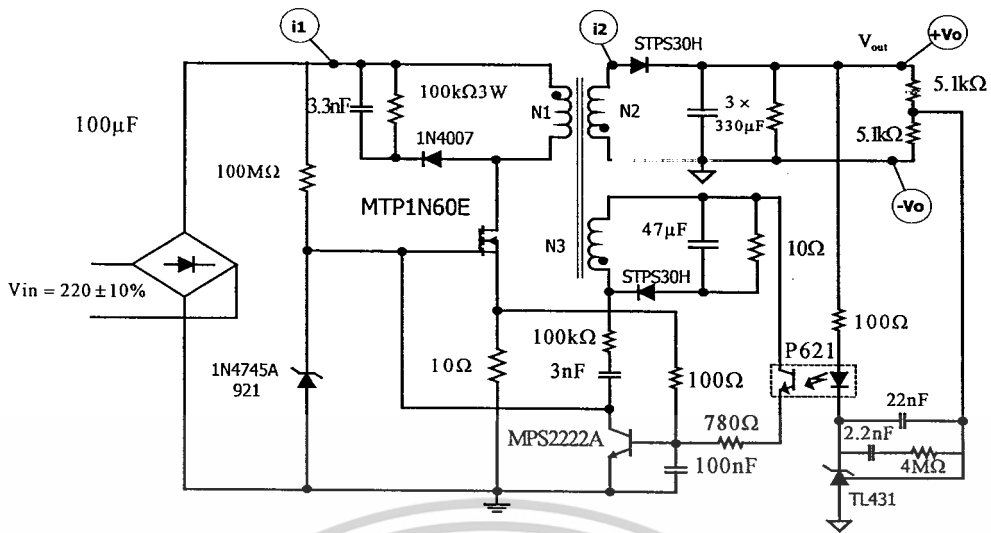


รูปที่ 5.1 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวชิพเนอโรไดโอดรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 5.2 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

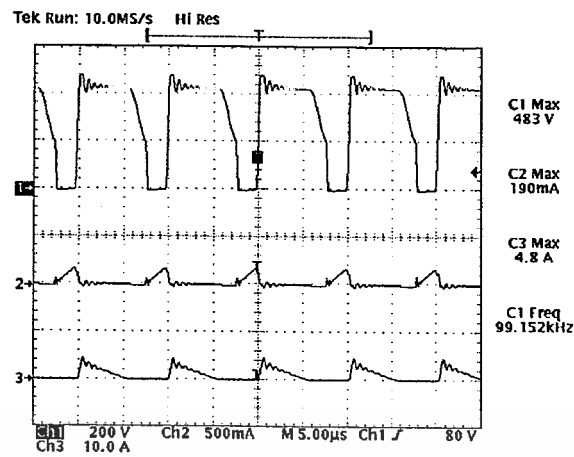


รูปที่ 5.3 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบแบบออสซิลเลทการทำงานภายในตัวเองเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

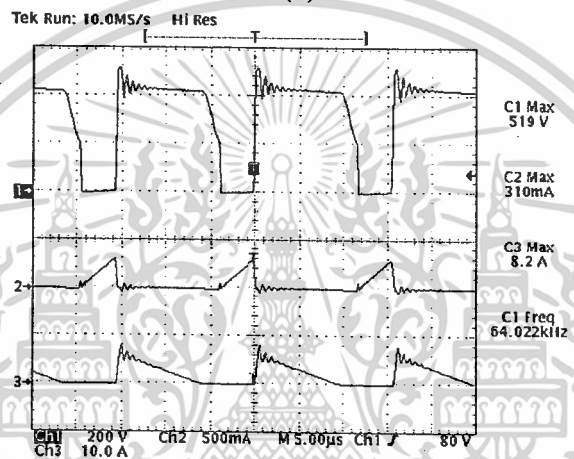
รูปที่ 5.4(ก), (ข) และ (ค) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต ( $v_{DS}$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_1$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_2$ ) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวชิปเนอโรไดโอดควบคุมในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ จากรูปพบว่ากระแสไฟฟ้า  $i_1$  มีค่าเป็นศูนย์ขณะเริ่มต้นคาบเวลาในการสวิตช์และกระแสไฟฟ้า  $i_2$  จะมีค่าเป็นศูนย์พอดีกับการจบคาบเวลาในการสวิตช์ แสดงว่าวงจรมีการทำงานในโหมด BCM และเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นกระแสไฟฟ้า  $i_1$  และ  $i_2$  จะมีค่ามากขึ้นด้วย

รูปที่ 5.5(ก), (ข) และ (ค) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต ( $v_{DS}$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_1$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_2$ ) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431 ควบคุมในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ

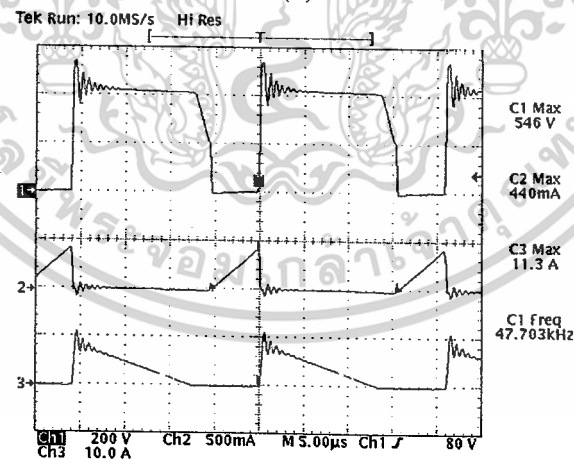
รูปที่ 5.6(ก), (ข) และ (ค) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต ( $v_{DS}$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_1$ ) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ( $i_2$ ) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบเป็นแบบออสซิลเลทภายในตัวเองควบคุมแบบในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ



(ก)



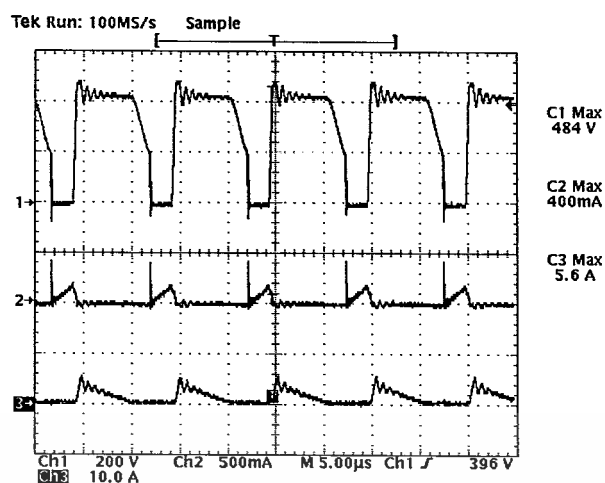
(ข)



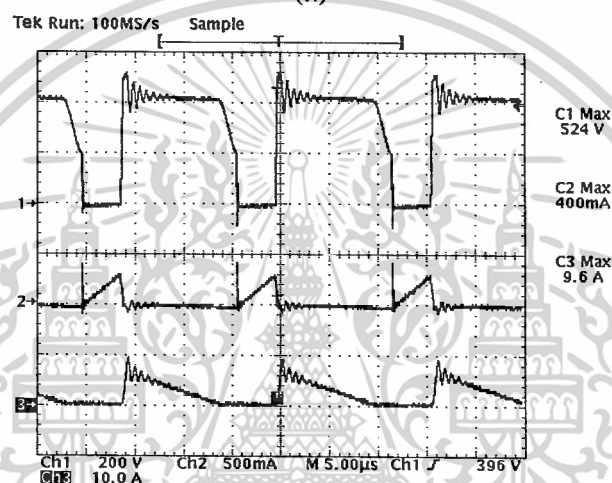
(ค)

รูปที่ 5.4 คลื่นสัญญาณ  $v_{DS}$  (CH1),  $i_1$  (CH2),  $i_2$  (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอดในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220 V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A

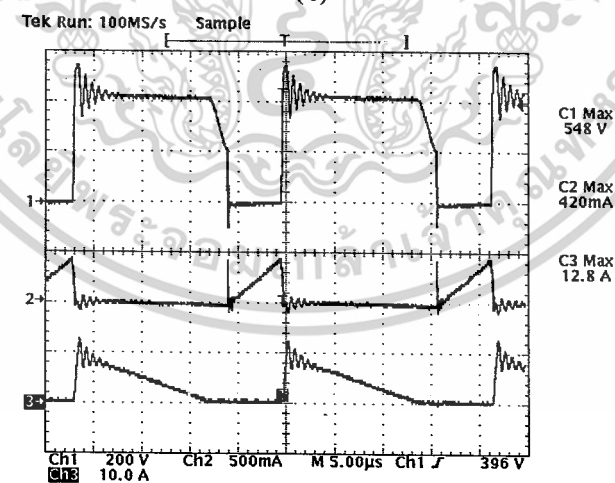
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



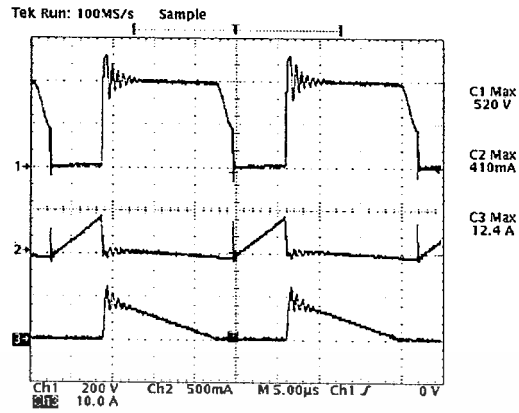
(ข)



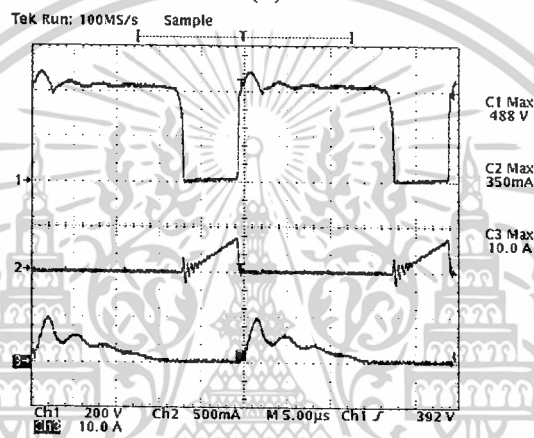
(ค)

รูปที่ 5.5 คลื่นสัญญาณ  $v_{DS}$  (CH1),  $i_1$  (CH2),  $i_2$  (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 ควบคุมในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A

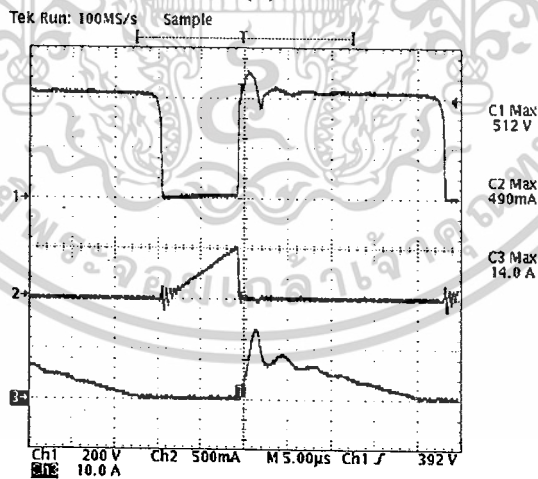
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

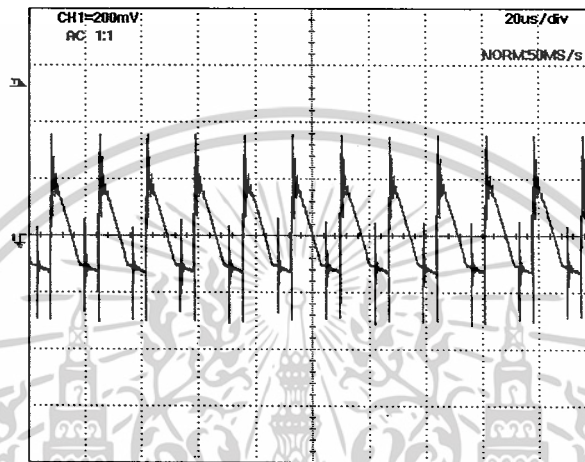


(ค)

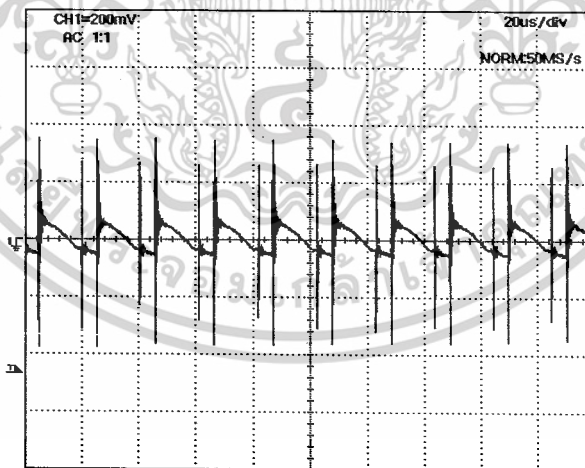
รูปที่ 5.6 คลื่นสัญญาณ  $v_{DS}$  (CH1),  $i_1$  (CH2),  $i_2$  (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ เป็นแบบออสซิลเลตภายในตัวเองควบคุมแบบในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และรูปที่ 5.7 แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตรีปเปิลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบทั้งหมดแบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอรัโดไดโอด(ก) แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 (ข) แบบออสซิลเลเตอร์ภายในตัวเอง (ค) และ ทั้ง 3 แบบที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด BCM ตามลำดับ

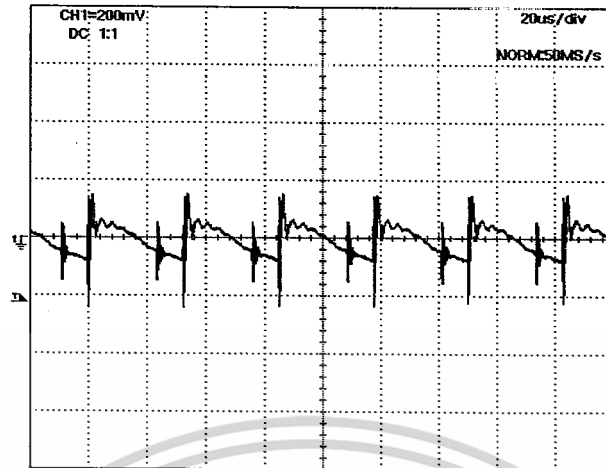


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 5.7 คลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เปิดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด(ก) แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 (ข) และแบบออสซิลเลเตอร์ในตัวเอง (ค) ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด BCM

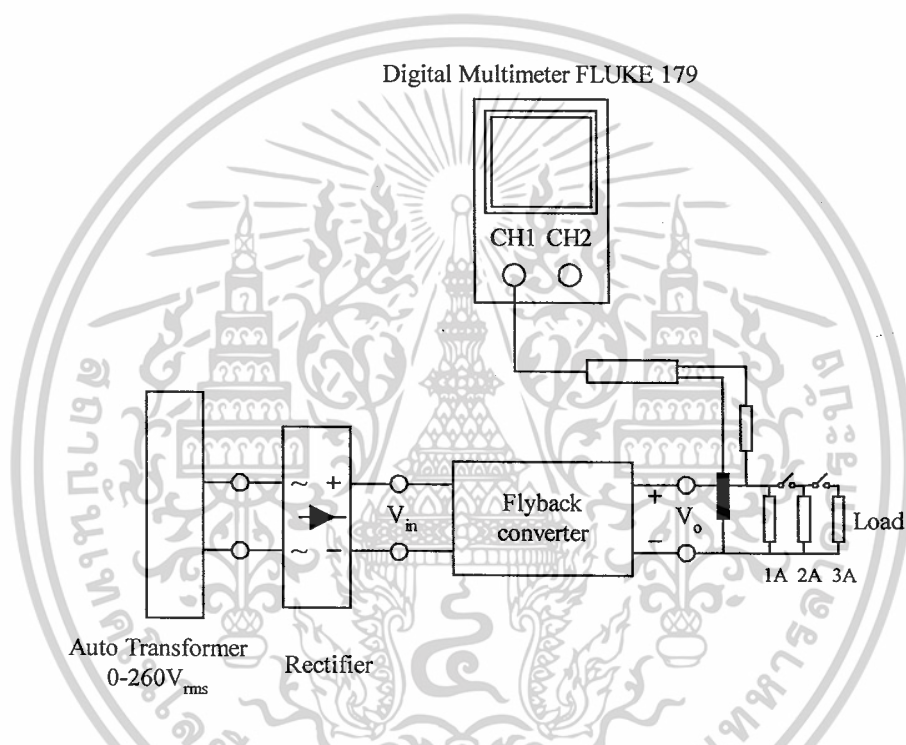
จากรูปวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด , แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบออสซิลเลเตอร์การทำงานภายในตัวเอง ในโหมด BCM มีแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เปิดของวงจร 400mV , 240mV และ 200mV ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ต้นแบบ

#### ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.8
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ
4. ทำการทดลองตามข้อ 2 และ 3 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 220V ,198V และ 242V ตามลำดับ



รูปที่ 5.8 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

จากรูปที่ 5.8 จะใช้ทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวชิพเอนอร์ไดโอด แบบใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบออสซิลเลเตอร์ทำงานภายในตัวเอง

### ผลการทดลอง

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอดแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบออสซิลเลเตอร์ทำงานภายในตัวเองแบบในโหมด BCM วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 5.1

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ( $V_o$ )			
แรงดันไฟฟ้าอินพุต ( $V_{in}$ )	1A	2A	3A
198V	5.09	4.96	4.83
220V	5.07	4.95	4.84
242V	5.09	4.96	4.85

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431ในโหมด BCM วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431ในโหมด BCM

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ( $V_o$ )			
แรงดันไฟฟ้าอินพุต ( $V_{in}$ )	1A	2A	3A
198V	5.01	4.92	4.81
220V	5.01	4.92	4.82
242V	5.00	4.92	4.83

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431ในโหมด BCM วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบออสซิลเลตภายในตัวเองในโหมด BCM

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ( $V_o$ )			
แรงดันไฟฟ้าอินพุต ( $V_{in}$ )	1A	2A	3A
198V	5.08	5.08	5.07
220V	5.08	5.07	5.07
242V	5.01	5.07	5.07

จากผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวชิเนอรีไดโอด , แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบออสซิลเลตการทำงานภายในตัวเอง ในโหมด BCM ทั้งหมดมีเสถียรภาพตลอดการทำงาน

จากผลการทดสอบเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ทั้ง 3 แบบที่กระแสไฟฟ้าโหลดต่างๆ หากความสามารถหรือสมรรถนะในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ได้จาก

$$\% \text{Output Voltage Regulation} = \frac{V_{nl} - V_{fl}}{V_{fl}} \times 100$$

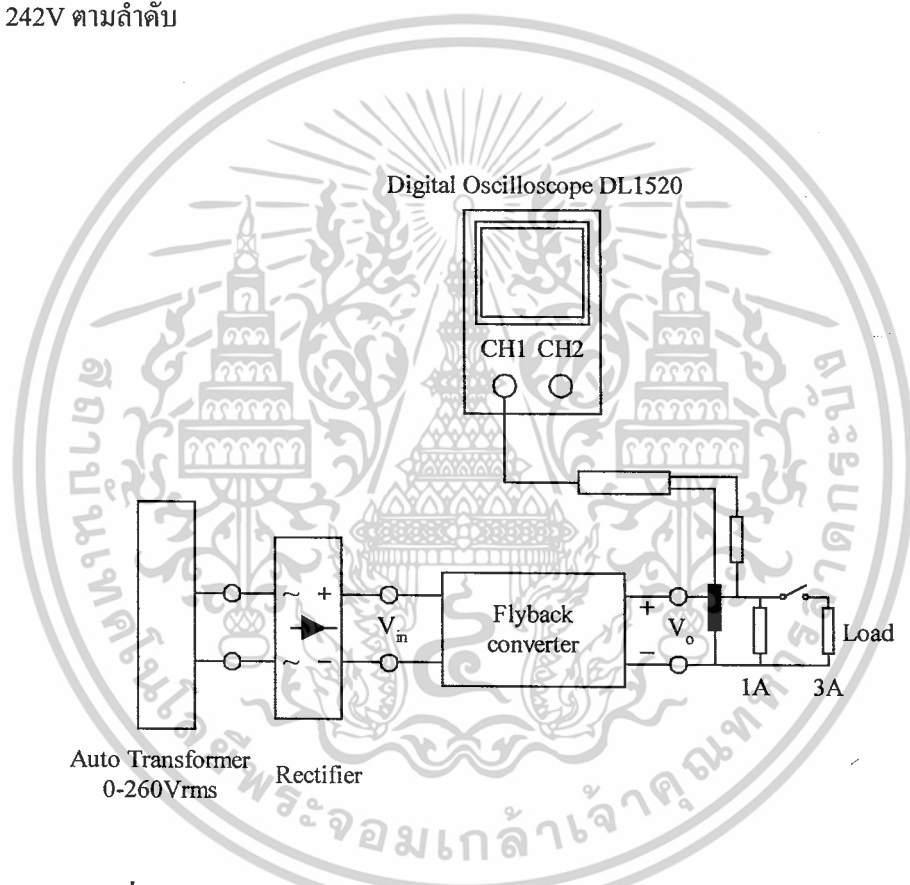
จากสมการจะพบว่าความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวชิเนอรีไดโอด , แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบออสซิลเลตการทำงานภายในตัวเอง คือ 4.75% , 3.81% และ 0.197 % ตามลำดับ (มีเปอร์เซ็นต์ใกล้เคียงสมรรถนะดีที่สุด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

