

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การทำงานแบบซอฟต์แวร์คอมมิวเตชันของอุปกรณ์สวิทช์ใน
ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

Soft Commutation of Switches in DC-DC Converter



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72885
วัน,เดือน,ปี..... 25 ส.ย. 2550

b. 11274009
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **การทำงานแบบซอฟต์แวร์คอมมิวเตชันของอุปกรณ์สวิทช์ใน ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์**

Soft Commutation of Switches in DC-DC Converter

ผู้จัดทำ นาย สันทัศน์ พรตเจริญ 47015306
นาย สาวิตร ทummณี 47015307



นนทวัฒน์ จุลเคชะ

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานแบบซอฟต์แวร์คอมมิวเตชันของอุปกรณ์สวิทช์ใน คิซี-คิซีคอนเวอร์เตอร์

นาย สันทัด พรตเจริญ

รหัสนักศึกษา 47015306

นาย สาวิตร ทুমมณี

รหัสนักศึกษา 47015307

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

บทคัดย่อ

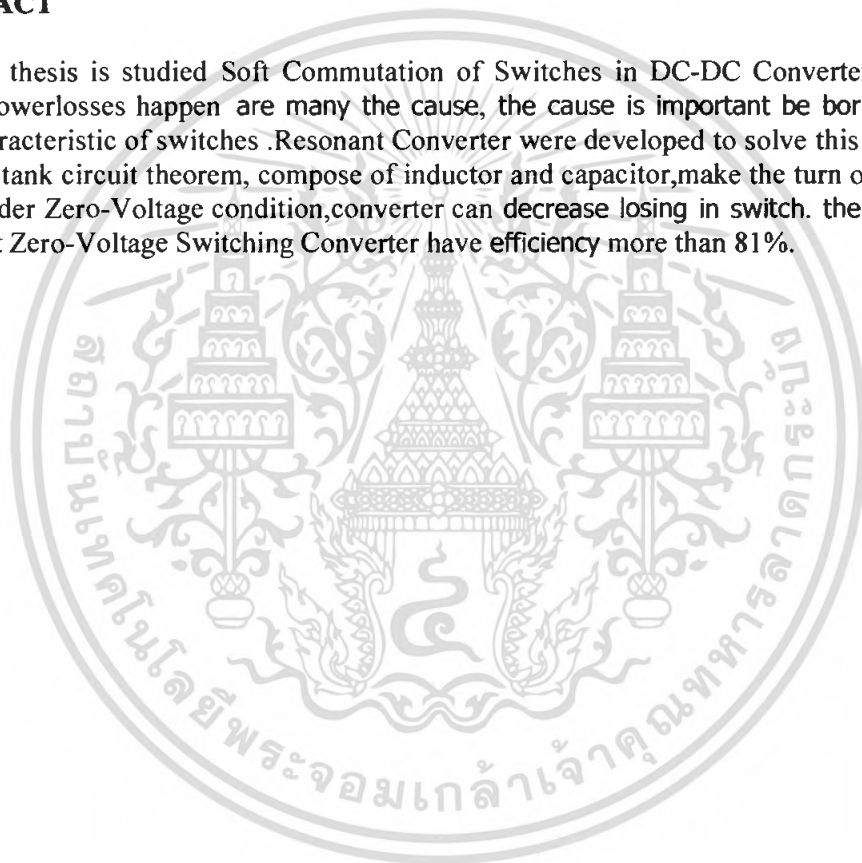
ในปริิณยานิพนธ์ฉบับนี้เรียบเรียงจากผลงานที่เป็นการศึกษาเกี่ยวกับเรื่อง การสวิทช์ โดยแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเกิดจากหลายสาเหตุ และสาเหตุสำคัญสาเหตุหนึ่งมาจากความไม่แน่นอนของสวิทช์ขณะเปิด/ปิดด้วยเหตุนี้ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จึงถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ไขปัญหานี้ โดยอาศัยหลักการเกิดเรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเข้ามาทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์มีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่สวิทช์จะเข้าสู่ช่วงเวลาขณะเปิด/ปิดสวิทช์ยังผลให้ลดการสูญเสียที่สวิทช์ลงได้ จากการทดลองแล้วพบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิทช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ นั้นมีประสิทธิภาพมากกว่า 81%