### ขั้นตอนการทดลอง

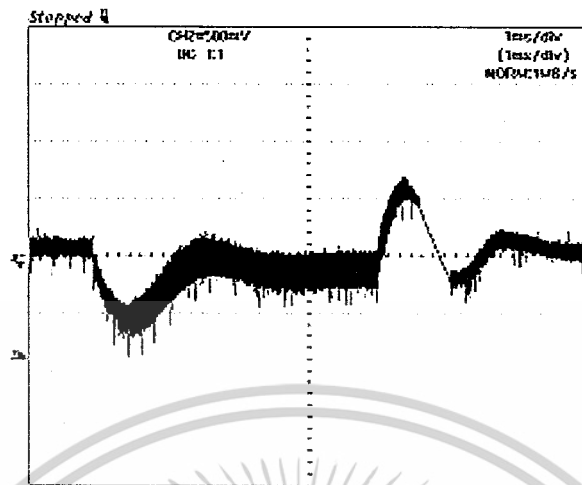
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.9
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A
4. ทำการทดลองตามข้อ 2 และ 3 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 220V, 198V และ 242V ตามลำดับ



รูปที่ 5.9 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

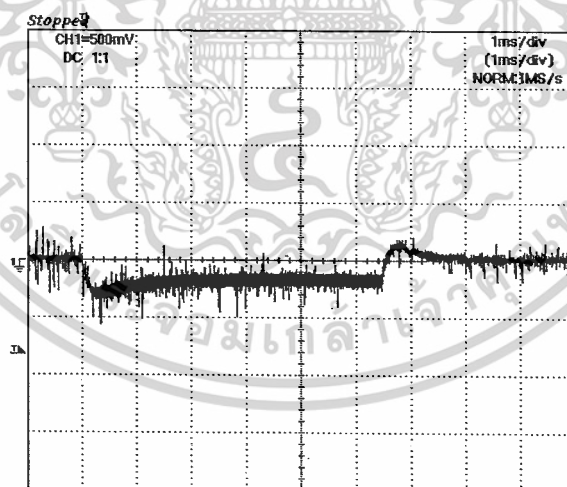
### ผลการทดลอง

ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ทั้ง 3 แบบเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V แสดงในรูปที่ 5.10, 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ



(ก)

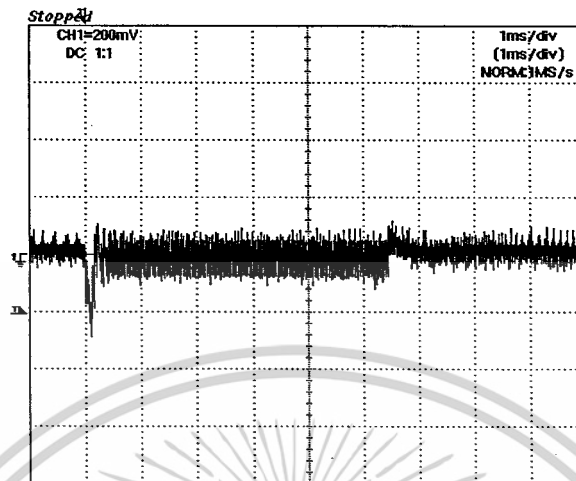
รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)



(ก)

รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ใช้ไอซี NCP1207ทำงานร่วมกับไอซี TL431เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แบบออสซิลเลตภายในตัวเองเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A ในโหมด BCM ที่แรงดันไฟฟ้า 220V (ก)

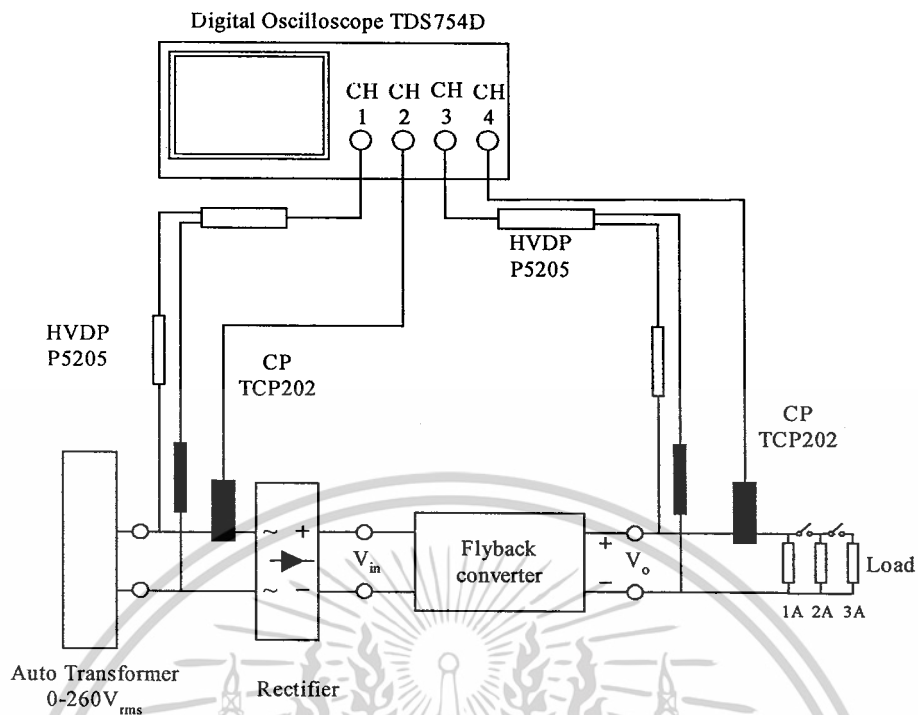
จากผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบทั้งแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวชิเนอร์ไดโอด, แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบเซลล์ฟอสซิลเลตการทำงานภายในตัวเอง ในโหมด BCM มีผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นที่น่าพึงพอใจ โดยมีระยะเวลาในการเข้าสู่ภาวะคงตัว (Settling time) 2 ms , 2 ms และ 0.2 ms ตามลำดับ

## 5.5 การทดสอบประสิทธิภาพ

### ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.13
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกผลรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตของวงจรและใช้ฟังก์ชันใน TDS754D กำหนดกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 การจัดชุดทดลองสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพ

#### ผลการทดสอบ

หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบทั้งแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์โคโอด, แบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 และแบบเซลฟอสซิลเลตการทำงานภายในตัวเอง ในโหมด BCM ได้จากสมการที่แสดงบันทึกค่าได้ตามตารางที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ

$$\text{กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (w)} = \text{กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต(A)} \times \text{แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่วัดได้(v)}$$

$$\text{ประสิทธิภาพ\%} = (\text{กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (w)} / \text{กำลังไฟฟ้าอินพุตที่วัดได้ (w)}) \times 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้า เอาต์พุต(A)	กำลังไฟฟ้าอิน พุตที่วัดได้(W)	แรงดันไฟฟ้า เอาต์พุตที่วัด ได้(V)	กำลังไฟฟ้า เอาต์พุต(W)	ประสิทธิภาพ %
1	7.66	5.02	5.02	65.54
2	13.65	4.94	9.88	72.38
3	18.66	4.83	14.19	77.65

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวช้อนอร์ไดโอด ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ

กระแสไฟฟ้าเอาต์ พุต	กำลังไฟฟ้าอิน พุตที่วัดได้(W)	แรงดันไฟฟ้าที่ วัดได้(V)	กำลังไฟฟ้าเอาต์ พุต(W)	ประสิทธิภาพ %
1	7.63	5.01	5.01	65.66
2	13.31	4.93	9.86	74.08
3	18.86	4.83	14.49	76.83

ตารางที่ 5.5 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับไอซี TL431 ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ

กระแสไฟฟ้า เอาต์พุต(A)	กำลังไฟฟ้าอิน พุต(W)	แรงดันไฟฟ้าที่ วัดได้(V)	กำลังไฟฟ้าเอาต์ พุต(W)	ประสิทธิภาพ %
1	8.44	5.09	5.09	60.3
2	14.58	5.07	10.14	69.55
3	20.85	5.07	15.21	72.94

ตารางที่ 5.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบออสซิลเลตภายในตัวเอง ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้กล่าวถึงการศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าชนิดความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ ซึ่งทำให้การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์อยู่ในโหมดค้ำกึ่งระหว่าง CCM กับ DCM การศึกษาแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานและซีเนอร์ไดโอดเป็นวงจรป้อนกลับ
2. การศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 เป็นตัวควบคุมการทำงานและใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับ
3. การศึกษาวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์ และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับ

จากการศึกษาและทดลองเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้า  $V_{in} = 220V \pm 10\%$  วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถทำงานอยู่ในโหมดค้ำกึ่งระหว่าง CCM กับ DCM ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ขึ้นอยู่กับภาวะทางไฟฟ้าเอาต์พุตและการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอินพุต จากการศึกษาพบว่าวิธีการควบคุมที่ศึกษาสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรได้อย่างน่าพอใจ

ภาคผนวก ก

## ตารางแทนเฟอร์ไรต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE CORES

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )		Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	$C_l$ (mm <sup>-2</sup> )	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	$l_e$ (mm)	$V_e$ (mm <sup>3</sup> )							
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	47.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

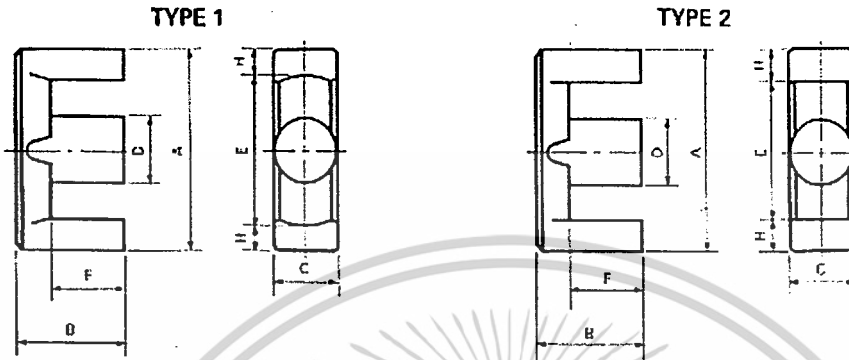
Note: Minimum cross sectional area    B: Back area    C: Center leg area    L: Side leg area

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Summary

EER CORE:



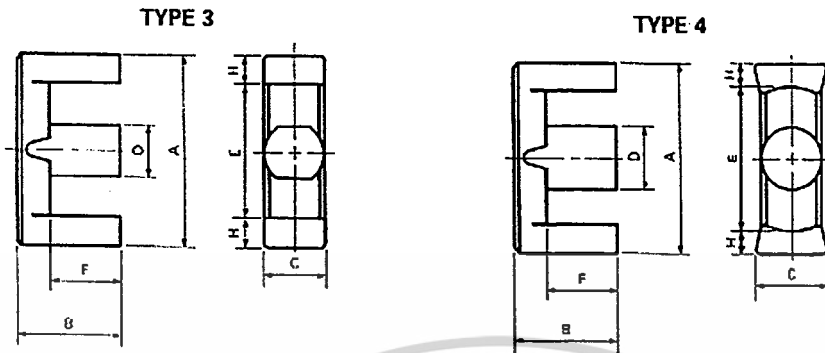
Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	Emin	F	Hnom.	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	2	26.2±0.40	16.3±0.20	7.20±0.30	7.20±0.30	19.6	12.8±0.20	3.10	
EER28/20	3	28.0±0.40	10.1±0.25	11.9±0.30	8.50±0.20	20.4	6.6±0.20	3.60	
EER28/34	1	28.6±0.50	16.9±0.25	11.4±0.30	9.90±0.20	21.2	12.6±0.30	3.40	
EER29/30	3	29.3±0.40	14.6±0.30	11.9±0.30	8.30±0.20	21.6	11.0±0.20	3.60	
EER29/32	1	29.8±0.80	15.8±0.20	9.50±0.30	9.50±0.30	22.0	11.0±0.30	3.55	ETD29
EER30/26	1	30.1±0.60	13.2±0.35	12.0±0.25	12.0±0.25	20.0	8.3±0.30	4.76	
EER33/33	3	33.0±0.30	16.7±0.35	13.0±0.20	10.5±0.20	23.4	12.0±0.20	4.65	
EER34/35	1	34.2±0.80	17.3±0.20	10.8±0.30	10.8±0.30	25.6	12.1±0.30	3.95	ETD34
EER35/41	1	35.0±0.50	20.7±0.30	11.3±0.25	11.3±0.25	25.6	14.7±0.30	4.43	JIS
EER38/44	1	37.5±0.50	22.0±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	28.5	15.5±0.20	5.25	
EER39/40	1	39.1±0.90	19.8±0.20	12.5±0.30	12.5±0.30	29.3	14.6±0.40	4.50	ETD39
EER39/45	1	39.0±0.40	22.7±0.20	12.8±0.25	12.8±0.25	28.6	17.1±0.20	5.00	JIS
EER40/45	1	40.0±0.70	22.4±0.30	13.3±0.30	13.3±0.30	28.8	15.4±0.30	5.25	JIS
EER42/42	1	42.0±0.50	21.2±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	30.5	15.3±0.30	5.50	JIS
EER42/43	1	42.2±0.90	21.6±0.20	14.7±0.30	14.7±0.30	30.4	16.0±0.40	5.58	
EER42/45	1	42.0±0.60	22.4±0.20	15.5±0.25	15.5±0.25	29.4	15.4±0.30	6.15	
EER42/49	1	42.0±0.50	24.7±0.20	19.6±0.40	17.3±0.25	31.8	18.8±0.30	4.85	
EER44/45	1	44.0±1.00	22.3±0.20	14.9±0.30	14.9±0.30	32.5	16.5±0.40	5.35	ETD44
EER45/38	2	44.0±0.50	19.3±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	31.0	13.3±0.20	6.00	
EER48/41	1	48.0±1.00	20.6±0.60	20.9±0.40	18.0±0.30	37.2	15.0±0.30	5.10	
EER49/49	1	48.7±1.10	24.7±0.20	16.4±0.30	16.4±0.30	36.1	18.1±0.40	5.85	ETD49
EER49/62	1	49.0±0.50	31.2±0.30	17.2±0.25	17.2±0.25	36.4	22.7±0.20	6.00	JIS
EER53/37	1	53.5±1.00	18.3±0.20	17.9±0.40	17.9±0.40	39.8	11.1±0.30	6.43	
EER55/57	4	55.0±0.50	28.4±0.40	24.7±0.40	20.6±0.30	41.7	19.0±0.30	6.40	
EER80/65	2	80.0±0.80	32.5±0.40	20.0±0.50	24.0±0.50	59.2	22.0±0.30	10.0	

## ตารางที่ ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## EER CORES



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	$C_1$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_0$ (mm <sup>2</sup> )	$l_e$ (mm)	$V_c$ (mm <sup>3</sup> )						
EER09/05	1.7278	7.95	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	—
EER11/05	1.2353	11.9	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	—
EER19/24	1.8784	28.1	52.8	1480	24.6	24.6	C	74.8	8.20	—
EER26/33	1.6995	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	—
EER28/20	0.58524	86.3	50.5	4360	87.7	85.7	LB	81.2	21.9	—
EER28/34	0.86800	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	—
EER29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	—
EER29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29
EER30/26	0.47976	120	57.4	6660	113	113	C	70.8	35.3	—
EER33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.8	—
EER34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.6	91.6	C	188	38.0	30
EER35/41	0.81729	110	90.1	9930	100	100	C	218	52.7	31
EER38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	—
EER39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32
EER39/45	0.75038	136	102	13900	129	129	C	277	69.7	33
EER40/45	0.63353	153	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34
EER42/42	0.52664	183	96.3	17600	181	179	B	242	92.5	35
EER42/43	0.57274	173	99.0	17100	170	165	B	261	87.7	36
EER42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	169	C	219	95.0	—
EER42/49	0.46860	233	109	25400	235	231	B	282	129	—
EER44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37
EER45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	—
EER48/41	0.39196	264	99.5	29300	254	251	B	297	126	38
EER49/49	0.53674	231	114	24300	211	211	C	373	128	39
EER49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40
EER53/37	0.35469	255	99.4	23100	252	252	C	252	117	—
EER55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—
EER60/65	0.39587	403	160	64300	394	394	C	792	325	—

Note: Minimum cross sectional area B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

### ตารางที่ ก.2(ต่อ) ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

## ตารางขนาดลวดตัวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ข.1 ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm <sup>2</sup>
44	0.0503	0.06604	0.00199
43	0.0564	0.07366	0.00250
42	0.0633	0.08128	0.00314
41	0.0711	0.09144	0.00397
40	0.0798	0.1041	0.00500
39	0.0897	0.1143	0.00631
38	0.1008	0.1295	0.00799
37	0.1130	0.1448	0.01003
36	0.1270	0.1626	0.0127
35	0.1422	0.1778	0.0159
34	0.1600	0.1981	0.0201
33	0.1803	0.2235	0.0255
32	0.2032	0.2489	0.0324
31	0.2261	0.2743	0.0401
30	0.2540	0.3048	0.0507
29	0.2870	0.3404	0.0647
28	0.3200	0.3759	0.0804
27	0.3607	0.4191	0.1022
26	0.4039	0.4699	0.128
25	0.4547	0.5232	0.162
24	0.5105	0.5817	0.205
23	0.5740	0.6502	0.259
22	0.6426	0.7214	0.324
21	0.7239	0.8052	0.412
20	0.8126	0.8966	0.519

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ข.1 (ต่อ) ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm <sup>2</sup>
19	0.9119	1.003	0.653
18	1.024	1.118	0.823
17	1.151	1.247	1.040
16	1.290	1.389	1.308
15	1.450	1.557	1.652
14	1.628	1.737	2.082
13	1.829	1.943	2.627
12	2.052	2.172	3.308
11	2.304	2.431	4.168
10	2.588	2.720	5.261

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

## ข้อมูลไอซีต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## PWM Current-Mode Controller for Free Running Quasi-Resonant Operation

The NCP1207 combines a true current mode modulator and a demagnetization detector to ensure full borderline critical Conduction Mode in any load-line conditions and minimum drain voltage switching (Quasi-Resonant operation). Due to its inherent skip cycle capability, the controller enters burst mode as soon as the power demand falls below a predetermined level. As this happens at low peak current, no audible noise can be heard. An internal 8.0  $\mu$ s timer prevents the free-run frequency to exceed 100 kHz (therefore below the 150 kHz CISPR-22 EMI starting limit), while the skip adjustment capability lets the user select the frequency at which the burst foldback takes place.

The Dynamic Self-Supply (DSS) drastically simplifies the transformer design in avoiding the use of an auxiliary winding to supply the NCP1207. This feature is particularly useful in applications where the output voltage varies during operation (e.g. battery chargers). Due to its high-voltage technology, the IC is directly connected to the high-voltage DC rail. As a result, the short-circuit trip point is not dependent upon any  $V_{CC}$  auxiliary level.

The transformer core reset detection is done through an auxiliary winding which, brought via a dedicated pin, also enables fast Overvoltage Protection (OVP). Once an OVP has been detected, the IC permanently latches off.

Finally, the continuous feedback signal monitoring implemented with an Overcurrent Fault Protection (OCP) circuitry makes the final design rugged and reliable.

### Features

- Pb-Free Packages are Available\*
- Free-Running Borderline Critical Mode Quasi-Resonant Operation†
- Current-Mode with Adjustable Skip-Cycle Capability
- No Auxiliary Winding  $V_{CC}$  Operation
- Auto-Recovery Overcurrent Protection
- Latching Overvoltage Protection
- External Latch Triggering, e.g. Via Overtemperature Signal
- 500 mA Peak Current Source Sink Capability
- Internal 1.0 ms Soft-Start
- Internal 8.0  $\mu$ s Minimum  $T_{OFF}$
- Adjustable Skip Level
- Internal Temperature Shutdown
- Direct Optocoupler Connection
- SPICE Models Available for TRANSient Analysis

### Typical Applications

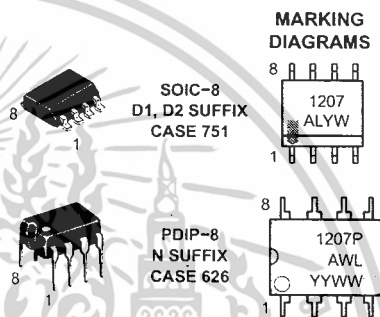
- AC-DC Adapters for Notebooks, etc.
- Offline Battery Chargers
- Consumer Electronics (DVD Players, Set-Top Boxes, TVs, etc.)
- Auxiliary Power Supplies (USB, Appliances, TVs, etc.)

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



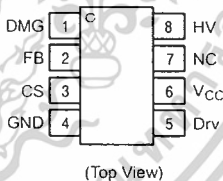
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



1207/P = Device Code  
A = Assembly Location  
WL, L = Wafer Lot  
YY, Y = Year  
WW, W = Work Week

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
NCP1207DR2	SOIC-8	2500/Tape & Reel
NCP1207DR2G	SOIC-8 (Pb-Free)	2500/Tape & Reel
NCP1207P	PDIP-8	50 Units/Tube
NCP1207PG	PDIP-8 (Pb-Free)	50 Units/Tube

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## NCP1207

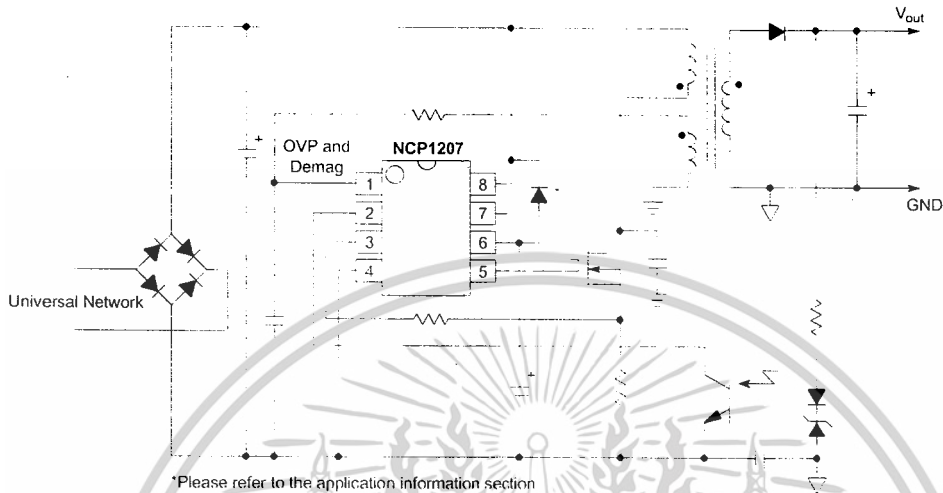


Figure 1. Typical Application

### PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin No.	Pin Name	Function	Description
1	Demag	Core reset detection and OVP	The auxiliary FLYBACK signal ensures discontinuous operation and offers a fixed overvoltage detection level of 7.2 V.
2	FB	Sets the peak current setpoint	By connecting an Optocoupler to this pin, the peak current setpoint is adjusted accordingly to the output power demand. By bringing this pin below the internal skip level, device shuts off.
3	CS	Current sense input and skip cycle level selection	This pin senses the primary current and routes it to the internal comparator via an L.E.B. By inserting a resistor in series with the pin, you control the level at which the skip operation takes place.
4	GND	The IC ground	
5	Drv	Driving pulses	The driver's output to an external MOSFET.
6	VCC	Supplies the IC	This pin is connected to an external bulk capacitor of typically 10 $\mu$ F.
7	NC		This unconnected pin ensures adequate creepage distance.
8	HV	High-voltage pin	Connected to the high-voltage rail, this pin injects a constant current into the VCC bulk capacitor.

## NCP1207

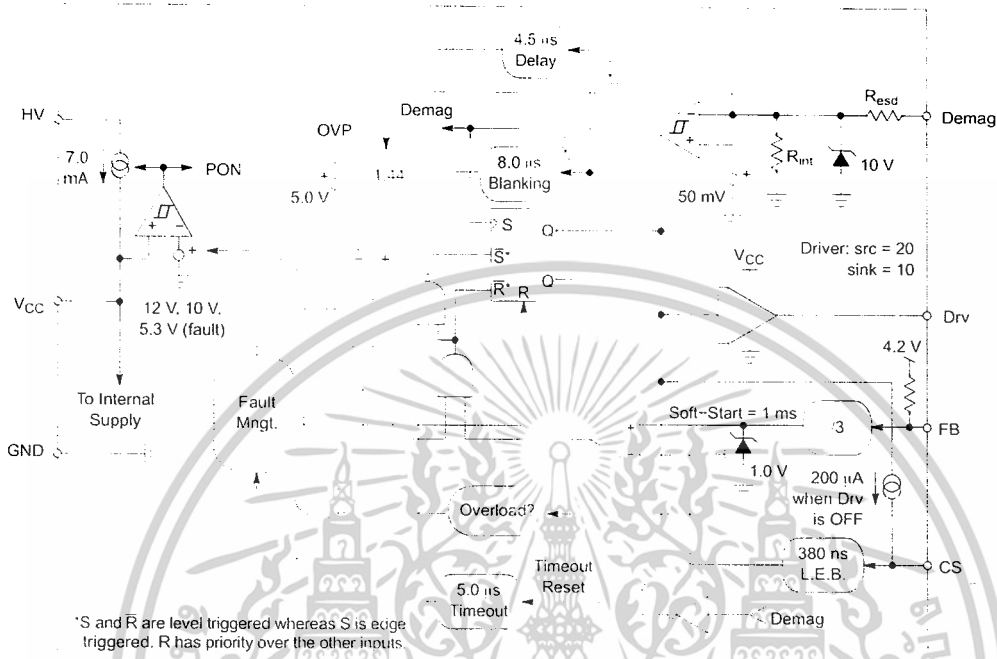


Figure 2. Internal Circuit Architecture

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Power Supply Voltage	$V_{CC, Drv}$	16	V
Maximum Voltage on all other pins except Pin 8 (HV), Pin 6 ( $V_{CC}$ ), Pin 5 (Drv) and Pin 1 (Demag)	-	-0.3 to 10	V
Maximum Current into all pins except $V_{CC}$ (6), HV (8) and Demag (1) when 10 V ESD diodes are activated	-	5.0	mA
Maximum Current in Pin 1	$I_{dem}$	+3.0/-2.0	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	57	C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Air, SOIC version	$R_{\theta JA}$	178	C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Air, PDIP version	$R_{\theta JA}$	100	C/W
Operating Junction Temperature	$T_J$	-40 to +125	C
Maximum Junction Temperature	$T_{JMAX}$	150	C
Temperature Shutdown	-	155	C
Hysteresis in Shutdown	-	30	C
Storage Temperature Range	-	-60 to +150	C
ESD Capability, HBM Model (All pins except HV)	-	2.0	kV
ESD Capability, Machine Model	-	200	V
Maximum Voltage on Pin 8 (HV), Pin 6 ( $V_{CC}$ ) decoupled to ground with 10 $\mu$ F	$V_{HVMAX}$	500	V
Minimum Voltage on Pin 8 (HV), Pin 6 ( $V_{CC}$ ) decoupled to ground with 10 $\mu$ F	$V_{HVMIN}$	40	V

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## NCP1207

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (For typical values  $T_J = 25\text{ C}$ , for min/max values  $T_J = 0\text{ C}$  to  $+125\text{ C}$ . Max  $T_J = 150\text{ C}$ .  $V_{CC} = 11\text{ V}$  unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>DYNAMIC SELF-SUPPLY</b>						
$V_{CC}$ Increasing Level at which the Current Source Turns-off	6	$V_{CCOFF}$	10.8	12	12.9	V
$V_{CC}$ Decreasing Level at which the Current Source Turns-on	6	$V_{CCON}$	9.1	10	10.6	V
$V_{CC}$ Decreasing Level at which the Latchoff Phase Ends	6	$V_{CClatch}$	-	5.3	-	V
Internal IC Consumption, No Output Load on Pin 5. $F_{SW} = 60\text{ kHz}$	6	$I_{CC1}$	-	1.0	1.3 (Note 1)	mA
Internal IC Consumption, 1.0 nF Output Load on Pin 5 $F_{SW} = 60\text{ kHz}$	6	$I_{CC2}$	-	1.6	2.0 (Note 1)	mA
Internal IC Consumption in Latchoff Phase	6	$I_{CC3}$	-	330	-	$\mu\text{A}$
<b>INTERNAL STARTUP CURRENT SOURCE (<math>T_J = 0\text{ C}</math>)</b>						
High-voltage Current Source, $V_{CC} = 10\text{ V}$	8	$I_{C1}$	4.3	7.0	9.6	mA
High-voltage Current Source, $V_{CC} = 0$	8	$I_{C2}$	-	8.0	-	mA
<b>DRIVE OUTPUT</b>						
Output Voltage Rise-time @ $CL = 1.0\text{ nF}$ , 10–90% of Output Signal	5	$T_r$	-	40	-	ns
Output Voltage Fall-time @ $CL = 1.0\text{ nF}$ , 10–90% of Output Signal	5	$T_f$	-	20	-	ns
Source Resistance	5	$R_{OH}$	12	20	36	$\Omega$
Sink Resistance	5	$R_{OL}$	5.0	10	19	$\Omega$
<b>CURRENT COMPARATOR (Pin 5 Unloaded)</b>						
Input Bias Current @ 1.0 V Input Level on Pin 3	3	$I_{IB}$	-	0.02	-	$\mu\text{A}$
Maximum Internal Current Setpoint	3	$I_{L,limit}$	0.92	1.0	1.12	V
Propagation Delay from Current Detection to Gate OFF State	3	$T_{DEL}$	-	100	160	ns
Leading Edge Blanking Duration	3	$T_{LEB}$	-	380	-	ns
Internal Current Offset Injected on the CS Pin during OFF Time	3	$I_{skid}$	-	200	-	$\mu\text{A}$
<b>OVERVOLTAGE SECTION (<math>V_{CC} = 11\text{ V}</math>)</b>						
Sampling Delay after ON Time	1	$T_{sample}$	-	4.5	-	$\mu\text{s}$
OVP Internal Reference Level	1	$V_{ref}$	6.4	7.2	8.0	V
<b>FEEDBACK SECTION (<math>V_{CC} = 11\text{ V}</math>, Pin 5 Loaded by 1.0 k<math>\Omega</math>)</b>						
Internal Pullup Resistor	2	$R_{up}$	-	20	-	k $\Omega$
Pin 3 to Current Setpoint Division Ratio	-	$I_{ratio}$	-	3.3	-	-
Internal Soft-Start	-	$T_{ss}$	-	1.0	-	ms
<b>DEMAGNETIZATION DETECTION BLOCK</b>						
Input Threshold Voltage ( $V_{pin1}$ Decreasing)	1	$V_{TH}$	35	50	90	mV
Hysteresis ( $V_{pin1}$ Decreasing)	1	$V_H$	-	20	-	mV
Input Clamp Voltage High State ( $I_{pin1} = 3.0\text{ mA}$ )	1	$V_{CH}$	8.0	10	12	V
Low State ( $I_{pin1} = -2.0\text{ mA}$ )	1	$V_{CL}$	-0.9	-0.7	-0.5	V
Demag Propagation Delay	1	$T_{demag}$	-	210	-	ns
Internal Input Capacitance at $V_{pin1} = 1.0\text{ V}$	1	$C_{par}$	-	10	-	pF
Minimum $T_{OFF}$ (Internal Blanking Delay after $T_{ON}$ )	1	$T_{blank}$	-	8.0	-	$\mu\text{s}$
Timeout After Last Demag Transition	1	$T_{out}$	-	5.0	-	$\mu\text{s}$
Pin 1 Internal Impedance	1	$R_{int}$	-	28	-	k $\Omega$

1. Max value at  $T_J = 0\text{ C}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## TYPICAL CHARACTERISTICS

( $T_J = -40\text{ C to }125\text{ C}$ )

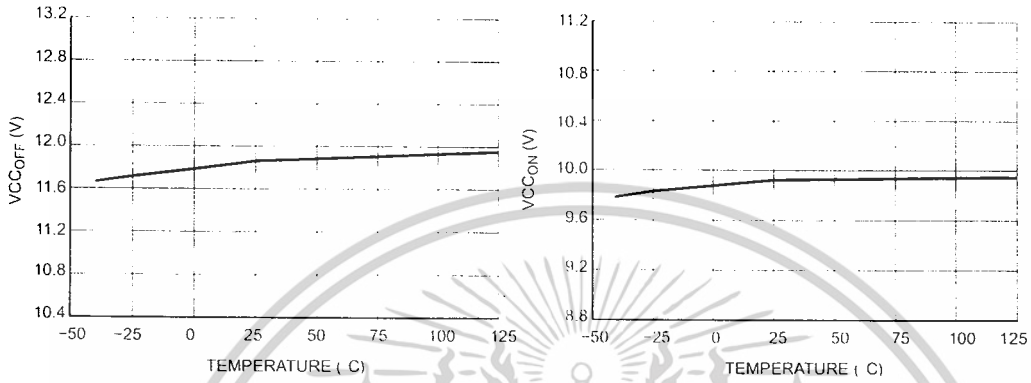


Figure 3. V<sub>CC</sub> Increasing Level at which the Current Source Turns-off versus Temperature

Figure 4. V<sub>CC</sub> Decreasing Level at which the Current Source Turns-on versus Temperature

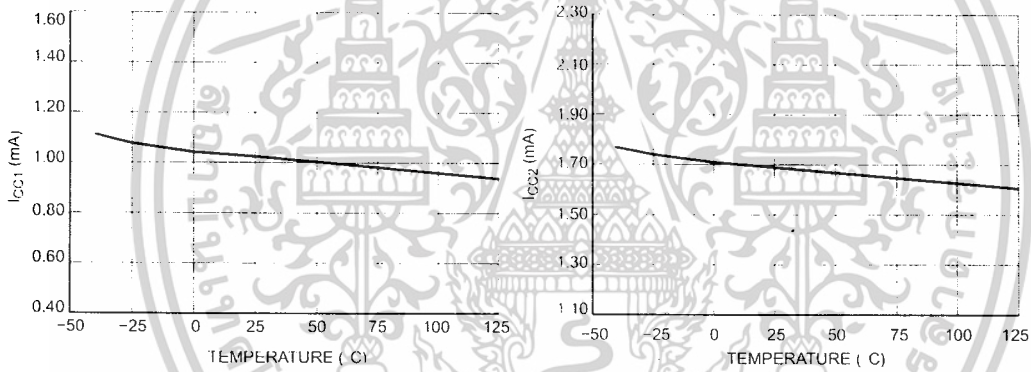


Figure 5. Internal IC Consumption, No Output Load on Pin 5 versus Temperature

Figure 6. Internal IC Consumption, Output Load on Pin 5 versus Temperature

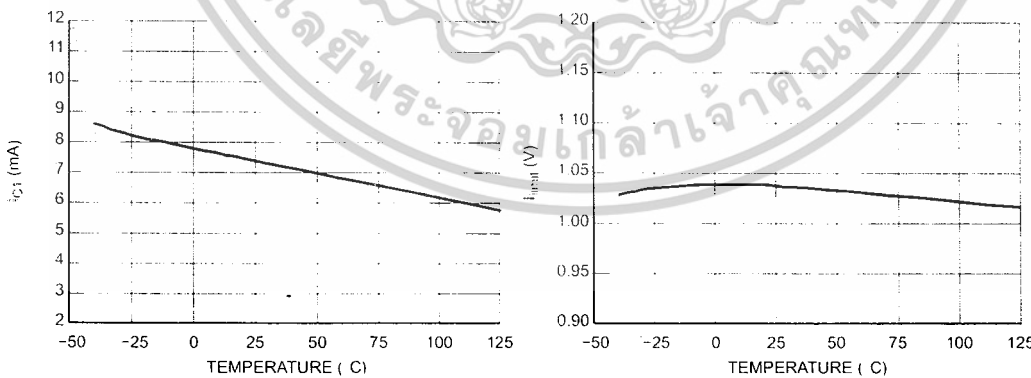


Figure 7. Internal Startup Current Source, V<sub>CC</sub> = 10 V versus Temperature

Figure 8. Maximum Internal Current Setpoint versus Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## TYPICAL CHARACTERISTICS

( $T_J = -40\text{ C to }125\text{ C}$ )

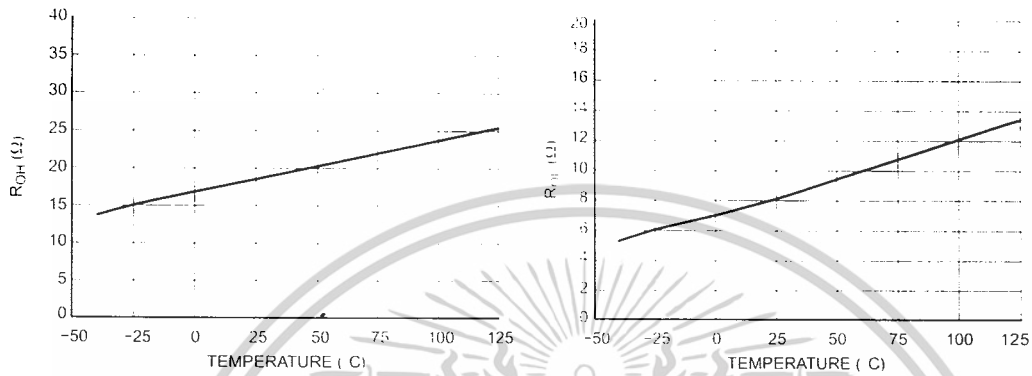


Figure 9. Source Resistance versus Temperature

Figure 10. Sink Resistance versus Temperature

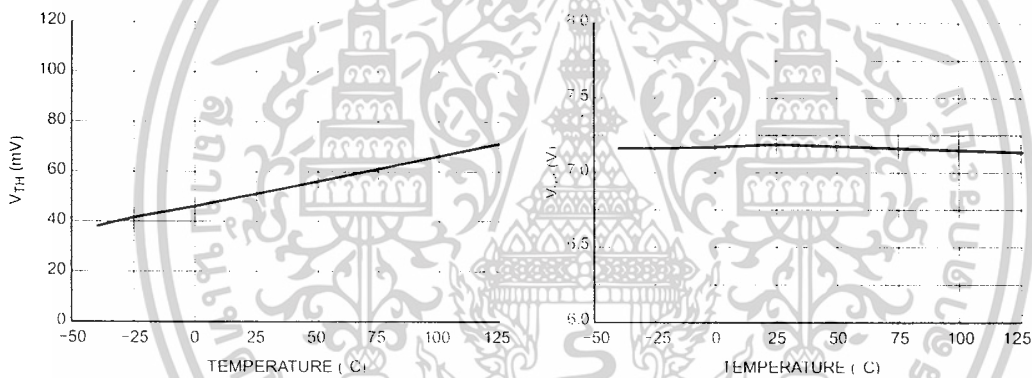


Figure 11. Input Voltage ( $V_{pin1}$  Decreasing) versus Temperature

Figure 12. OVP Internal Reference Level versus Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## TYPICAL CHARACTERISTICS

( $T_J = -50\text{ C to }125\text{ C}$ )

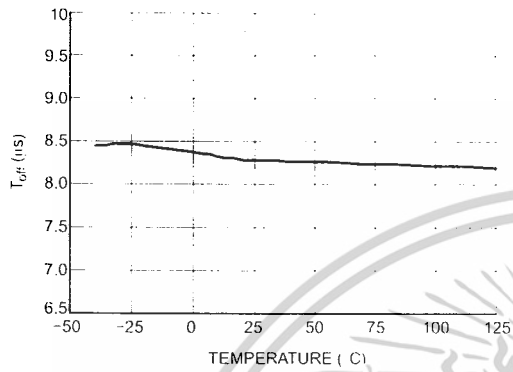


Figure 13. Minimum  $T_{off}$  versus Temperature

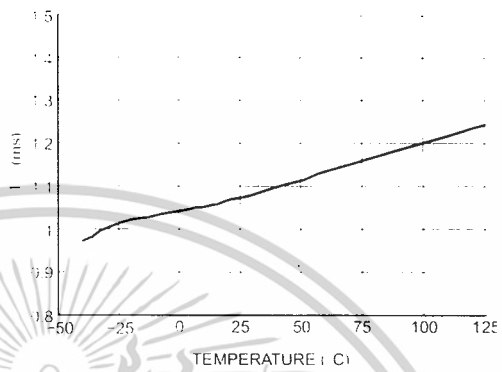


Figure 14. Internal Soft-Start versus Temperature

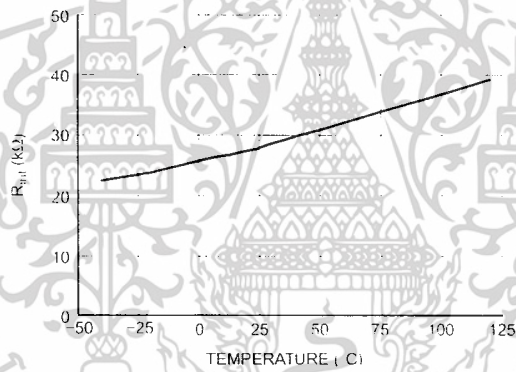


Figure 15. DMG Pin Internal Resistance versus Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## NCP1207

### Application Information

#### Introduction

The NCP1207 implements a standard current mode architecture where the switch-off time is dictated by the peak current setpoint whereas the core reset detection triggers the turn-on event. This component represents the ideal candidate where low part-count is the key parameter, particularly in low-cost AC/DC adapters, consumer electronics, auxiliary supplies, etc. Thanks to its high-performance High-Voltage technology, the NCP1207 incorporates all the necessary components/features needed to build a rugged and reliable Switchmode Power Supply (SMPS):

- **Transformer core reset detection:** borderline critical operation is ensured whatever the operating conditions are. As a result, there are virtually no primary switch turn-on losses and no secondary diode recovery losses. The converter also stays a first-order system and accordingly eases the feedback loop design.
- **Quasi-resonant operation:** by delaying the turn-on event, it is possible to restart the MOSFET in the minimum of the drain-source wave, ensuring reduced EMI/video noise perturbations. In nominal power conditions, the NCP1207 operates in Borderline Conduction Mode (BCM) also called Critical Conduction Mode.
- **Dynamic Self-Supply (DSS):** due to its Very High Voltage Integrated Circuit (VHVIC) technology, ON Semiconductor's NCP1207 allows for a direct pin connection to the high-voltage DC rail. A dynamic current source charges up a capacitor and thus provides a fully independent  $V_{CC}$  level to the NCP1207. As a result, there is no need for an auxiliary winding whose management is always a problem in variable output voltage designs (e.g. battery chargers).
- **Overvoltage Protection (OVP):** by sampling the plateau voltage on the demagnetization winding, the NCP1207 goes into latched fault condition whenever an overvoltage condition is detected. The controller stays fully latched in this position until the  $V_{CC}$  is cycled down 4.0 V, e.g. when the user un-plugs the power supply from the mains outlet and re-plugs it.
- **External latch trip point:** by externally forcing a level on the OVP greater than the internal setpoint, it is possible to latch off the IC, e.g. with a signal coming from a temperature sensor.
- **Adjustable skip cycle level:** by offering the ability to tailor the level at which the skip cycle takes place, the designer can make sure that the skip operation only

occurs at low peak current. This point guarantees a noise-free operation with cheap transformer. This option also offers the ability to fix the maximum switching frequency when entering light load conditions.