Soft Commutation of Switches in DC-DC Converter

Mr.Santad Protjaroen
Student ID: 47015306
Mr.Sawit Tummanee
Student ID: 47015307
Thesis Advisor Dr.Nontawat Chuladaycha

ABSTRACT

This thesis is studied Soft Commutation of Switches in DC-DC Converter, show that almost power losses happen are many the cause, the cause is important be born from not ideal characteristic of switches. Resonant Converter were developed to solve this problem by resonant tank circuit theorem, compose of inductor and capacitor, make the turn on switching occur under Zero-Voltage condition, converter can decrease losing in switch. the experiment Resonant Zero-Voltage Switching Converter have efficiency more than 81%.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาานิพนธ์ สำหรับคำแนะนำและความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยนี้

ขอขอบคุณพี่ๆป.โท สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเกี่ยวกับการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของผู้วิจัย สำหรับการสนับสนุนและส่งเสริมในทุกๆด้านจนปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 บทนำ	4
2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซิงค์กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์	6
2.2.1 หลักการทำงานเบื้องต้น	6
2.2.2 การวิเคราะห์การทำงานคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซิงค์กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์	8
2.2.2.1 ช่วงเวลา $0-t_1$	8
2.2.2.2 ช่วงเวลา t_1-t_2	9
2.2.2.3 ช่วงเวลา t_2-t_3	10
2.2.2.4 ช่วงเวลา t_3-T	11
2.2.3 ค่าแรงดันไฟฟ้าค่านอก	12
2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซิงค์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	14
2.3.1 หลักการทำงานเบื้องต้น	14
2.3.2 การวิเคราะห์การทำงานคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซิงค์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน **แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์** การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน 16 การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.2.1 ช่วงเวลา $0 - t_1$	16
2.3.2.2 ช่วงเวลา $t_1 - t_2$	17
2.3.2.3 ช่วงเวลา $t_2 - t_3$	20
2.3.2.4 ช่วงเวลา $t_3 - T$	21
2.3.3 ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก	22
2.4 สรุปผล	24
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	25
3.1 บทนำ	25
3.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง	25
3.2.1 การออกแบบสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะ แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	25
3.2.2.1 การออกแบบการพัน L_r	31
3.2.2.2 การออกแบบการพัน L_o	33
3.3 การออกแบบสร้างวงจรพีดับลิวิตีเอ็ม	34
3.3.1 การทำงานของไอซีเบอร์ UC3864 (Resonant – Mode Power Supply Controller)	34
3.3.2 การทำงานของขาต่างๆของไอซีเบอร์ UC3864	34
3.3.2.1 ขา Error Amplifier (E/A)	34
3.3.2.2 ขา Voltage Control Oscillator (VCO)	35
3.3.2.3 ขา One-Shot timing generator กับ Zero Detection Comparator	35
3.3.2.4 ขา Fault	35
3.3.2.5 ขา แรงดันไฟฟ้า 5 โวลต์	35
3.3.2.6 ขา Soft-Ref	35
3.3.2.7 ฟังก์ชัน Under Voltage Lockout (UVLO)	36
3.3.3 การหาค่าต่างๆที่ใช้จะใช้ในการต่อกับ ไอซีเบอร์ UC3864	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 การเลือกใช้สวิทช์และการออกแบบการควบคุมการทำงานของสวิทช์	37
3.4.1 การพิจารณาถึงลักษณะของสวิทช์ที่จะนำมาใช้งานว่าควรใช้สวิทช์แบบใด	37
3.4.1.1 คุณสมบัติของสวิทช์ที่ต้องการใช้ในคอนเวอร์เตอร์	37
3.4.1.2 ทรานซิสเตอร์รอยต่อ ไบ โพลาร์ (Bipolar Junction Transistor:BJT)	38
3.4.1.3 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)	38
3.4.2 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับ วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัก	39
3.5 การออกแบบสร้างระบบควบคุมแบบป้อนกลับ	41
3.5.1 ผลตอบสนองของการควบคุมที่ดี	41
3.5.2 ความยากง่ายในการควบคุมของโปรเซส	44
3.5.3 สาเหตุของการขาดเสถียรภาพของระบบ	45
3.5.4 ชนิดของตัวควบคุมในอุตสาหกรรม	45
3.5.4.1 ตัวควบคุมแบบ พี (Proportional Controller (P))	46
3.5.4.2 ตัวควบคุมแบบ พีไอ (Proportional Integral (PI))	47
3.5.4.3 ตัวควบคุมแบบ พีไอดี (Proportional Integral Derivative (PID))	48
3.5.5 วงจรตัวควบคุมแบบ ต่างๆที่ต่อใช้งาน	49
3.5.6 ควบคุมแบบ พี ไอ ที่ต่อใช้งานจริง	52
 บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	 53
4.1 บทนำ	53
4.2 รูปแสดงการต่อวงจรแบบลูปปิด(Close Loop)	54
4.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออก	55
4.3.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลง	57
4.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก	59
4.3 การทดสอบการสูญเสียที่สวิทช์	59
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	65
เอกสารอ้างอิง	66
ภาคผนวก ก ภาพถ่ายของงานวิจัย	68
ภาคผนวก ข ตารางแกนเฟอร์ไรต์	70
ภาคผนวก ค ตารางขนาดลวดตัวนำ	75
ภาคผนวก ง ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864	78
ภาคผนวก จ ข้อมูลของมอสเฟต FQP18N50V2	87
ภาคผนวก ฉ ข้อมูลของช็อกกี้ไอโอด STH3003CW และข้อมูลของช็อกกี้ไอโอด 30CTQ060	96