- **Overcurrent Protection (OCP):** by continuously monitoring the FB line activity, NCP1207 enters burst mode as soon as the power supply undergoes an overload. The device enters a safe low power operation which prevents from any lethal thermal runaway. As soon as the default disappears, the power supply resumes operation. Unlike other controllers, overload detection is performed independently of any auxiliary winding level. In presence of a bad coupling between both power and auxiliary windings, the short circuit detection can be severely affected. The DSS naturally shields you against these troubles.

#### Dynamic Self-Supply

The DSS principle is based on the charge/discharge of the  $V_{CC}$  bulk capacitor from a low level up to a higher level. We can easily describe the current source operation with some simple logical equations:

POWER-ON: IF  $V_{CC} < V_{CCOFF}$  THEN Current Source is ON, no output pulses

IF  $V_{CC}$  decreasing  $> V_{CCON}$  THEN Current Source is OFF, output is pulsing

IF  $V_{CC}$  increasing  $> V_{CCOFF}$  THEN Current Source is ON, output is pulsing

Typical values are:  $V_{CCOFF} = 12\text{ V}$ ,  $V_{CCON} = 10\text{ V}$

To better understand the operational principle, Figure 16's sketch offers the necessary light.

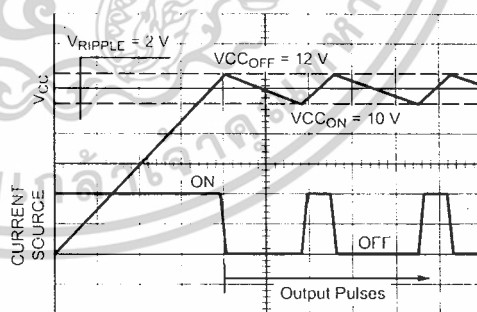


Figure 16. The Charge/Discharge Cycle Over a 10  $\mu\text{F}$   $V_{CC}$  Capacitor

## NCP1207

The DSS behavior actually depends on the internal IC consumption and the MOSFET's gate charge  $Q_g$ . If we select a MOSFET like the MTP2N60L,  $Q_g$  equals 22 nC (max). With a maximum switching frequency selected at 75 kHz, the average power necessary to drive the MOSFET (excluding the driver efficiency and neglecting various voltage drops) is:

$$P_{sw} = Q_g \cdot V_{CC} \cdot f_{sw}$$

$f_{sw}$  - maximum switching frequency

$Q_g$  - MOSFET's gate charge

$V_{CC}$  -  $V_{GIS}$  level applied to the gate

To obtain the output current, simply divide this result by  $V_{CC} \cdot I_{driver} = f_{sw} \cdot Q_g \cdot 1.6$  mA. The total standby power consumption at no-load will therefore heavily rely on the internal IC consumption plus the above driving current (altered by the driver's efficiency). Suppose that the IC is supplied from a 350 VDC line. The current flowing through pin 8 is a direct image of the NCP1207 consumption (neglecting the switching losses of the HV current source). If  $I_{CC2}$  equals 2.3 mA at  $T_j = 60$  °C, then the power dissipated (lost) by the IC is simply:  $350 \text{ V} \times 2.3 \text{ mA} = 805 \text{ mW}$ . For design and reliability reasons, it would be interested to reduce this source of wasted power that increase the die temperature. This can be achieved by using different methods:

1. Use a MOSFET with lower gate charge  $Q_g$ .
2. Connect pin 8 through a diode (1N4007 typically) to one of the mains input. The average value on pin 8 becomes  $\frac{V_{mainsPEAK}}{4}$ . Our power contribution example drops to:  $223 \text{ V} \times 2.3 \text{ mA} = 512 \text{ mW}$ . If a resistor is installed between the mains and the diode, you further force the dissipation to migrate from the package to the resistor. The resistor value should account for low-line startups.

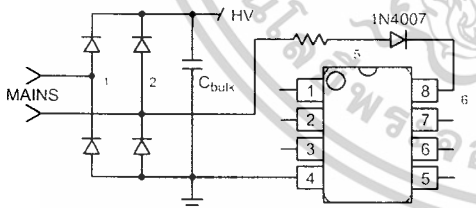


Figure 17. A simple diode naturally reduces the average voltage on pin 8

When using Figure 17 option, it is important to check the absence of any negative ringing that could occur on pin 8. The resistor in series should help to damp any parasitic LC network that would ring when suddenly applying the power to the IC. Also, since the power disappears during 10 ms (half-wave rectification),  $C_{V_{CC}}$  should be calculated to supply the IC during these holes in the supply

3. Permanently force the  $V_{CC}$  level above  $V_{CC11}$  with an auxiliary winding. It will automatically disconnect the internal startup source and the IC will be fully self-supplied from this winding. Again, the total power drawn from the mains will significantly decrease. Make sure the auxiliary voltage never exceeds the 16 V limit.

### Skipping Cycle Mode

The NCP1207 automatically skips switching cycles when the output power demand drops below a given level. This is accomplished by monitoring the FB pin. In normal operation, pin 2 imposes a peak current accordingly to the load value. If the load demand decreases, the internal loop asks for less peak current. When this setpoint reaches a determined level, the IC prevents the current from decreasing further down and starts to blank the output pulses: the IC enters the so-called skip cycle mode, also named controlled burst operation. The power transfer now depends upon the width of the pulse bunches (Figure 18) and follows the following formula:

$$I_p = \frac{V_{CC} \cdot D_{burst}}{L_p \cdot f_{sw}}$$

$L_p$  - primary inductance

$f_{sw}$  - switching frequency within the burst

$I_p$  - peak current at which skip cycle occurs

$D_{burst}$  - burst width / burst recurrence

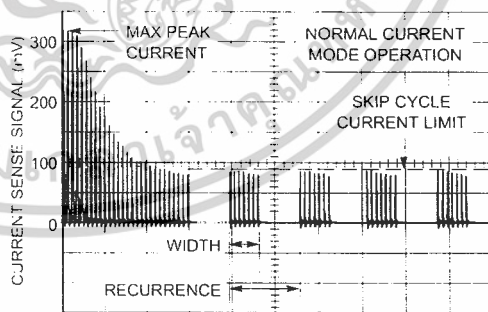
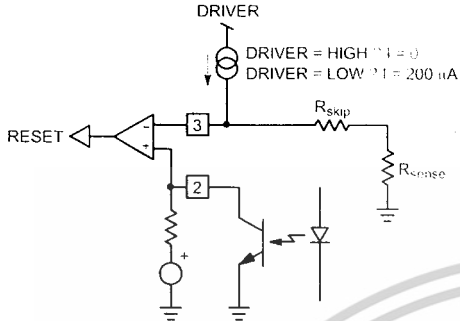


Figure 18. The skip cycle takes place at low peak currents which guaranties noise free operation

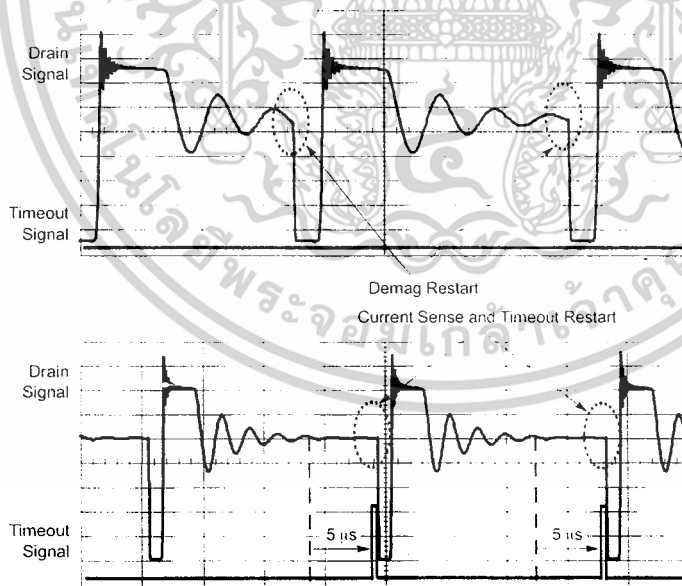
## NCP1207



**Figure 19. A patented method allows for skip level selection via a series resistor inserted in series with the current**

The skip level selection is done through a simple resistor inserted between the current sense input and the sense element. Every time the NCP1207 output driver goes low, a 200  $\mu\text{A}$  source forces a current to flow through the sense pin (Figure 19): when the driver is high, the current source is off and the current sense information is normally processed. As soon as the driver goes low, the current source delivers 200  $\mu\text{A}$  and develops a ground referenced voltage across  $R_{\text{skip}}$ . If this voltage is below the feedback voltage, the current sense comparator stays in the high state and the internal latch can be triggered by the next clock cycle. Now, if because of a low load mode the feedback voltage is below  $R_{\text{skip}}$  level, then the

current sense comparator permanently resets the latch and the next clock cycle (given by the demagnetization detection) is ignored: we are skipping cycles as shown by Figure 20. As soon as the feedback voltage goes up again, there can be two situations: the recurrent period is small and a new demagnetization detection (next wave) signal triggers the NCP1207. To the opposite, in low output power conditions, no more ringing waves are present on the drain and the toggling of the current sense comparator together with the internal 5  $\mu\text{s}$  timeout initiates a new cycle start. In normal operating conditions, e.g. when the drain oscillations are generous, the demagnetization comparator can detect the 50 mV crossing and gives the "green light", alone, to re-activate the power switch. However, when skip cycle takes place (e.g. at low output power demands), the restart event slides along the drain ringing waveforms (actually the valley locations) which decays more or less quickly, depending on the  $L_{\text{primary}} C_{\text{parasitic}}$  network damping factor. The situation can thus quickly occur where the ringing becomes too weak to be detected by the demagnetization comparator, it then permanently stays locked in a given position and can no longer deliver the "green light" to the controller. To help in this situation, the NCP1207 implements a 5  $\mu\text{s}$  timeout generator: each time the 50 mV crossing occurs, the timeout is reset. So, as long as the ringing becomes too low, the timeout generator starts to count and after 5  $\mu\text{s}$ , it delivers its "green light". If the skip signal is already present then the controller restarts; otherwise the logic waits for it to set the drive output high. Figure 20 depicts these two different situations:



**Figure 20. When the primary natural ringing becomes too low, the internal timeout together with the sense comparator initiates a new cycle when FB passes the skip level.**

**Demagnetization Detection**

The core reset detection is done by monitoring the voltage activity on the auxiliary winding. This voltage features a FLYBACK polarity. The typical detection level is fixed at 50 mV as exemplified by Figure 21.

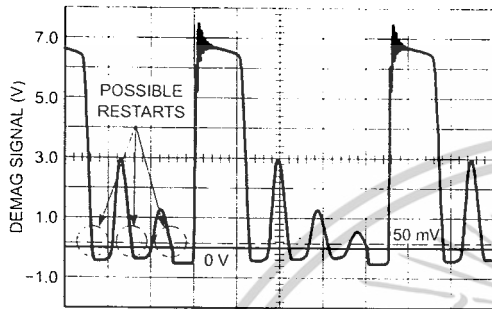


Figure 21. Core reset detection is done through a dedicated auxiliary winding monitoring

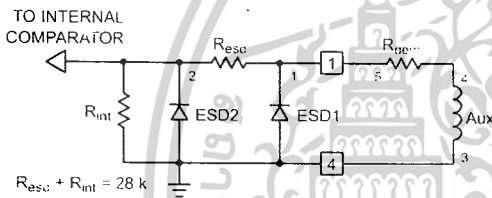


Figure 22. Internal Pad Implementation

An internal timer prevents any restart within 8.0  $\mu$ s further to the driver going-low transition. This prevents the switching frequency to exceed  $(1 / (T_{ON} + 8.0 \mu s))$  but also avoid false leakage inductance tripping at turn-off. In some cases, the leakage inductance kick is so energetic, that a slight filtering is necessary.

The 1207 demagnetization detection pad features a specific component arrangement as detailed by Figure 22. In this picture, the zener diodes network protect the IC against any potential ESD discharge that could appear on the pins. The first ESD diode connected to the pad, exhibits a parasitic capacitance (10 pF typically) is combined with  $R_{dem}$ , a restart delay is created and the possibility to switch right in the drain-source wave exists. This guarantees QR operation with all the associated benefits (low EMI, no turn-on losses etc.).  $R_{dem}$  should be calculated to limit the maximum current flowing through pin 1 to less than  $\pm 3 \text{ mA} \rightarrow 2 \text{ mA}$ . If during turn-on, the auxiliary winding delivers 30 V (at the highest line level), then the minimum  $R_{dem}$  value is defined by:

$$(30 \text{ V} - 0.7 \text{ V}) / 2 \text{ mA} = 14.6 \text{ k}\Omega$$

This value will be further increased to introduce a restart delay and also a slight filtering in case of high leakage energy.

Figure 23 portrays a typical  $V_{DS}$  shot at nominal output power.

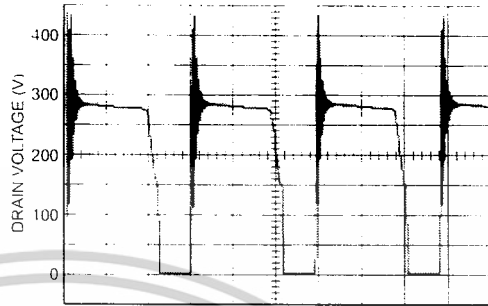


Figure 23. The NCP1207 Operates in Borderline / Critical Operation

**Overvoltage Protection**

The overvoltage protection works by sampling the plateau voltage 4.5  $\mu$ s after the turn-off sequence. This delay guarantees a clean plateau, providing that the leakage inductance ringing has been fully damped. If this would not be the case, the designer should install a small RC damper across the transformer primary inductance connections. Figure 24 shows where the sampling occurs on the auxiliary winding.

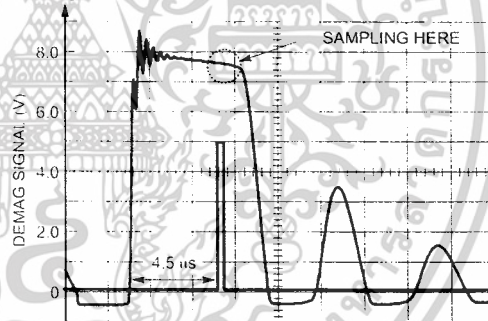


Figure 24. A voltage sample is taken 4.5  $\mu$ s after the turn-off sequence

When an OVP condition has been detected, the NCP1207 enters a latched phase and stops all switching operations. The controller stays fully latched in this position and the DSS is still active, keeping the  $V_{CC}$  between 5.3 V-12 V as in normal operations. This state lasts until the  $V_{CC}$  is cycled down 4 V, e.g. when the user unplugs the power supply from the mains outlet.

By default, the OVP comparator is biased to a 5 V reference level and pin 1 is routed via a divide by 1.44 network. As a result, when  $V_{pin1}$  reaches 7.2 V, the OVP comparator is triggered. The threshold can thus be adjusted by either modifying the power winding to auxiliary winding turn ratios to match this 7.2 V level, or insert a resistor from pin1 to ground to cope with your design requirement.

## NCP1207

### Latching Off the NCP1207

In certain cases, it can be very convenient to externally shut down permanently the NCP1207 via a dedicated signal, e.g. coming from a temperature sensor. The reset occurs when the user unplugs the power supply from the mains outlet. To trigger the latchoff, a CTN (Figure 25) or a simple NPN transistor (Figure 26) can do the work.

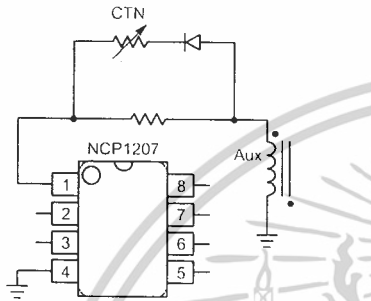


Figure 25. A simple CTN triggers the latchoff as soon as the temperature exceeds a given setpoint

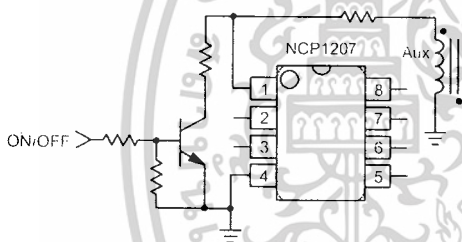


Figure 26. A simple transistor arrangement allows to trigger the latchoff by an external signal

### Shutting Off the NCP1207

Shutdown can easily be implemented through a simple NPN bipolar transistor as depicted by Figure 27. When OFF, Q1 is transparent to the operation. When forward biased, the transistor pulls the FB pin to ground ( $V_{CE(sat)} = 200\text{ mV}$ ) and permanently disables the IC. A small time constant on the transistor base will avoid false triggering (Figure 27).

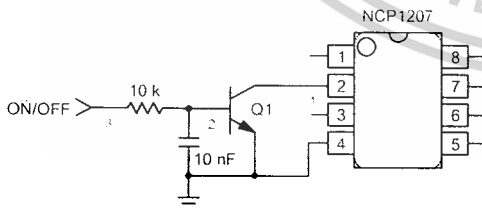


Figure 27. A simple bipolar transistor totally disables the IC

### Power Dissipation

The NCP1207 is directly supplied from the DC rail through the internal DSS circuitry. The DSS being an auto-adaptive circuit (e.g. the ON/OFF Duty Cycle adjusts itself depending on the current demand), the current flowing through the DSS is therefore the direct image of the NCP1207 current consumption. The total power dissipation can be evaluated using:  $(V_{HVDC} - 11\text{ V}) \cdot I_{CC2}$ . If we operate the device on a 250 Vac rail, the maximum rectified voltage can go up to 350 Vdc. As a result, the worst case dissipation occurs at the maximum switching frequency and the highest line. The dissipation is actually given by the internal consumption of the NCP1207 when driving the selected MOSFET. The best method to evaluate this total consumption is probably to run the final circuit from a 50 Vdc source applied to pin 8 and measure the average current flowing into this pin. Suppose that we find 2.0 mA, meaning that the DSS Duty Cycle will be  $2.0 / 7.0 = 28.6\%$ . From the 350 Vdc rail, the part will dissipate:  $350\text{ V} \cdot 2.0\text{ mA} = 700\text{ mW}$  (however this 2.0 mA number will drop at higher operating junction temperatures). A DIP8 package offers a junction-to-ambient thermal resistance  $R_{thJA}$  of  $100\text{ }^\circ\text{C/W}$ . The maximum power dissipation can thus be computed knowing the maximum operating ambient temperature (e.g.  $70\text{ }^\circ\text{C}$ ) together with the maximum allowable junction temperature ( $125\text{ }^\circ\text{C}$ ):  $P_{max} = \frac{T_{jmax} - T_{ambmax}}{R_{thJA}} = 550\text{ mW}$ . As we can see, we do not reach the worst consumption budget imposed by the operating conditions. Several solutions exist to cure this trouble:

- The first one consists in adding some copper area around the NCP1207 DIP8 footprint. By adding a min pad area of  $80\text{ mm}^2$  of  $35\text{ }\mu\text{m}$  copper (1 oz.)  $R_{thJA}$  drops to about  $5\text{ }^\circ\text{C/W}$ . Maximum power then grows up to 730 mW.
- A resistor  $R_{drop}$  needs to be inserted with pin 8 to avoid negative spikes at turn-off (see below)

b) split the power budget between this resistor and the package. The resistor is calculated by leaving at least 50 V on pin 8 at minimum input voltage (suppose 100 Vdc in our case):  $R_{drop} = \frac{V_{bulkmin} - 50\text{ V}}{7.0\text{ mA}} < 7.1\text{ k}\Omega$ . The power dissipated by the resistor is thus:

$$P_{drop} = V_{dropRMS}^2 \cdot R_{drop} = \frac{(I_{DSS} \cdot R_{drop} + I_{DSSduty-cycle})^2 \cdot R_{drop}}{7.0\text{ mA} \cdot 7.1\text{ k}\Omega + 0.286} = 99.5\text{ mW}$$

Please refer to the application note AND8069 available from [www.onsemi.com/pub/nep1200](http://www.onsemi.com/pub/nep1200).

## NCP1207

- If the power consumption budget is really too high for the DSS alone, connect a diode between the auxiliary winding and the  $V_{CC}$  pin which will disable the DSS operation ( $V_{CC} > 10\text{ V}$ ).

The SOIC package offers a  $178\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  thermal resistor. Again, adding some copper area around the PCB footprint will help decrease this number:  $12\text{ mm} \times 12\text{ mm}$  to drop  $R_{\theta JA}$  down to  $100\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  with  $35\text{ }\mu\text{m}$  copper thickness (1 oz.) or  $6.5\text{ mm} \times 6.5\text{ mm}$  with  $70\text{ }\mu\text{m}$  copper thickness (2 oz.). As one can see, we do not recommend using the SO-8 package and the DSS if the part operates at high switching frequencies. In that case, an auxiliary winding is the best solution.

### Overload Operation

In applications where the output current is purposely not controlled (e.g. wall adapters delivering raw-DC level), it is interesting to implement a true short-circuit protection. A short-circuit actually forces the output voltage to be at a low level, preventing a bias current to circulate in the Optocoupler LED. As a result, the FB pin level is pulled up to  $4.2\text{ V}$ , as internally imposed by the IC. The peak current setpoint goes to the maximum and the supply delivers a rather high power with all the associated effects. Please note that this can also happen in case of feedback loss, e.g. a broken Optocoupler. To account for this situation, NCP1207 hosts a dedicated overload detection circuitry. Once activated, this circuitry imposes to deliver pulses in a burst manner with a low Duty Cycle. The system recovers when the fault condition disappears.