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 อัตราส่วน นี้จะเป็นค่าที่ใช้ประเมินความยากง่ายในการควบคุม และเลือกใช้แบบควบคุม	44
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวิเคราะห์ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อแรงดันไฟฟ้า ที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง	56
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการวิเคราะห์ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้า ที่ทางออกเปลี่ยนแปลง	58
ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ	64



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	1
รูปที่ 2.1 แสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขณะทำการเปิดสวิทช์และปิดสวิทช์	4
รูปที่ 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิทช์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์และโหมคการทำงาน	7
รูปที่ 2.3 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา 0 ถึง t_1	8
รูปที่ 2.4 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา $t_1 - t_2$	10
รูปที่ 2.5 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา $t_2 - t_3$	11
รูปที่ 2.6 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา $t_3 - T$	12
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_o}$ ที่ค่า r ต่างๆ	14
รูปที่ 2.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิทช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์และโหมคการทำงาน	15
รูปที่ 2.9 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา 0 - t_1	17
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_1 - t_2$	20
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_2 - t_3$	21
รูปที่ 2.12 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_3 - T$	22
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_o}$ ที่ค่า r ต่างๆ	23
รูปที่ 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิทช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในการออกแบบหาค่าต่างๆ	25
รูปที่ 3.2 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลาการทำงานในหนึ่งคาบเวลาการทำงาน	25
รูปที่ 3.3 รูปจำลองของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์	38
รูปที่ 3.4 รูปจำลองของมอสเฟตกำลัง	38
รูปที่ 3.5 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบัค	39
รูปที่ 3.6 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ	42

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.7 ลักษณะของสัญญาณความสูงหนึ่งหน่วย (Unit Step Input)	42
รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองของสัญญาณความสูงหนึ่งหน่วย(Unit Step Input)	43
รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองของสิ่งรบกวน (Disturbance)	43
รูปที่ 3.10 ลักษณะของสัญญาณที่จะเข้าสู่ตัวควบคุม(Controller)	45
รูปที่ 3.11 การตอบสนองเมื่อกระบวนการเป็นระบบอันดับ 1	46
รูปที่ 3.12 การตอบสนองเมื่อกระบวนการเป็นระบบ เป็นแบบอานเดอร์แดมป์ (Under damped)	47
รูปที่ 3.13 การตอบสนองของระบบเมื่อใช้การควบคุมแบบ PI	48
รูปที่ 3.14 การตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PID	49
รูปที่ 3.15 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พี	49
รูปที่ 3.16 แสดงวงจร ควบคุมแบบ ไอ	50
รูปที่ 3.17 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พี ไอ	50
รูปที่ 3.18 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พีดี	51
รูปที่ 3.19 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พีไอดี	51
รูปที่ 4.1 วงจรจริงที่ใช้ในการทดลอง	54
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางเข้า	56
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ทางออก	57
รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองของแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดัน ไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3Aที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 20 V	60
รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองของแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดัน ไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 5A ที่แรงดัน ไฟฟ้าทางเข้า 20 V	60
รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองของแรงดัน ไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดัน ไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3Aที่แรงดัน ไฟฟ้าทางเข้า 25 V	61