During the startup phase, the peak current is pushed to the maximum until the output voltage reaches its target and the

feedback loop takes over. This period of time depends on normal output load conditions and the maximum peak current allowed by the system. The time-out used by this IC works with the  $V_{CC}$  decoupling capacitor: as soon as the  $V_{CC}$  decreases from the  $V_{CC(OFF)}$  level (typically  $12\text{ V}$ ) the device internally watches for an overload current situation. If this condition is still present when the  $V_{CC(OX)}$  level is reached, the controller stops the driving pulses, prevents the self-supply current source to restart and puts all the circuitry in standby, consuming as little as  $330\text{ }\mu\text{A}$  typical ( $I_{CC3}$  parameter). As a result, the  $V_{CC}$  level slowly discharges toward 0. When this level crosses  $5.3\text{ V}$  typical, the controller enters a new startup phase by turning the current source on:  $V_{CC}$  rises toward  $12\text{ V}$  and again delivers output pulses at the  $V_{CC(OFF)}$  crossing point. If the fault condition has been removed before  $V_{CC(OX)}$  approaches, then the IC continues its normal operation. Otherwise, a new fault cycle takes place. Figure 28 shows the evolution of the signals in presence of a fault.

### Soft-Start

The NCP1207 features an internal  $1\text{ ms}$  Soft-Start to soften the constraints occurring in the power supply during startup. It is activated during the power-on sequence. As soon as  $V_{CC}$  reaches  $V_{CC(OFF)}$ , the peak current is gradually increased from nearly zero up to the maximum clamping level (e.g.  $1.0\text{ V}$ ). The Soft-Start is also activated during the overcurrent burst (OCP) sequence. Every restart attempt is followed by a Soft-Start activation. Generally speaking, the Soft-Start will be activated when  $V_{CC}$  ramps up either from zero (fresh power-on sequence) or  $5.3\text{ V}$ , the latchoff voltage occurring during OCP.

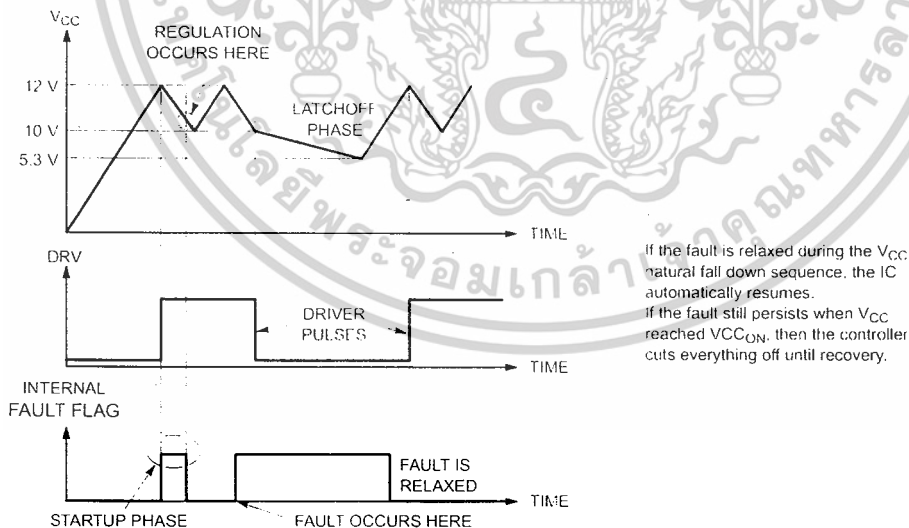


Figure 28.

## NCP1207

### Calculating the $V_{CC}$ Capacitor

As the above section describes, the fall down sequence depends upon the  $V_{CC}$  level: how long does it take for the  $V_{CC}$  line to go from 12 V to 10 V? The required time depends on the startup sequence of your system, i.e. when you first apply the power to the IC. The corresponding transient fault duration due to the output capacitor charging must be less than the time needed to discharge from 12 V to 10 V, otherwise the supply will not properly start. The test consists in either simulating or measuring in the lab how much time the system takes to reach the regulation at full load. Let's suppose that this time corresponds to 6.0 ms. Therefore a  $V_{CC}$  fall time of 10 ms could be well appropriated in order to not trigger the overload detection circuitry. If the corresponding IC consumption, including the MOSFET drive, establishes at 1.8 mA (e.g. with an 11 nC MOSFET), we can calculate the required capacitor using the following formula:  $\Delta t = \frac{\Delta V \cdot C}{I}$ , with  $\Delta V = 2.0$  V. Then for a wanted  $\Delta t$  of 10 ms, C equals 9.0  $\mu$ F or 22  $\mu$ F for a standard value. When an overload condition occurs, the IC blocks its internal circuitry and its consumption drops to 330  $\mu$ A typical. This happens at  $V_{CC} = 10$  V and it remains stuck until  $V_{CC}$  reaches 5.3 V: we are in latched off phase. Again, using the calculated 22  $\mu$ F and 330  $\mu$ A current consumption, this latched off phase lasts: 313 ms.

### HV Pin Recommended Protection

When the user unplugs a power supply built with a QR controller such as the NCP1207, two phenomena can appear:

1. A negative ringing can take place on pin8 due to a resonance between the primary inductance and the bulk capacitor. As any CMOS device, the NCP1207 is sensitive to negative voltages that could appear on its pins and could create an internal latchup condition.
2. When the bulk capacitor discharges, the internal latch is reset by the voltage developed over the sense resistor and the *OV* time expands as less voltage is available. When the high-voltage rail becomes too low, the gate drives permanently stays high since no reset occurs. This situation is not desirable in many applications.

For the above reasons, we strongly recommend to add a high-voltage diode like a 1N4007 between the bulk capacitor and the  $V_{CC}$  pin. When the bulk level collapses, it naturally shuts the controller down and eradicates the two above problems.

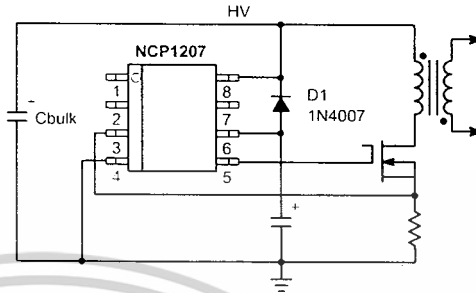


Figure 29.

### Operation Shots

Below are some oscilloscope shots captured at  $V_{in} = 120$  VDC with a transformer featuring a 800  $\mu$ H primary inductance.



Figure 30.

This plot gathers waveforms captured at three different operating points:

- 1<sup>st</sup> upper plot: free run, valley switching operation,  $P_{out} = 26$  W
- 2<sup>nd</sup> middle plot: min  $T_{off}$  clamps the switching frequency and selects the second valley
- 3<sup>rd</sup> lowest plot: the skip slices the second valley pattern and will further expand the burst as  $P_{out}$  goes low

NCP1207

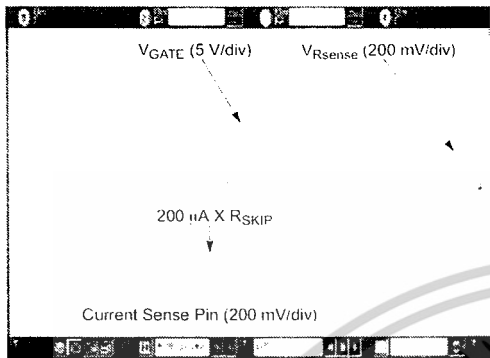


Figure 31.

This picture explains how the 200  $\mu$ A internal offset current creates the skip cycle level.

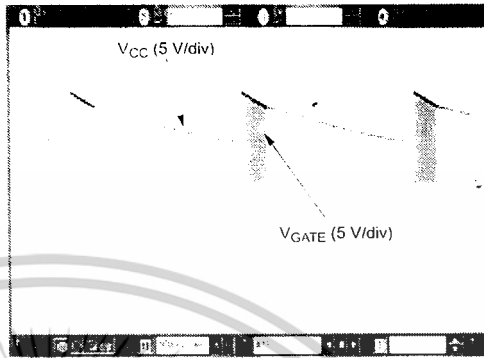


Figure 32.

The short-circuit protection forces the IC to enter burst in presence of a secondary overload.

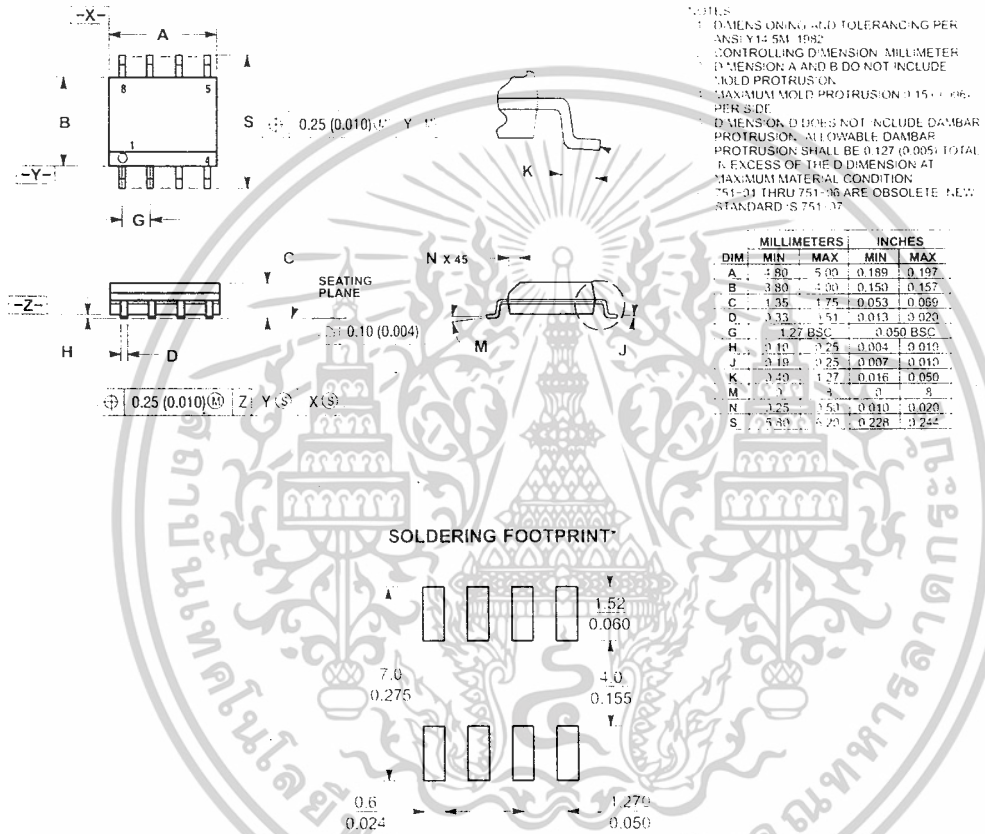


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## PACKAGE DIMENSIONS

SOIC-8  
D1, D2 SUFFIX  
CASE 751-07  
ISSUE AC

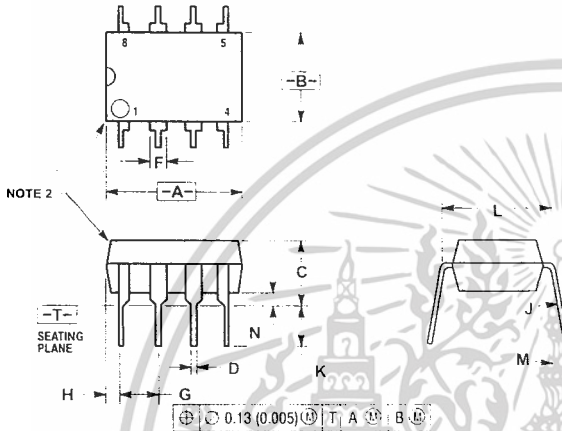


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# NCP1207

## PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-8  
N SUFFIX  
CASE 626-05  
ISSUE L



- NOTES
- 1 DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL
  - 2 PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS)
  - 3 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M 1983


DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.26	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	10		10	
N	0.26	1.01	0.030	0.040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NCP1207



The product described herein (NCP1207), may be covered by one or more of the following U.S. patents: 6,362,067, 6,365,060, 6,385,061, 6,429,709, 6,587,357, 6,633,193. There may be other patents pending.

**ON Semiconductor** and  are registered 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 Typical's, 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 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 third alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

**PUBLICATION ORDERING INFORMATION**

**LITERATURE FULFILLMENT**  
 Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
 P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85062-1312 USA  
 Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
 Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
 Email: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

**N. American Technical Support:** 480-242-3855 Toll Free USA/Canada  
**Japan:** ON Semiconductor Japan Customer Focus Center  
 2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-8551  
 Phone: 41-3-5773-3850

**ON Semiconductor Website:** <http://onsemi.com>  
**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/order>  
 For additional information, please contact your local Sales Representative.

Page 20/20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MTP1N60E

Preferred Device

## Power MOSFET 1 Amp, 600 Volts N-Channel TO-220

This high voltage MOSFET uses an advanced termination scheme to provide enhanced voltage-blocking capability without degrading performance over time. In addition, the MOSFET is designed to withstand high energy in the avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast recovery time. Designed for high voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.

- Robust High Voltage Termination
- Avalanche Energy Specified
- Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
- $I_{DSS}$  and  $V_{DS(on)}$  Specified at Elevated Temperature

### MAXIMUM RATINGS (T<sub>C</sub> = 25 °C unless otherwise noted)

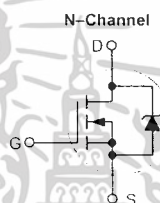
Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	600	Vdc
Drain-Gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 1.0 M $\Omega$ )	V <sub>DGR</sub>	600	Vdc
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	-20	Vdc
	V <sub>GSM</sub>	-40	Vpk
Drain Current - Continuous	I <sub>D</sub>	1.0	Adc
	I <sub>D</sub>	0.8	Adc
	I <sub>DM</sub>	3.0	Apk
Total Power Dissipation Derate above 25 °C	P <sub>D</sub>	50	Watts
		0.4	W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-55 to 150	°C
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy - Starting T <sub>J</sub> = 25 °C (V <sub>DD</sub> = 100 Vdc, V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>L</sub> = 3.0 Apk, L = 10 mH, R <sub>G</sub> = 25 $\Omega$ )	E <sub>AS</sub>	45	mJ
Thermal Resistance - Junction to Case - Junction to Ambient	R <sub>thJC</sub>	2.50	C/W
	R <sub>thJA</sub>	62.5	C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T <sub>L</sub>	260	°C



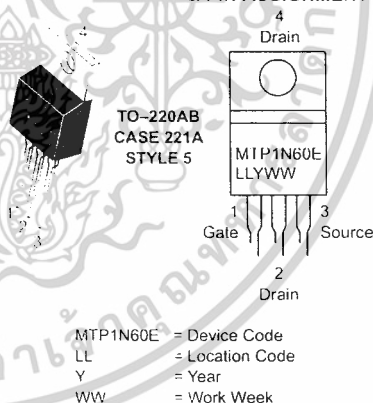
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

1 AMPERE  
600 VOLTS  
RDS(on) = 8  $\Omega$



### MARKING DIAGRAM & PIN ASSIGNMENT



### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MTP1N60E	TO-220AB	50 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MTP1N60E

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit		
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>							
Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, I <sub>D</sub> = 250 μAdc) Temperature Coefficient (Positive)	V <sub>(BR)DSS</sub>	600	689		Vdc mV/ C		
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = 600 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc) (V <sub>DS</sub> = 600 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, T <sub>J</sub> = 125 C)	I <sub>DSS</sub>			10 100	μAdc		
Gate-Body Leakage Current (V <sub>GS</sub> = ±20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSS</sub>			100	nAdc		
<b>ON CHARACTERISTICS (Note 1.)</b>							
Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250 μAdc) Temperature Coefficient (Negative)	V <sub>GS(th)</sub>	2.0	3.0 7.1	4.0	Vdc mV/ C		
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 0.5 Adc)	R <sub>DS(on)</sub>		5.9	8.0	Ohm		
Drain-Source On-Voltage (V <sub>GS</sub> = 10 Vdc) (I <sub>D</sub> = 1.0 Adc) (I <sub>D</sub> = 0.5 Adc, T <sub>J</sub> = 125 C)	V <sub>DS(on)</sub>		6.4	9.6 8.4	Vdc		
Forward Transconductance (V <sub>DS</sub> = 15 Vdc, I <sub>D</sub> = 0.5 Adc)	g <sub>FS</sub>	0.5	0.8	-	mhos		
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>							
Input Capacitance	C <sub>iss</sub>	(V <sub>DS</sub> = 25 Vdc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, f = 1.0 MHz)	224	310	pF		
Output Capacitance			C <sub>oss</sub>	27		40	
Reverse Transfer Capacitance			C <sub>rss</sub>	6.0		10	
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS (Note 2.)</b>							
Turn-On Delay Time	I <sub>d(on)</sub>	(V <sub>DD</sub> = 300 Vdc, I <sub>D</sub> = 1.0 Adc, V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, R <sub>G</sub> = 9.1 Ω)	8.8	17.6	ns		
Rise Time			t <sub>r</sub>	6.8		13.6	
Turn-Off Delay Time			I <sub>d(off)</sub>	15		30	
Fall Time			t <sub>f</sub>	20		40	
Gate Charge (See Figure 8)	Q <sub>T</sub>	(V <sub>DS</sub> = 300 Vdc, I <sub>D</sub> = 1.0 Adc, V <sub>GS</sub> = 10 Vdc)	7.1	10	nC		
			Q <sub>1</sub>	1.7		-	
			Q <sub>2</sub>	3.2		-	
			Q <sub>3</sub>	3.9		-	
<b>SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS</b>							
Forward On-Voltage (Note 1.)	V <sub>SD</sub>	(I <sub>S</sub> = 1.0 Adc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc) (I <sub>S</sub> = 1.0 Adc, V <sub>GS</sub> = 0 Vdc, T <sub>J</sub> = 125 C)	0.82 0.7	1.4	Vdc		
Reverse Recovery Time (See Figure 14)			t <sub>rr</sub>	464		-	ns
			t <sub>a</sub>	36		-	
Reverse Recovery Stored Charge	Q <sub>RR</sub>		0.629		μC		
<b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE</b>							
Internal Drain Inductance (Measured from contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L <sub>D</sub>		3.5 4.5	-	nH		
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L <sub>S</sub>		7.5	-	nH		

- Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.
- Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

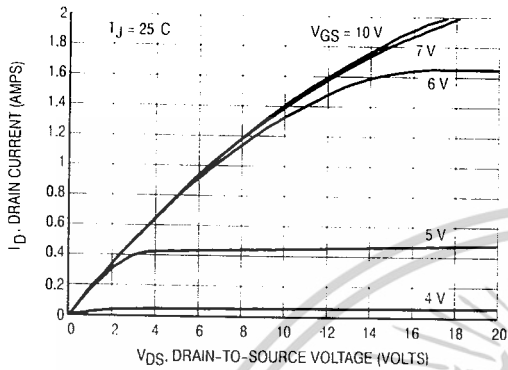


Figure 1. On-Region Characteristics

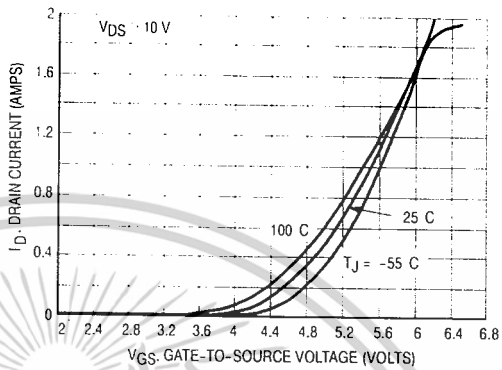


Figure 2. Transfer Characteristics

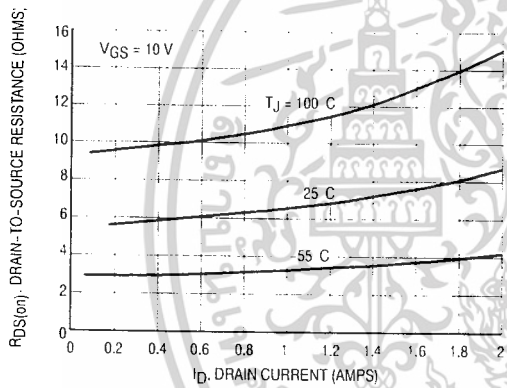


Figure 3. On-Resistance versus Drain Current and Temperature

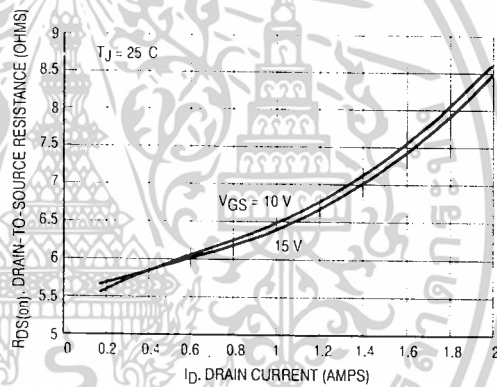


Figure 4. On-Resistance versus Drain Current and Gate Voltage

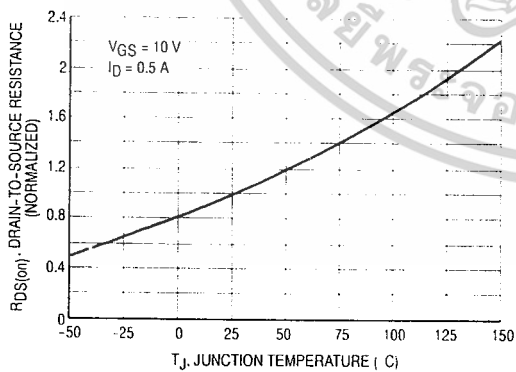


Figure 5. On-Resistance Variation with Temperature

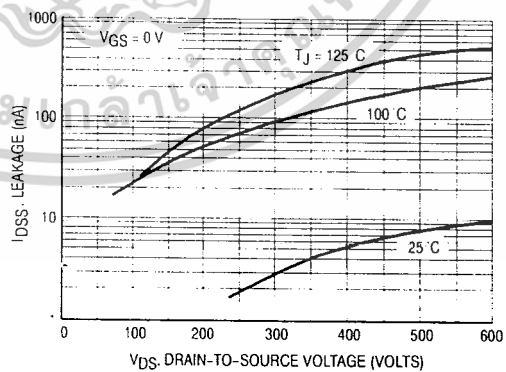


Figure 6. Drain-to-Source Leakage Current versus Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MTP1N60E

### POWER MOSFET SWITCHING

Switching behavior is most easily modeled and predicted by recognizing that the power MOSFET is charge controlled. The lengths of various switching intervals ( $\Delta t$ ) are determined by how fast the FET input capacitance can be charged by current from the generator.