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 5A ที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 25 V	61
รูปที่ 4.8 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า $F_{s,min} = 12.092kHz$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min} = 1\Omega$ และ $V_{s,min} = 20V$	62
รูปที่ 4.9 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,max} = 42.102kHz$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,max} = 5\Omega$ และ $V_{s,min} = 20V$	62
รูปที่ 4.10 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,min} = 16.20kHz$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min} = 1\Omega$ และ $V_{s,max} = 25V$	62
รูปที่ 4.11 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,max} = 49.6kHz$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,max} = 5\Omega$ และ $V_{s,max} = 25V$	62
รูปที่ 4.12 รูปแสดงการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	64

บทที่ 1

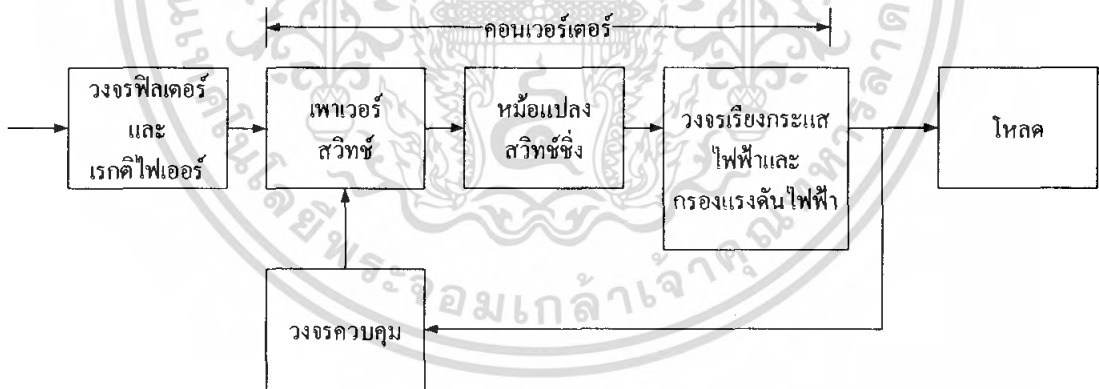
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เพาเวอร์ซัพพลายที่รู้จักกันโดยส่วนใหญ่นั้น มักจะเป็นเพาเวอร์ซัพพลายที่เรียกว่าลิเนียร์ เพาเวอร์ซัพพลายที่มีหม้อแปลงขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก นอกจากนี้ยังมีประสิทธิภาพที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นขีดจำกัดในการพัฒนาของเพาเวอร์ซัพพลายแบบนี้

จากขีดจำกัดที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดของหม้อแปลงที่เล็กและมีน้ำหนักเบา ซึ่งคุณสมบัติข้อนี้ทำให้สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายถูกนำไปใช้ในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก แต่ต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดเล็ก และให้กำลังงานไฟฟ้าได้สูงด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร เครื่องรับโทรทัศน์ ฯลฯ ดังนั้นการที่เราจะกล่าวไว้ในโลกของอิเล็กทรอนิกส์นั้น การเรียนรู้หลักการทำงานและการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นสิ่งที่จำเป็นมากนั้นคงจะไม่ผิดจากความเป็นจริงไปนัก

องค์ประกอบของสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีพื้นฐานคล้ายคลึงกับเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

จากรูปจะเห็นได้ว่าหัวใจหลักของสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั่นอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันไฟฟ้าและคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกด้วย ดังนั้นในการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น ส่วนแรกที่เราจะออกแบบก็คือ ส่วนของคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง

ถ้าเราพิจารณาว่าสวิตช์มีความเป็นอุดมคติก็จะมีค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียเกิดเลย แต่ในความเป็นจริงแล้วสวิตช์ที่ผลิตได้นั้นไม่ได้มีความเป็นอุดมคติ นั่นคือ ณ ช่วงเวลาขณะเปิดสวิตช์ (Turn On) และช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ (Turn Off) ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ควบคุมสวิตช์จะไม่เป็นสัญญาณขั้นบันได (Step Function) ที่มีค่าความชันเป็น α แต่จะเปลี่ยนแปลงแบบสัญญาณที่มีความชันน้อยกว่า α ทำให้ ณ ช่วงเวลาขณะเปิดสวิตช์ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ยังมีค่าตกลงไม่ถึงศูนย์ และในช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ยังลดลงไม่ถึงศูนย์ ทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียในสวิตช์ ซึ่งถ้าเราทำการสวิตช์ซึ่งด้วยความถี่สูงก็จะยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานมากขึ้น

การแก้ไขปัญหาความสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าในการสวิตช์ (Switching Power Loss) และ EMI จึงควรทำให้คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ในช่วงขณะเปิดและขณะปิดด้วยค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็น ศูนย์

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ (Resonant Converter) เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง โดยอาศัยหลักการของการเรโซแนนท์และคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด) และคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด) เข้ามาทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็น ศูนย์ (Zero Voltage Switching: ZVS) ในช่วงขณะเปิดสวิตช์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาการทำงานการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ ขณะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าและเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบเรโซแนนท์ โดยจะกล่าวถึงในแบบที่มีการสวิตช์ซึ่งในขณะที่มีกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ Zero-Current Switching และแบบที่มีการสวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ Zero-Voltage Switching

2. เพื่อศึกษาการออกแบบและสร้างวงจร Zero-Voltage Switching: ZVS

3. วิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมของวงจร Zero-Voltage Switching: ZVS

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.ศึกษาหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

2.หลักการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

3.การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ด้วยโปรแกรม

4. การสร้างวงจรจริงของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ให้มีคุณสมบัติตามต้องการ ได้แก่ มีเสถียรภาพ มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกที่ดี และสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว



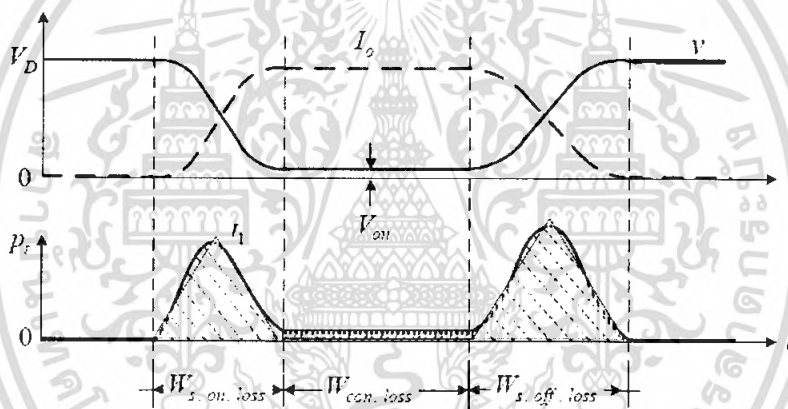
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 บทนำ

คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่ง (Switching Converter) โดยทั่วไปจะเกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้า (Power Loss) ของสวิตช์ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ (Turn On) และช่วงขณะปิดสวิตช์ (Turn Off) ซึ่งถ้าหากคอนเวอร์เตอร์นี้ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงขึ้น ก็จะทำให้สูญเสียกำลังงานไฟฟ้ามากขึ้นตาม



รูปที่ 2.1 แสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขณะทำการเปิดสวิตช์และปิดสวิตช์

จากกราฟจะเห็นว่า การสูญเสียกำลังงานของสวิตช์ทั้งหมด จะเกิดขึ้นจากช่วงขณะเปิดสวิตช์ และขณะปิดสวิตช์ การสูญเสียกำลังงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่งส่วนใหญ่ จะเกิดจากการที่ ในช่วงขณะเปิดและขณะปิดสวิตช์นั้น มีค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าเทียบกับเวลา $\left(\frac{d_i}{d_t}\right)$

และค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับเวลา $\left(\frac{d_v}{d_t}\right)$ ของสวิตช์มีค่าสูงมากส่งผลให้ค่า

การรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) สูงด้วย นอกเหนือจากการเกิดปัญหาการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าของสวิตช์ ที่มากขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นดังที่กล่าวมาแล้ว

นอกจากนี้ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่ง โดยทั่วไปคือค่าการเปลี่ยนแปลงของ

กระแสไฟฟ้าเทียบกับเวลากับค่าการเปลี่ยนแปลงของ แรงดันไฟฟ้าเทียบกับเวลาของสวิตช์มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ของเอกสารนี้ กรุณาติดต่อผู้จัดทำเอกสารทุกครั้ง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก (มีค่าความชันของกราฟ (Slope) ค่อนข้างมาก) ดังนั้นการเลือกสวิตช์ที่มีความไวในการเปลี่ยนสถานะสูง จะสามารถช่วยลดค่าความสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าลงได้มาก ไดโอดที่มีค่าเวลาในการกลับคืน (Recovery Time) มาก (มีคุณสมบัติทางด้านการกลับคืนย้อนกลับ (Reverse Recovery Characteristics) ไม่ดี) เมื่อมาประกอบกับค่าของการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าเทียบกับเวลาและการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับเวลาที่มีค่าสูง จะส่งผลให้เกิดค่าการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและยังส่งผลให้ สวิตช์ต้องทนรับค่าความเค้นของการสวิตช์ (Switching Stress) ที่สูงด้วย

การแก้ปัญหาค่าความเค้นของการสวิตช์ความสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าในการสวิตช์ (Switching Power Loss) และ EMI จึงควรทำให้คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ในช่วงขณะเปิดและขณะปิด ด้วยค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์

โดยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ (Resonant Converter) เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง โดยอาศัยหลักการของการเรโซแนนท์ และคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ (ที่ด้านทานการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด) เข้ามาทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็น ศูนย์ (Zero Voltage Switching:ZVS) ในช่วงขณะเปิดสวิตช์หรือทำให้เกิดค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Current Switching:ZCS) ในช่วงขณะปิดสวิตช์

2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิทช์ชิงขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์

2.2.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

เป็นวงจรที่อาศัยข้อดีจากการออสซิลเลต (Oscillation) วงจร L-C ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิทช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ในวงจรในรูปที่ 2.2(ก) จะคล้ายกับวงจร บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำด้านออก (L_o) จะถือว่าเป็น ริปเปิ้ล (Ripple) ของกระแสไฟฟ้าแต่จะมีเฉพาะไฟฟ้ากระแสตรงที่ไหล (I_o)

เมื่อสวิทช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า ไคโอดจะนำกระแสไฟฟ้า ทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวเหนี่ยวนำ ด้านออกและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_r) จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังวงจรในรูปที่ 2.2 (ข)

เมื่อสวิทช์นำกระแสไฟฟ้า ไคโอดในช่วงแรกจะยังคงนำกระแสไฟฟ้าเนื่องจากผลของช่วงเวลาพื้นตัวกลับทางของไคโอดทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหล (I_o) ไหล ซึ่งช่วงนี้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L_r) จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย (V_s)

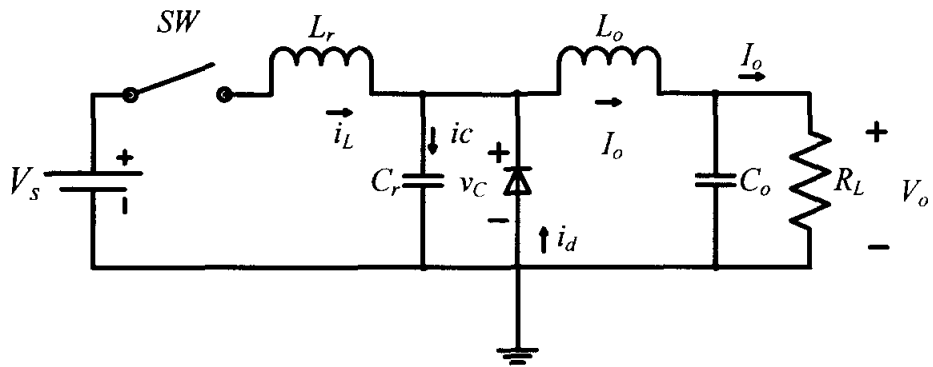
กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน $L_r (i_{Lr})$ จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น และไคโอดจะยังคงนำกระแสไฟฟ้า หาก i_{Lr} ยังมีค่าน้อยกว่า I_o จนกระทั่ง i_{Lr} มีค่าเท่ากับ I_o ไคโอดจะหยุดนำกระแสไฟฟ้า