The published capacitance data is difficult to use for calculating rise and fall because drain-gate capacitance varies greatly with applied voltage. Accordingly, gate charge data is used. In most cases, a satisfactory estimate of average input current ( $I_{G(AV)}$ ) can be made from a rudimentary analysis of the drive circuit so that

$$I = Q / I_{G(AV)}$$

During the rise and fall time interval when switching a resistive load,  $V_{GS}$  remains virtually constant at a level known as the plateau voltage,  $V_{GS(P)}$ . Therefore, rise and fall times may be approximated by the following:

$$t_r = Q_2 \times R_G / (V_{GG} - V_{GS(P)})$$

$$t_f = Q_2 \times R_G / V_{GS(P)}$$

where

$V_{GG}$  - the gate drive voltage, which varies from zero to  $V_{GG}$

$R_G$  - the gate drive resistance

and  $Q_2$  and  $V_{GS(P)}$  are read from the gate charge curve.

During the turn-on and turn-off delay times, gate current is not constant. The simplest calculation uses appropriate values from the capacitance curves in a standard equation for voltage change in an RC network. The equations are:

$$t_{d(on)} = R_G C_{iss} \ln [V_{GG} / (V_{GG} - V_{GS(P)})]$$

$$t_{d(off)} = R_G C_{iss} \ln (V_{GG} / V_{GS(P)})$$

The capacitance ( $C_{iss}$ ) is read from the capacitance curve at a voltage corresponding to the off-state condition when calculating  $t_{d(on)}$  and is read at a voltage corresponding to the on state when calculating  $t_{d(off)}$ .

At high switching speeds, parasitic circuit elements complicate the analysis. The inductance of the MOSFET source lead, inside the package and in the circuit wiring which is common to both the drain and gate current paths, produces a voltage at the source which reduces the gate drive current. The voltage is determined by  $L di/dt$ , but since  $di/dt$  is a function of drain current, the mathematical solution is complex. The MOSFET output capacitance also complicates the mathematics. And finally, MOSFETs have finite internal gate resistance which effectively adds to the resistance of the driving source, but the internal resistance is difficult to measure and, consequently, is not specified.

The resistive switching time variation versus gate resistance (Figure 9) shows how typical switching performance is affected by the parasitic circuit elements. If the parasitics were not present, the slope of the curves would maintain a value of unity regardless of the switching speed. The circuit used to obtain the data is constructed to minimize common inductance in the drain and gate circuit loops and is believed readily achievable with board mounted components. Most power electronic loads are inductive; the data in the figure is taken with a resistive load, which approximates an optimally snubbed inductive load. Power MOSFETs may be safely operated into an inductive load; however, snubbing reduces switching losses.

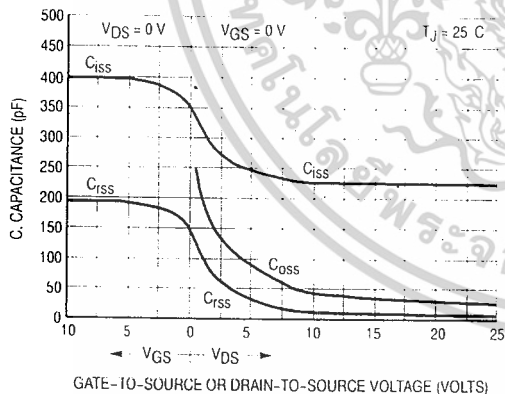


Figure 7a. Capacitance Variation

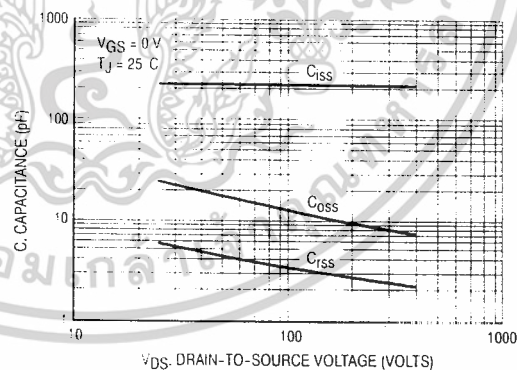


Figure 7b. High Voltage Capacitance Variation

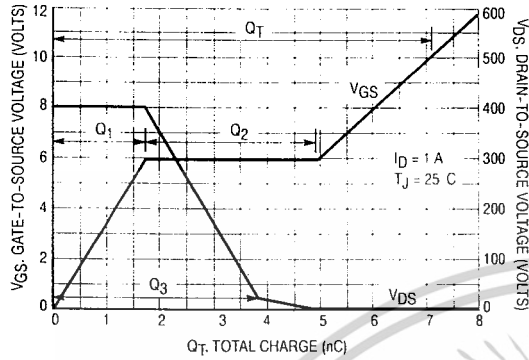


Figure 8. Gate-To-Source and Drain-To-Source Voltage versus Total Charge

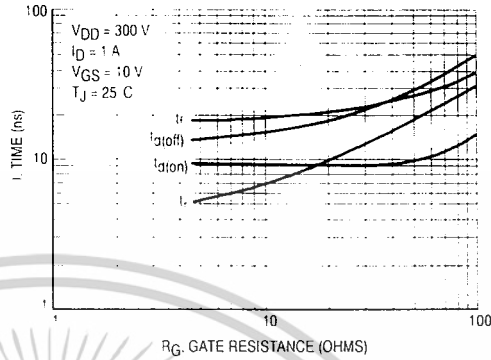


Figure 9. Resistive Switching Time Variation versus Gate Resistance

DRAIN-TO-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS

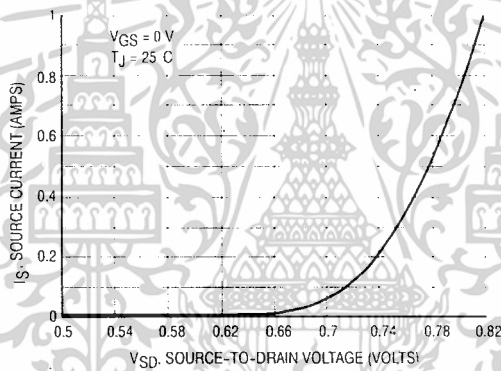


Figure 10. Diode Forward Voltage versus Current

SAFE OPERATING AREA

The Forward Biased Safe Operating Area curves define the maximum simultaneous drain-to-source voltage and drain current that a transistor can handle safely when it is forward biased. Curves are based upon maximum peak junction temperature and a case temperature ( $T_C$ ) of 25°C. Peak repetitive pulsed power limits are determined by using the thermal response data in conjunction with the procedures discussed in AN569, "Transient Thermal Resistance—General Data and Its Use."

Switching between the off-state and the on-state may traverse any load line provided neither rated peak current ( $I_{DM}$ ) nor rated voltage ( $V_{DSS}$ ) is exceeded and the transition time ( $t_r, t_f$ ) do not exceed 10  $\mu$ s. In addition the total power averaged over a complete switching cycle must not exceed  $(T_{J(MAX)} - T_C) (R_{\theta JC})$ .

A Power MOSFET designated E-FET can be safely used in switching circuits with unclamped inductive loads. For

reliable operation, the stored energy from circuit inductance dissipated in the transistor while in avalanche must be less than the rated limit and adjusted for operating conditions differing from those specified. Although industry practice is to rate in terms of energy, avalanche energy capability is not a constant. The energy rating decreases non-linearly with an increase of peak current in avalanche and peak junction temperature.

Although many E-FETs can withstand the stress of drain-to-source avalanche at currents up to rated pulsed current ( $I_{DM}$ ), the energy rating is specified at rated continuous current ( $I_D$ ), in accordance with industry custom. The energy rating must be derated for temperature as shown in the accompanying graph (Figure 12). Maximum energy at currents below rated continuous  $I_D$  can safely be assumed to equal the values indicated.

# MTP1N60E

## SAFE OPERATING AREA

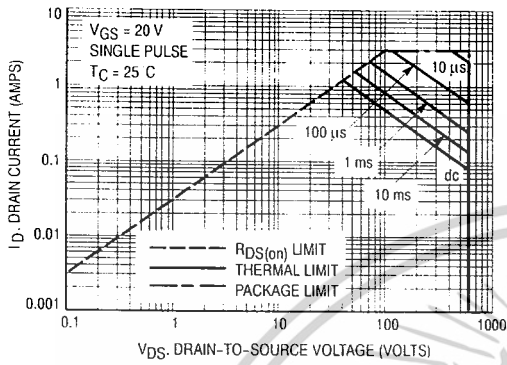


Figure 11. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

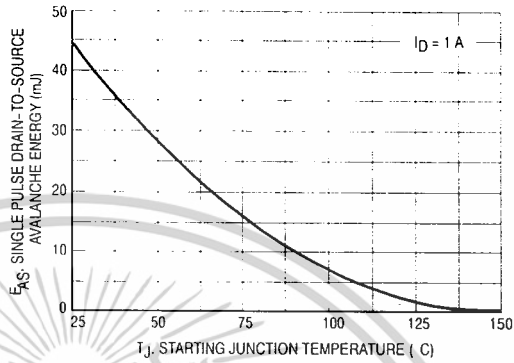


Figure 12. Maximum Avalanche Energy versus Starting Junction Temperature

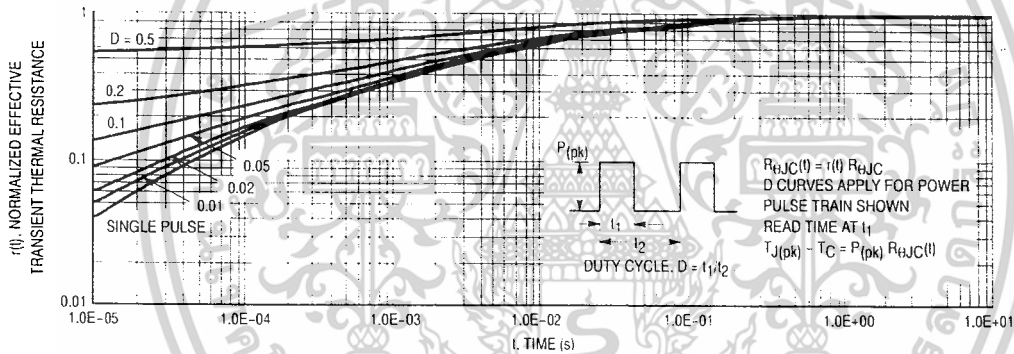


Figure 13. Thermal Response

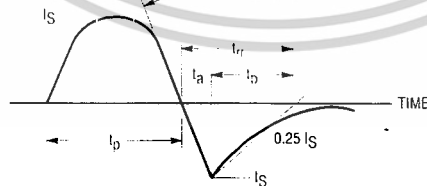


Figure 14. Diode Reverse Recovery Waveform

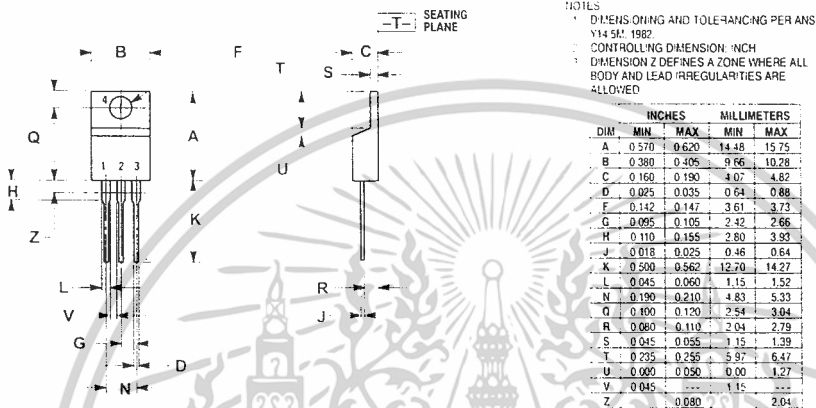
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTP1N60E

MTP1N60

PACKAGE DIMENSIONS


TO-220 THREE-LEAD  
TO-220AB  
CASE 221A-09  
ISSUE AA



<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MTP1N60E

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

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

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

#### CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)  
Email: [ONlit-spanish@hibbertco.com](mailto:ONlit-spanish@hibbertco.com)  
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access --  
then Dial 866-297-9322

#### 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](mailto:ONlit-asia@hibbertco.com)

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
Phone: 81-3-5740-2700  
Email: [r14525@onsemi.com](mailto:r14525@onsemi.com)

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MTP1N60E/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL431/TL431A

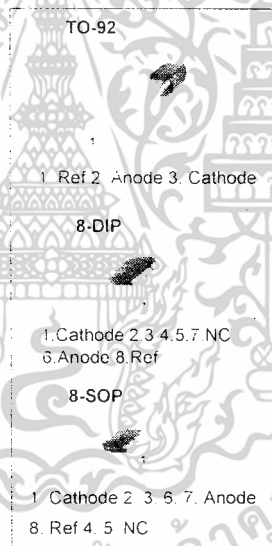
## Programmable Shunt Regulator

### Features

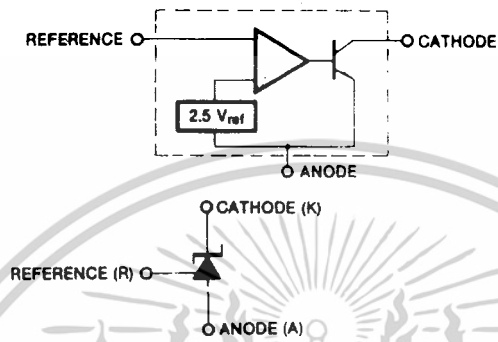
- Programmable Output Voltage to 36 Volts
- Low Dynamic Output Impedance 0.2Ω Typical
- Sink Current Capability of 1.0 to 100mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50ppm/°C Typical
- Temperature Compensated For Operation Over Full-Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage
- Fast Turn-on Response

### Description

The TL431/TL431A are three-terminal adjustable regulator series with a guaranteed thermal stability over applicable temperature ranges. The output voltage may be set to any value between  $V_{REF}$  (approximately 2.5 volts) and 36 volts with two external resistors. These devices have a typical dynamic output impedance of 0.2Ω. Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacement for zener diodes in many applications.



## Internal Block Diagram



## Absolute Maximum Ratings

(Operating temperature range applies unless otherwise specified.)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Cathode Voltage	V <sub>KA</sub>	37	V
Cathode Current Range (Continuous)	I <sub>KA</sub>	-100 ~ +150	mA
Reference Input Current Range	I <sub>REF</sub>	-0.05 ~ +10	mA
Power Dissipation	PD	770	mW
D, LP Suffix Package		1000	mW
Operating Temperature Range	T <sub>OPR</sub>	-25 ~ +85	°C
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 ~ +150	°C

## Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Cathode Voltage	V <sub>KA</sub>	V <sub>REF</sub>		36	V
Cathode Current	I <sub>KA</sub>	1.0		100	mA

## Electrical Characteristics

( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	TL431			TL431A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Input Voltage	$V_{REF}$	$V_{KA}=V_{REF}$ , $I_{KA}=10\text{mA}$	2.440	2.495	2.550	2.470	2.495	2.520	V
Deviation of Reference Input Voltage Over-Temperature (Note 1)	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	$V_{KA}=V_{REF}$ , $I_{KA}=10\text{mA}$ $T_{MIN}\leq T_A\leq T_{MAX}$	-	4.5	17	-	4.5	17	mV
Ratio of Change in Reference Input Voltage to the Change in Cathode Voltage	$\Delta V_{REF}/\Delta V_{KA}$	$I_{KA}=10\text{mA}$ $\Delta V_{KA}=10\text{V}-V_{REF}$ $\Delta V_{KA}=36\text{V}-10\text{V}$	-	-10	-2.7	-	-1.0	-2.7	mV/V
Reference Input Current	$I_{REF}$	$I_{KA}=10\text{mA}$ , $R_1=10\text{K}\Omega$ , $R_2=\infty$	-	1.5	4	-	1.5	4	$\mu\text{A}$
Deviation of Reference Input Current Over Full Temperature Range	$\Delta I_{REF}/\Delta T$	$I_{KA}=10\text{mA}$ , $R_1=10\text{K}\Omega$ , $R_2=\infty$ , $T_A = \text{Full Range}$	-	0.4	1.2	-	0.4	1.2	$\mu\text{A}$
Minimum Cathode Current for Regulation	$I_{KA(MIN)}$	$V_{KA}=V_{REF}$	-	0.45	1.0	-	0.45	1.0	mA
Off - Stage Cathode Current	$I_{KA(OFF)}$	$V_{KA}=36\text{V}$ , $V_{REF}=0$	-	0.05	1.0	-	0.05	1.0	$\mu\text{A}$
Dynamic Impedance (Note 2)	$Z_{KA}$	$V_{KA}=V_{REF}$ , $I_{KA}=1$ to $100\text{mA}$ $f=1.0\text{KHz}$	-	0.15	0.5	-	0.15	0.5	$\Omega$

•  $T_{MIN} = -25^\circ\text{C}$ ,  $T_{MAX} = +85^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits

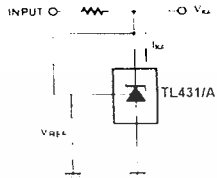


Figure 1. Test Circuit for  $V_{KA}=V_{REF}$

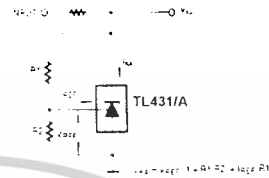


Figure 2. Test Circuit for  $V_{KA} \geq V_{REF}$

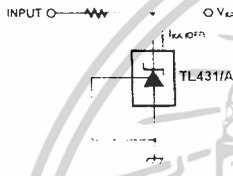


Figure 3. Test Circuit for  $I_{KA(OFF)}$



Typical Performance Characteristics

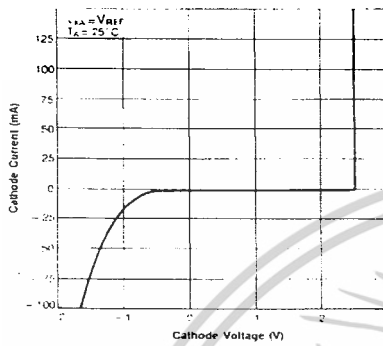


Figure 1. Cathode Current vs. Cathode Voltage

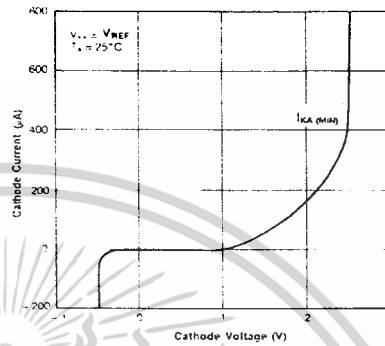


Figure 2. Cathode Current vs. Cathode Voltage

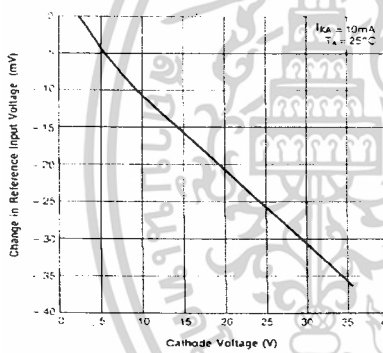


Figure 3. Change In Reference Input Voltage vs. Cathode Voltage

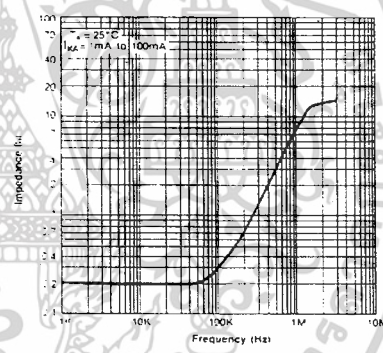


Figure 4. Dynamic Impedance Frequency

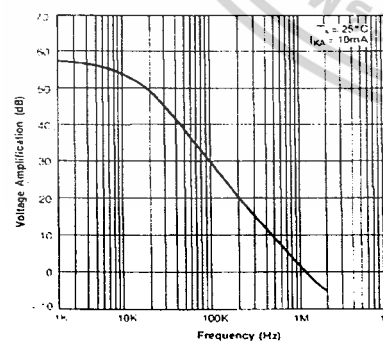


Figure 5. Small Signal Voltage Amplification vs. Frequency

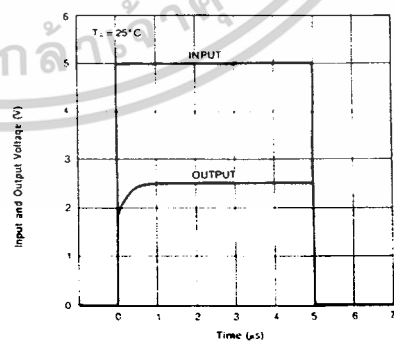


Figure 6. Pulse Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Application

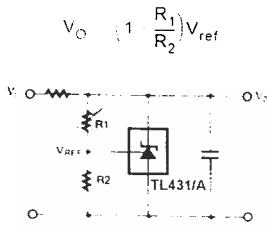


Figure 10. Shunt Regulator

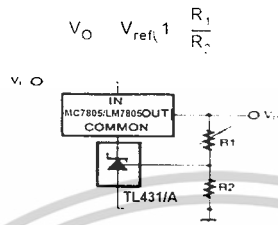


Figure 11. Output Control for Three-Terminal Fixed Regulator

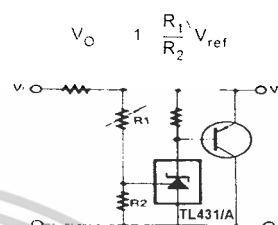


Figure 12. High Current Shunt Regulator

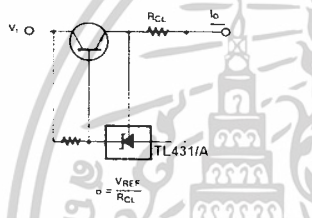


Figure 13. Current Limit or Current Source

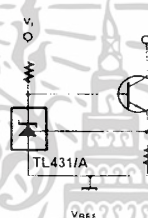


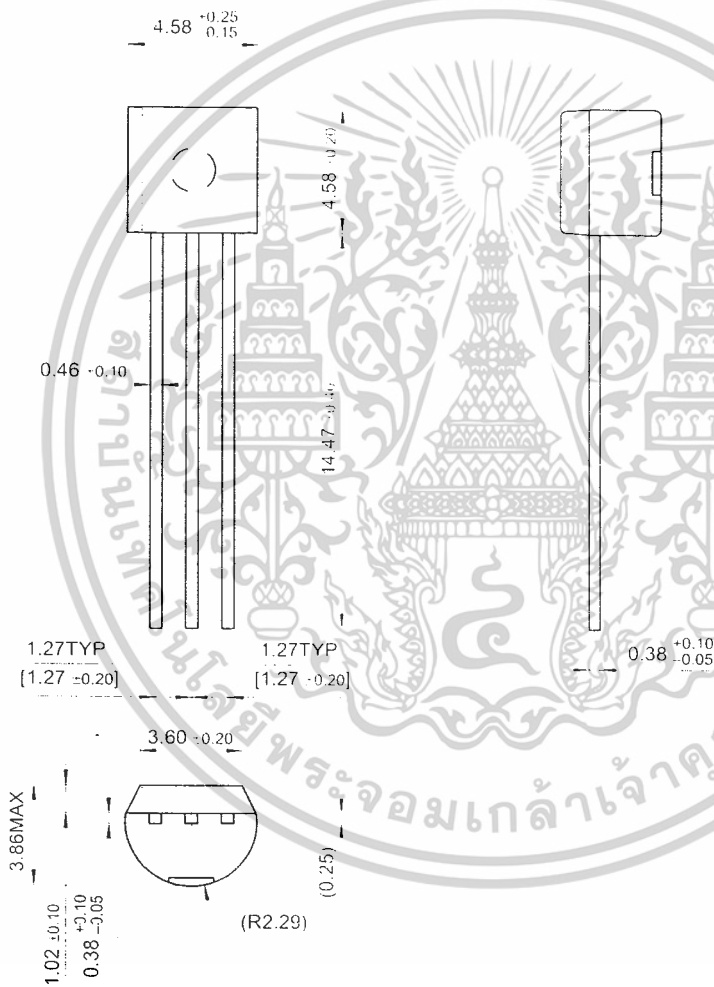
Figure 14. Constant-Current Sink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Mechanical Dimensions

### Package

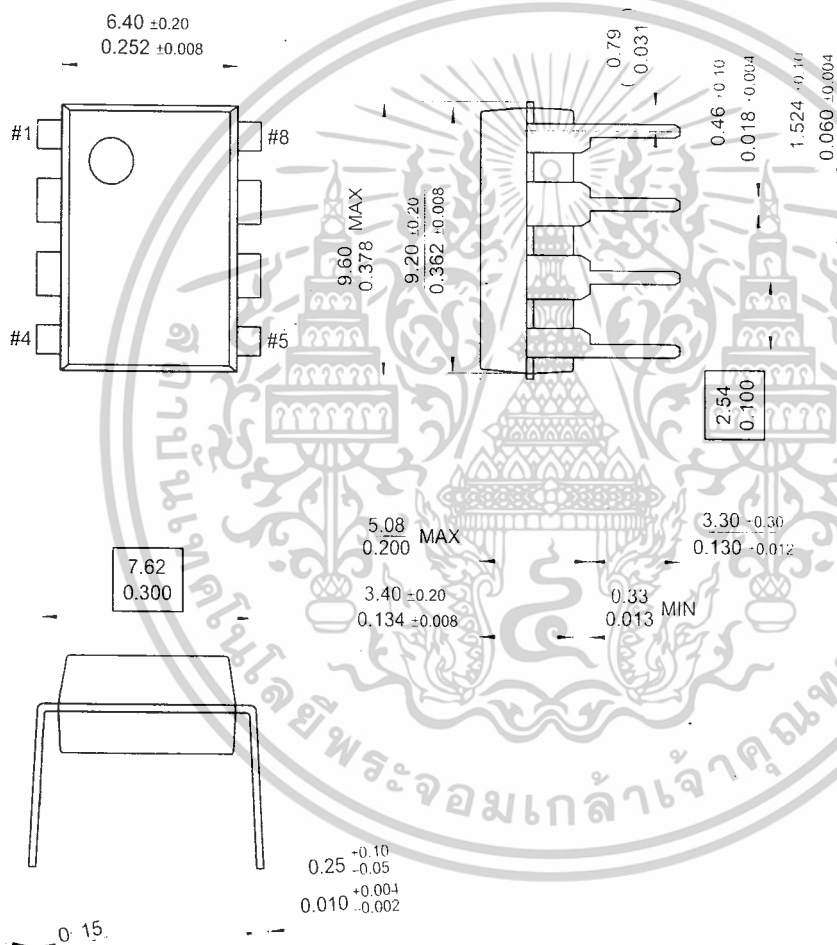
### TO-92



**Mechanical Dimensions** (Continued)

**Package**

**8-DIP**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## Ordering Information

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
TL431ACL	1%	TO-92	-25 ~ + 85°C
TL431ACD		8-SOP	
TL431CLP	2%	TO-92	
TL431CP		8-DIP	
TL431CD		8-SOP	



### DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

8/4/03 0.0m 001  
Stock#DSxxxxxx  
2003 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA PHOTOCOUPLER GaAs IRED & PHOTO-TRANSISTOR

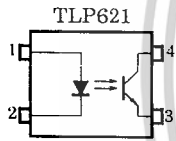
# TLP621, TLP621-2, TLP621-4

PROGRAMMABLE CONTROLLER  
AC / DC - INPUT MODULE  
SOLID STATE RELAY

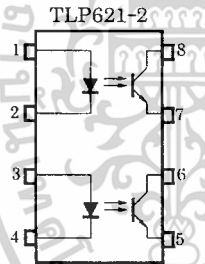
The TOSHIBA TLP621, -2, and -4 consists of a photo-transistor optically coupled to a gallium arsenide infrared emitting diode. The TLP621-2 offers two isolated channels in an eight lead plastic DIP, which the TLP621-4 provides four isolated channels in a sixteen plastic DIP.

- Collector-Emitter Voltage : 55V (Min.)
- Current Transfer Ratio : 50% (Min.)
- Rank GB : 100% (Min.)

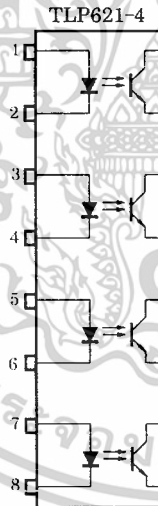
PIN CONFIGURATIONS (TOP VIEW)



1 : ANODE  
2 : CATHODE  
3 : EMITTER  
4 : COLLECTOR

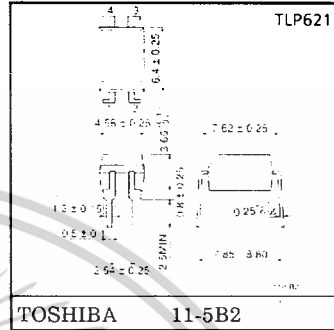


1, 3 : ANODE  
2, 4 : CATHODE  
5, 7 : EMITTER  
6, 8 : COLLECTOR

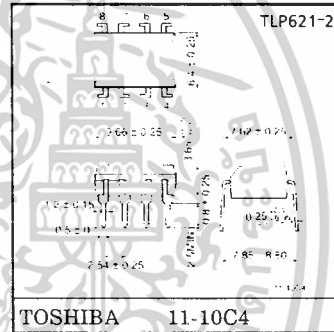


1, 3, 5, 7 : ANODE  
2, 4, 6, 8 : CATHODE  
9, 11, 13, 15 : EMITTER  
10, 12, 14, 16 : COLLECTOR

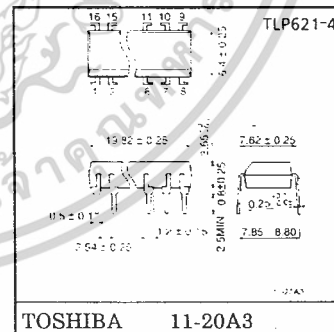
Unit in mm



Weight : 0.26g



Weight : 0.54g



Weight : 1.1g

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• Current Transfer Ratio

TYPE	CLASSIFICATION *1	CURRENT TRANSFER RATIO (%) ( $I_C / I_F$ )		MARKING OF CLASSIFICATION
		$I_F = 5\text{mA}, V_{CE} = 5\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$		
		MIN.	MAX.	
TLP621	(None)	50	600	BLANK, Y, Y <sup>■</sup> , G, G <sup>■</sup> , B, B <sup>■</sup> , GB
	Rank Y	50	150	Y, Y <sup>■</sup>
	Rank GR	100	300	G, G <sup>■</sup>
	Rank BL	200	600	B, B <sup>■</sup>
	Rank GB	100	600	G, G <sup>■</sup> , B, B <sup>■</sup> , GB
TLP621-2	(None)	50	600	BLANK, GR, BL, GB
TLP621-4	Rank GB	100	600	GR, BL, GB

\*1 : Ex. Rank GE : TLP621 (GB)

(Note) Application type name for certification test, please use standard product type name, i.e.

TLP621 (GB) : TLP621  
 TLP621-2 (GB) : TLP621-2

	MADE IN JAPAN		MADE IN THAILAND	
UL Recognized	E67349	*2	E152349	*2
BSI Approved	6508, 7445	*3	6505, 7445	*3
SEMKO Approved	9735090/01	*4	—	

\*2 UL1577

\*3 BS EN60065 : 1994, BS EN60950 : 1992

\*4 EN60950 (Approved is TLP621 only)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Option (D4) type  
 VDE Approved : DIN VDE0884 : 06.92, Certificate No. 68384  
 Maximum Operating Insulation Voltage : 890V<sub>PK</sub>  
 Highest Permissible Over Voltage : 8000V<sub>PK</sub>

(Note) When a VIDE0884 approved type is needed, please designate the "Option (D4)"

	7.62mm pitch standard type	10.16mm pitch (LF2) type
• Creepage Distance	: 6.4mm (Min.)	: 8.0mm (Min.)
Clearance	: 6.4mm (Min.)	: 8.0mm (Min.)
Insulation Thickness	: 0.4mm (Min.)	: 0.4mm (Min.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING		UNIT
			TLP621	TLP621-2 TLP621-4	
LED	Forward Current	I <sub>F</sub>	60	50	mA
	Forward Current Derating	ΔI <sub>F</sub> /°C	-0.7 (Ta > 39°C)	-0.5 (Ta = 25°C)	mA/°C
	Pulse Forward Current	I <sub>FP</sub>	1 (100/μs pulse, 100pps)		A
	Power Dissipation	P <sub>D</sub>	100	70	mW
	Power Dissipation Derating	ΔP <sub>D</sub> /°C	-1.0	-0.7	mW/°C
	Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	5		V
	Junction Temperature	T <sub>j</sub>	125		°C
DETECTOR	Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	55		V
	Emitter-Collector Voltage	V <sub>ECO</sub>	7		V
	Collector Current	I <sub>C</sub>	50		mA
	Collector Power Dissipation (1 Circuit)	P <sub>C</sub>	150	100	mW
	Collector Power Dissipation Derating (1 Circuit, Ta ≥ 25°C)	ΔP <sub>C</sub> /°C	-1.5	-1.0	mW/°C
	Junction Temperature	T <sub>j</sub>	125		°C
Storage Temperature Range		T <sub>stg</sub>	-55~125		°C
Operating Temperature Range		T <sub>opr</sub>	-55~100		°C
Lead Soldering Temperature		T <sub>sol</sub>	260 (10s)		°C
Total Package Power Dissipation		P <sub>T</sub>	250	150	mW
Total Package Power Dissipation Derating (Ta ≥ 25°C)		ΔP <sub>T</sub> /°C	-2.5	-1.5	mW/°C
Isolation Voltage (Note 1)		BV <sub>S</sub>	5000 (AC, 1min., R.H. ≤ 60%)		V <sub>rms</sub>

(Note 1) Device considered a two terminal : LED side pins shorted together, and DETECTOR side pins shorted together.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	—	5	24	V
Forward Current	I <sub>F</sub>	—	16	20	mA
Collector Current	I <sub>C</sub>	—	1	10	mA
Operating Temperature	T <sub>opr</sub>	-25	—	85	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDIVIDUAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
LED	Forward Voltage	$V_F$	$I_F = 10\text{mA}$	1.0	1.15	1.3	V
	Reverse Current	$I_R$	$V_R = 5\text{V}$	—	—	10	$\mu\text{A}$
	Capacitance	$C_T$	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	30	—	pF
DETECTOR	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 0.5\text{mA}$	55	—	—	V
	Emitter-Collector Breakdown Voltage	$V_{(BR)ECO}$	$I_E = 0.1\text{mA}$	7	—	—	V
	Collector Dark Current	$I_{CEO}$	$V_{CE} = 24\text{V}$	—	10	100	nA
			$V_{CE} = 24\text{V}, T_a = 85^\circ\text{C}$	—	2	50	$\mu\text{A}$
Capacitance (Collector to Emitter)	$C_{CE}$	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	10	—	pF	

COUPLED ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Current Transfer Ratio	$I_C / I_F$	$I_F = 5\text{mA}, V_{CE} = 5\text{V}$ Rank GB	50	—	600	%
			100	—	600	
Saturated CTR	$I_C / I_F (\text{sat})$	$I_F = 1\text{mA}, V_{CE} = 0.4\text{V}$ Rank GB	—	60	—	%
			30	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} (\text{sat})$	$I_C = 2.4\text{mA}, I_F = 8\text{mA}$	—	—	0.4	V
		$I_C = 0.2\text{mA}, I_F = 1\text{mA}$ Rank GB	—	0.2	—	
			—	—	0.4	

ISOLATION CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

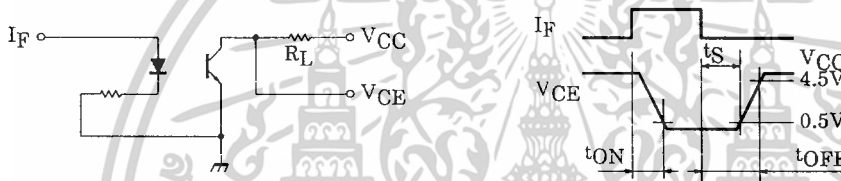
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Capacitance (Input to Output)	$C_S$	$V_S = 0, f = 1\text{MHz}$	—	0.8	—	pF
Isolation Resistance	$R_S$	$V_S = 500\text{V}$	$1 \times 10^{12}$	$10^{14}$	—	$\Omega$
Isolation Voltage	$BV_S$	AC, 1 minute	5000	—	—	$V_{rms}$
		AC, 1 second, in oil	—	10000	—	
		DC, 1 minute, in oil	—	10000	—	$V_{dc}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

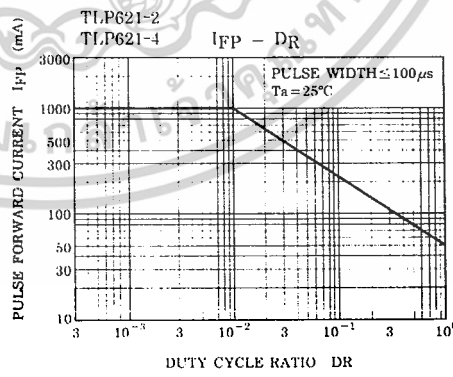
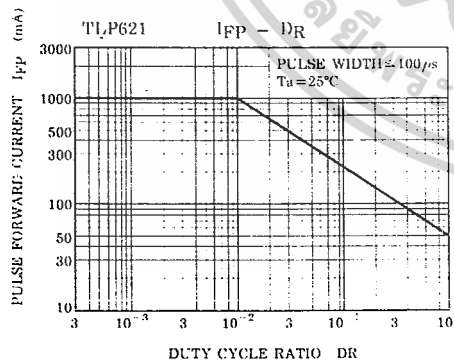
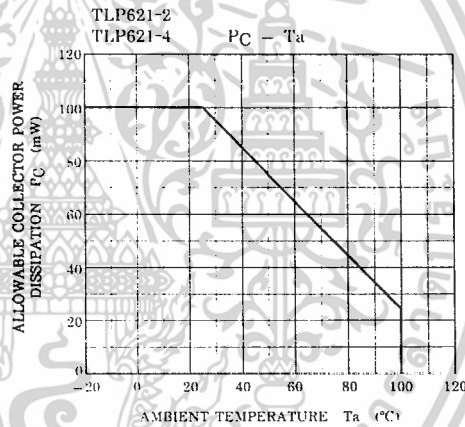
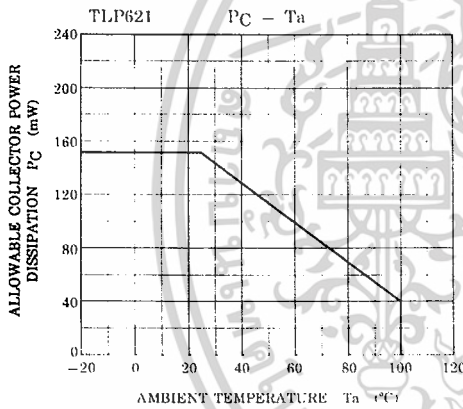
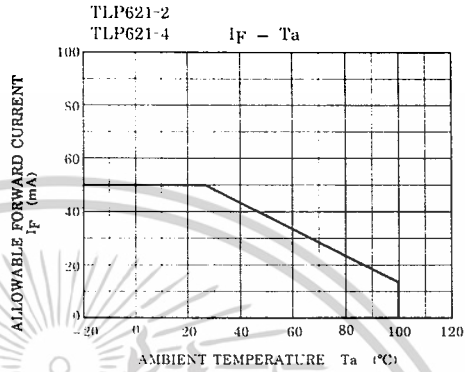
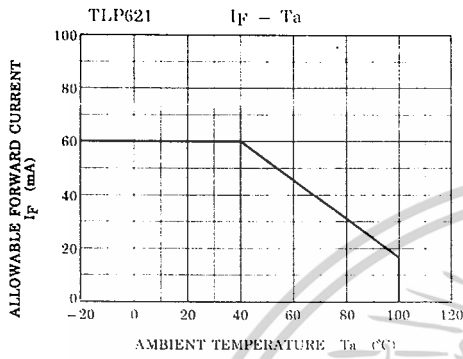
SWITCHING CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Rise Time	$t_r$	$V_{CC}=10V, I_C=2mA$ $R_L=100\Omega$	—	2	—	$\mu s$
Fall Time	$t_f$		—	3	—	
Turn-on Time	$t_{on}$		—	3	—	
Turn-off Time	$t_{off}$		—	3	—	
Turn-on Time	$t_{ON}$	$R_L=1.9k\Omega$ (Fig.1) $V_{CC}=5V, I_F=16mA$	—	2	—	$\mu s$
Storage Time	$t_S$		—	15	—	
Turn-off Time	$t_{OFF}$		—	25	—	

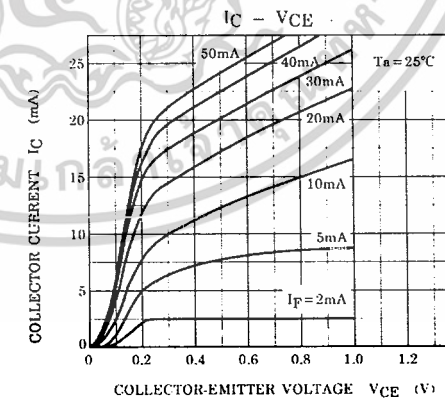
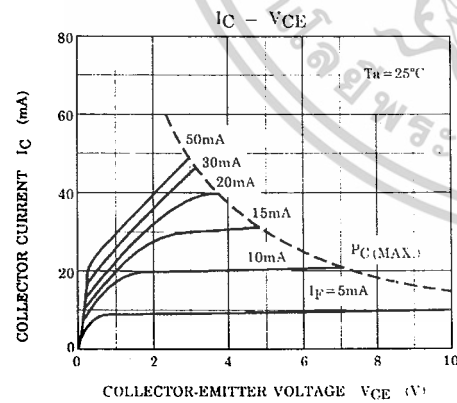
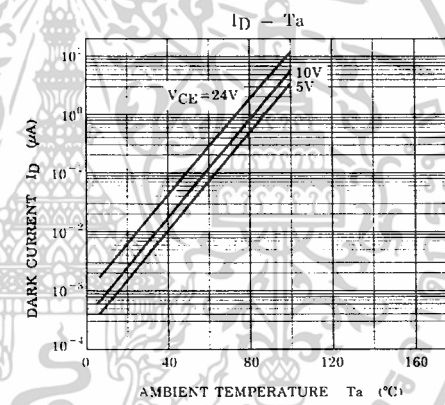
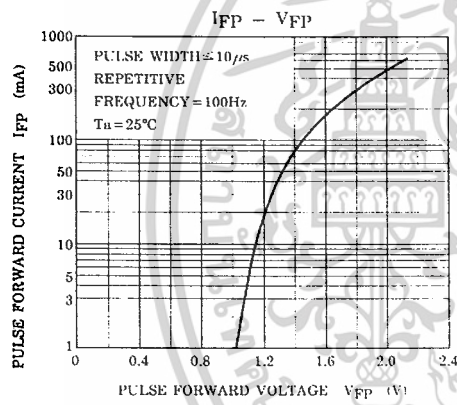
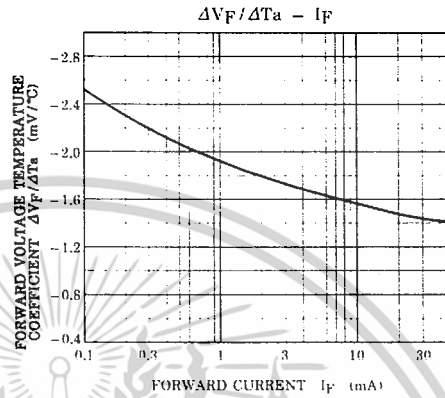
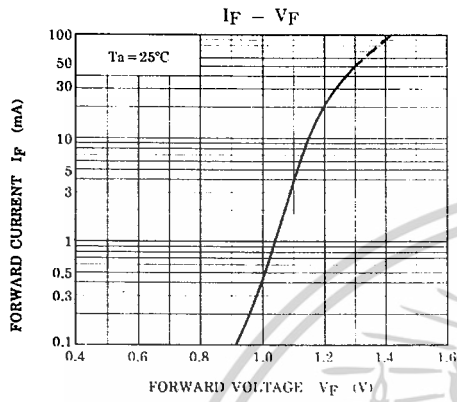
Fig.1 SWITCHING TIME TEST CIRCUIT



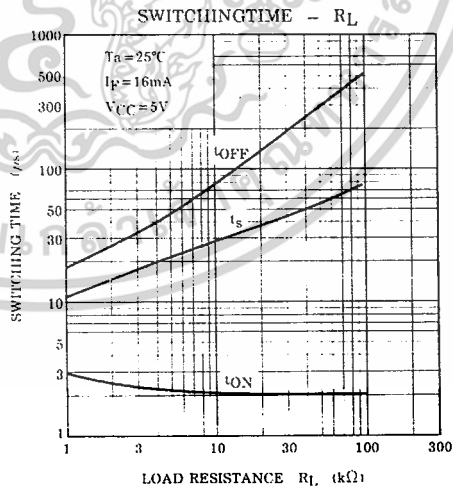
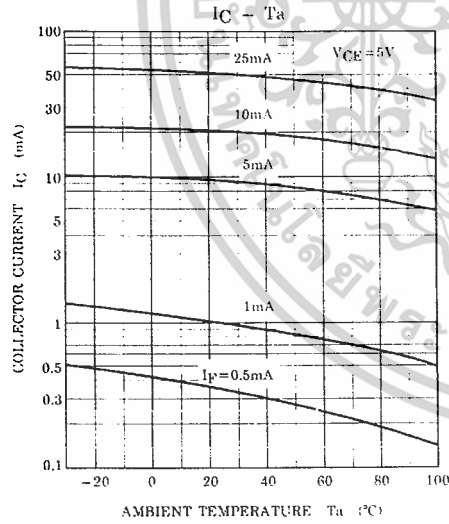
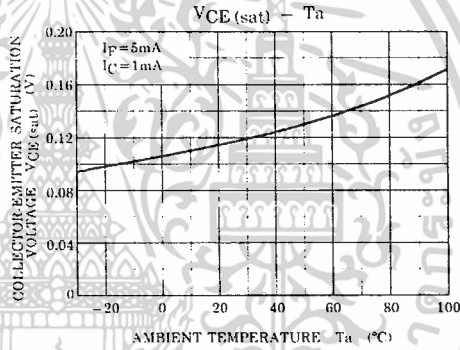
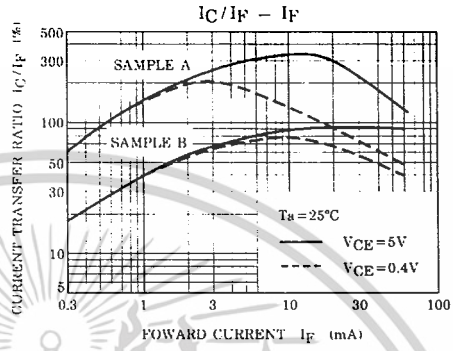
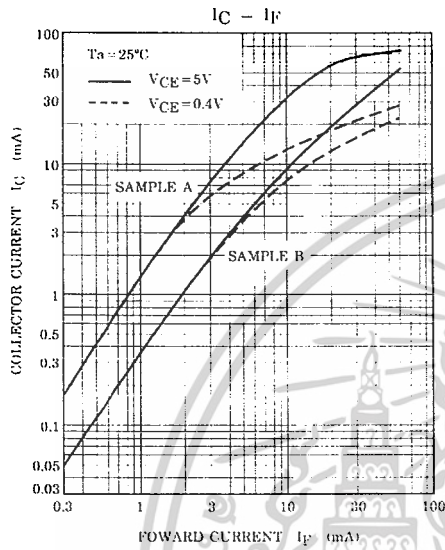
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

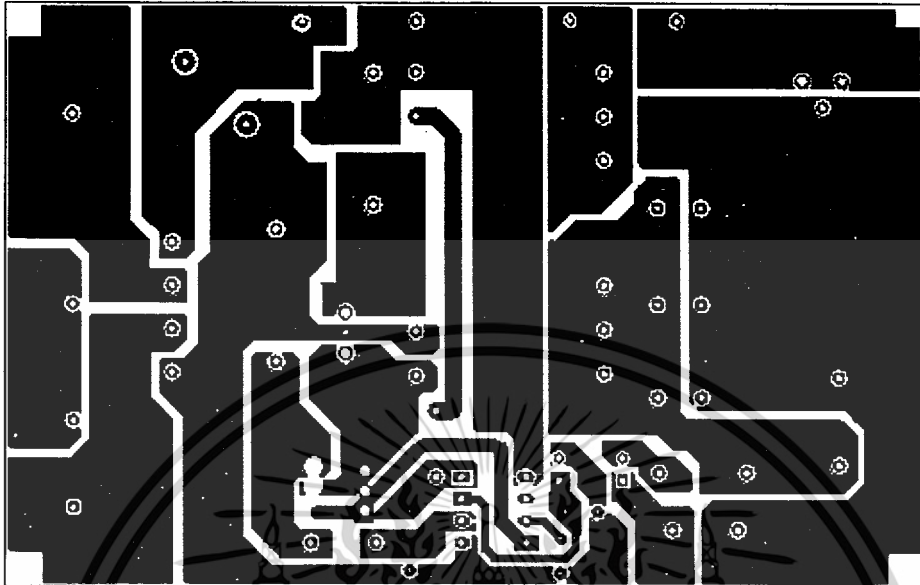
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

ภาคผนวก ง

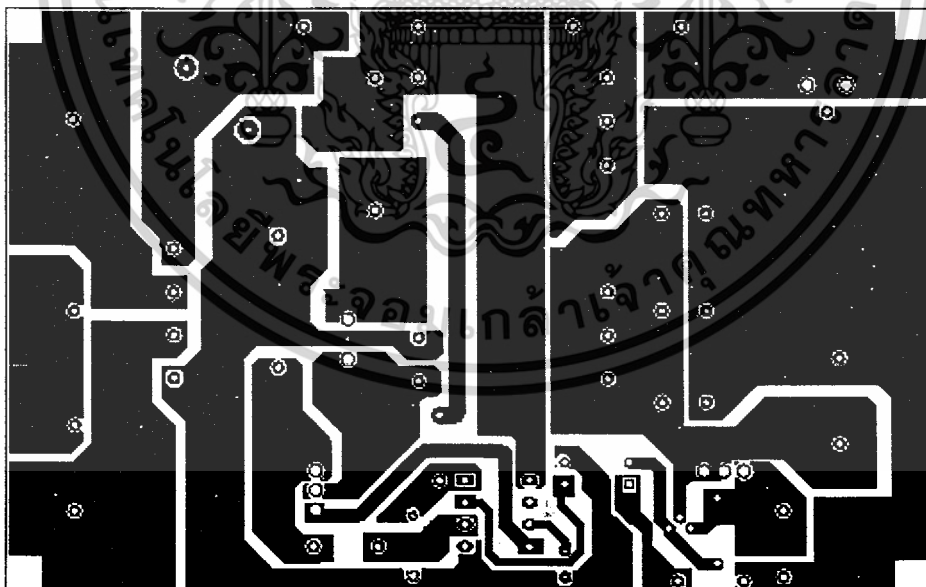
**แบบลายทองแดงวงจร**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

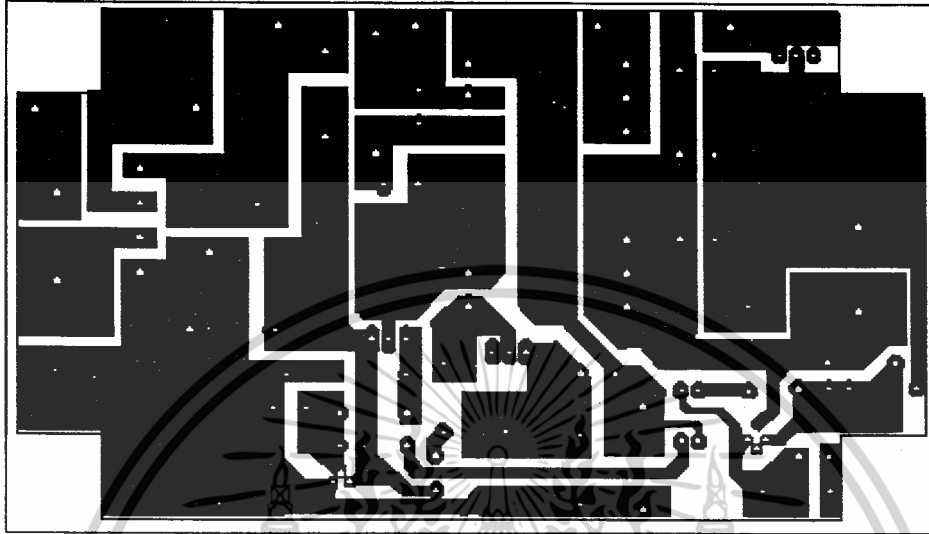


รูปที่ ง.1 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับซีเนอร์ไดโอดเป็นวงจรป้อนกลับ



รูปที่ ง.2 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี NCP1207 และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.3 แบบลายอุปกรณ์ของวงจรเซลฟ-ออสซิลเลตติงฟลายแบคคอนเวอเตอร์และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับ

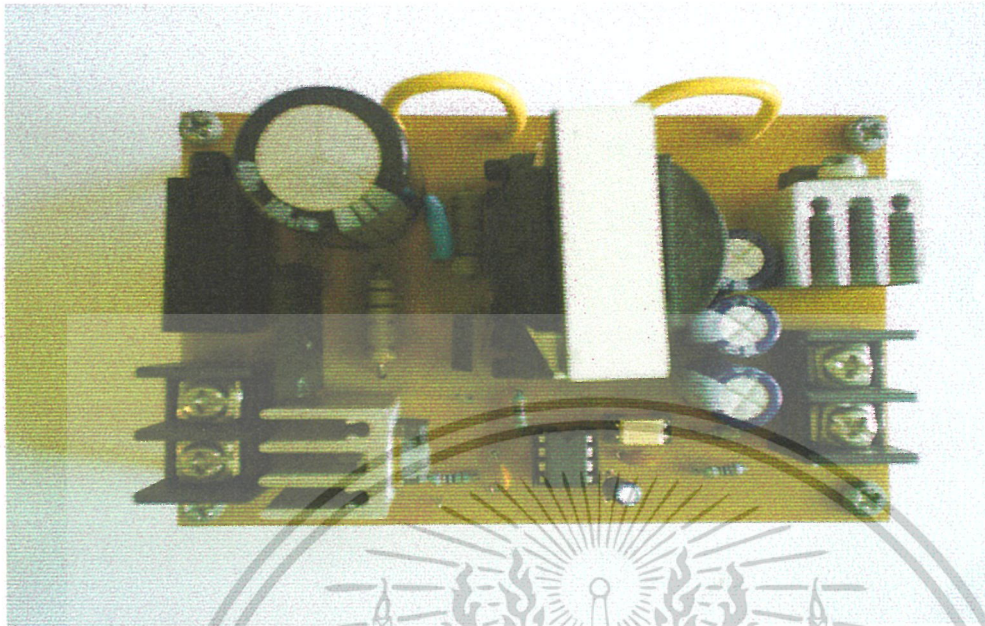
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

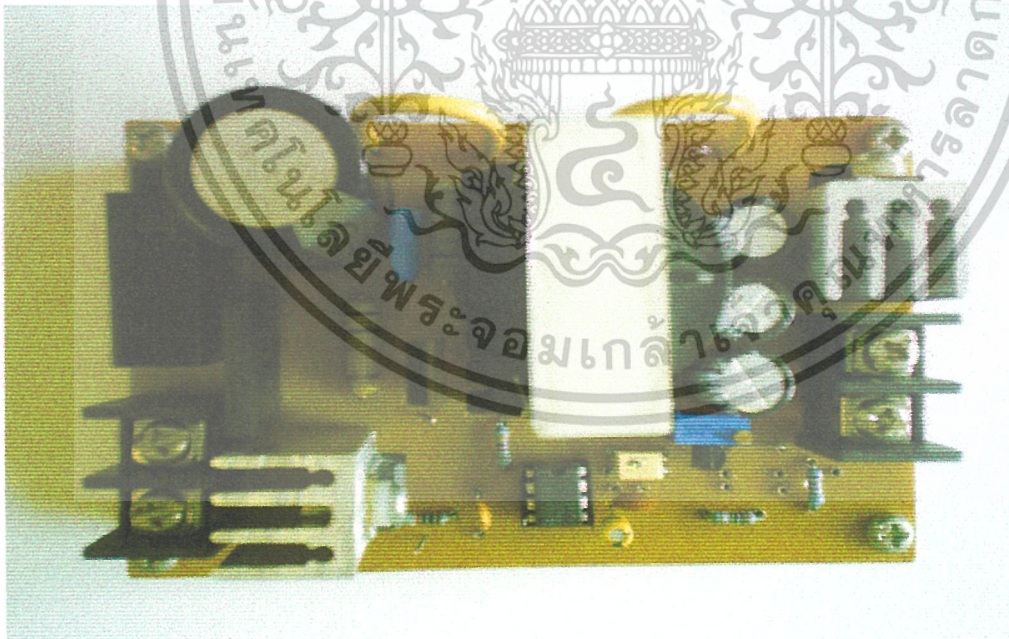
## ภาพถ่ายงานปริญญานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

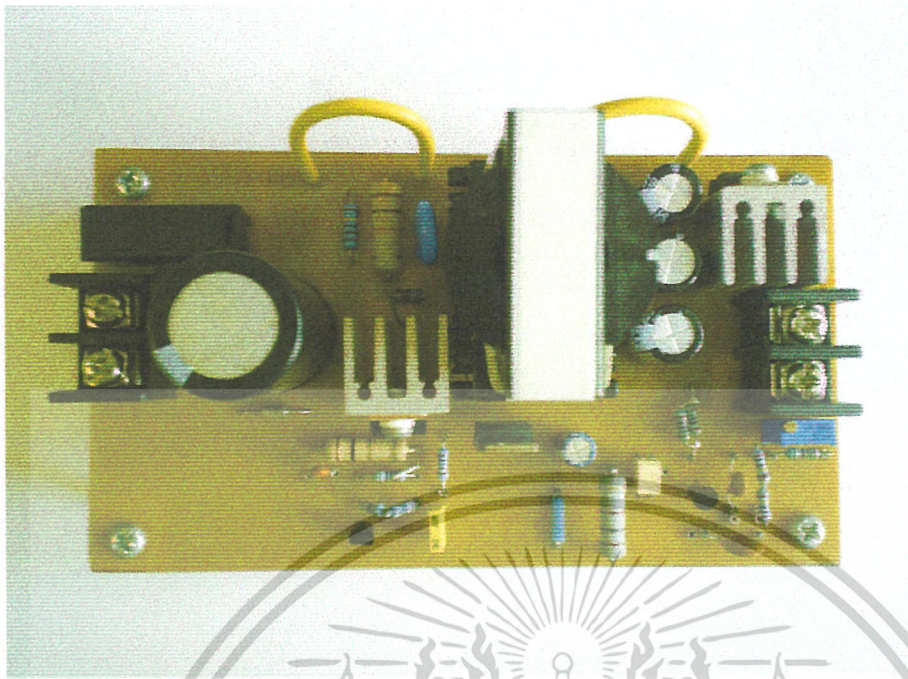


รูปที่ จ.1 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด

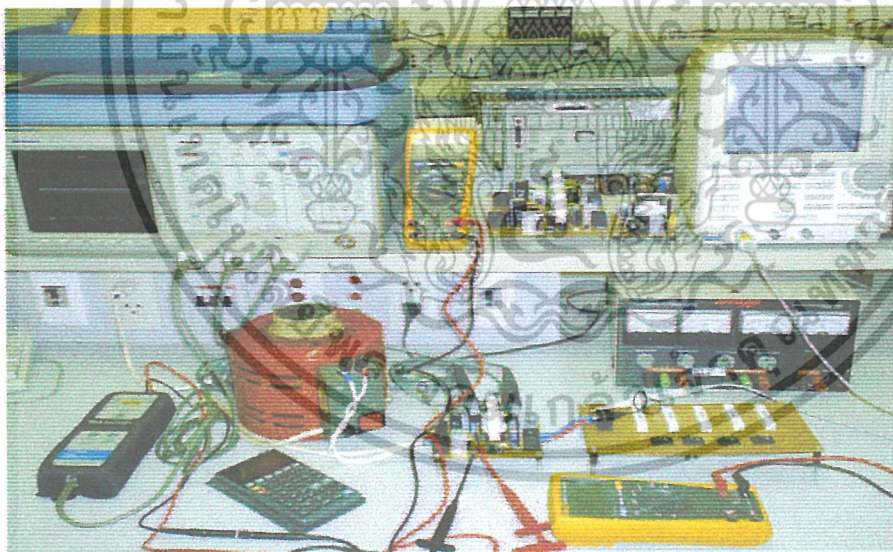


รูปที่ จ.2 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวไอซี TL431

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๑.๓ ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ แบบออสซิลเลทการทำงานภายในตัวเอง



รูปที่ ๑.๔ ภาพถ่ายการต่อวัดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวซีเนอร์ไดโอด

การต่อวัดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ใช้ไอซี NCP1207 ทำงานร่วมกับตัวไอซี TL431 และการต่อวัดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แบบต้น แบบออสซิลเลทการทำงานภายในตัวเองโดยไม่ใช้ไอซีควบคุมการทำงาน จะต่อวัดเหมือนกันดังแสดงดังรูปที่ ๑.๔ เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ทางวิชาการเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท สำหรับคำแนะนำ คำปรึกษาทางวิชาการและความกรุณา ที่เปิดโอกาสให้ผู้ทำปริญญาโทได้ แสดงความคิดเห็นทั้งที่เป็นประโยชน์และไม่มีประโยชน์ ได้ใช้เวลาพำสนอย่างเต็มที่ ซึ่งเป็นสิ่งที่เห็นได้จกจินตนาและทำมาโดยตลอดช่วงระยะเวลาที่ทำปริญญาโทเล่มนี้ ขอกราบ ขอบพระคุณเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญาโทนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ปริญญาโท ทุกคนในห้องวิจัยสำหรับความช่วยเหลือต่างๆ และให้ กำลังใจต่อผู้ทำปริญญาโทตลอดมา

ขอขอบคุณบุคลากรของภาควิชาที่อำนวยความสะดวกต่างๆ ตลอดเวลาการทำปริญญาโท

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาโทนี้ให้ต่อยอดส่งเสริมแก่ท่านและผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- วนวัฒน์ กลีบจ่าปี “การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2548.
- ศุภชัย หอวิมานพร “การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- สุวัฒน์ คั่น “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”, แอนเทิลไทย, 2537.
- Brian T. Irving and Milan M. Jovanovic "Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 2, pp 897-903, 2002.
- Daniel W. Hart. **Introduction to Power Electronics**. Prentice-hall, inc.1997.
- H. W. Whittington, B. W. Flynn and D. E. Macpherson. **Switched Mode Power Supplies: Design and Construction**. Research Studies Press Ltd. 1992.
- L. Umanand, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters**. Wiley Eastem Limited. 1992.
- NCP1207 (Databook), ON semiconductor, 2001.
- TL431 (Databook), Fairchild semiconductor.
- TLP621 (Databook), Toshiba.