ถ้าหากกำหนดให้ I_o มีค่าคงที่จะเสมือนว่ามีแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่ไหล และเกิดการออสซิลเลตของวงจร L-C แบบ อันเดอร์แดมป์ (Underdamped) ดังนั้น i_{Lr} จะเป็นศูนย์และยังคงเป็นศูนย์หากสวิทช์นำกระแสไฟฟ้าได้ทิศทางเดียว (Unirectional) สวิทช์จะเริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ หรือหมายถึงการสวิทช์ขณะกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิทช์มีค่าเป็นศูนย์ และทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิทช์ (ผลคูณของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่สวิทช์เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านที่สวิทช์มีค่าเป็นศูนย์) ดังวงจรในรูปที่ 2.2 (ค)

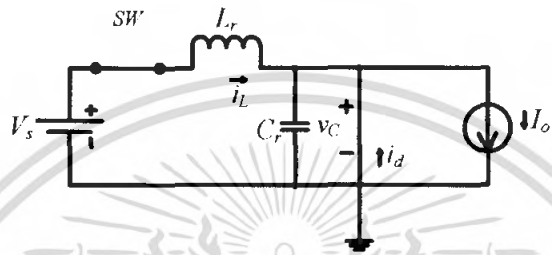
หลังจากที่กระแสไฟฟ้าในสวิทช์เท่ากับศูนย์ แรงดันไฟฟ้าบวกตกคร่อมตัวเก็บประจุ จะทำให้ไคโอดถูกไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นกระแสไฟฟ้า I_o ก็จะไหลผ่าน C_r โดยกระแสไฟฟ้า i_{Cr} จะเท่ากับ $-I_o$ ดังวงจรในรูปที่ 2.2 (ง)

หากกระแสไฟฟ้า I_o คงที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุจะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

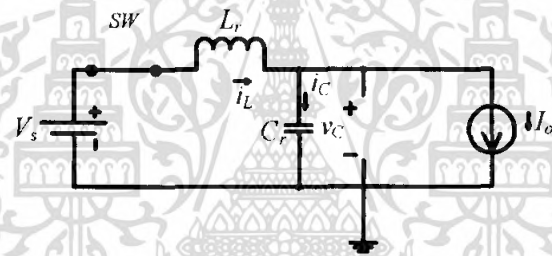
เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็นศูนย์ ไคโอดจะนำกระแสไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง ทำให้ยังคงมีกระแสไฟฟ้า I_o ไหลดังวงจรในรูปที่ 2.2 (จ) และวงจรก็จะกลับไปสู่วงจรเริ่มต้นอีกครั้งหนึ่ง



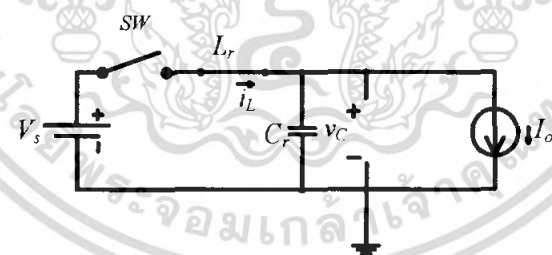
(ก)



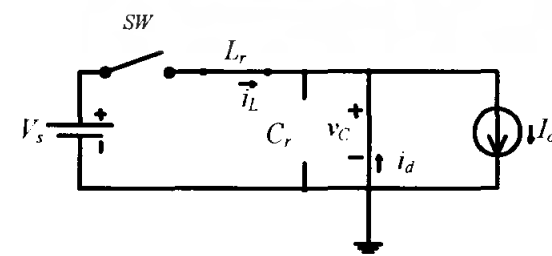
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์และโหมดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารงานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์

2.2.2.1 ช่วงเวลา $0-t_1$

เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าที่เวลา $t=0$ ดังในรูปที่ 2.2 (ข) และ 2.3 ไดโอดจะนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L_r) จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย (V_s) โดยกระแสไฟฟ้าใน (L_r) จะเริ่มต้นจากศูนย์ดังสมการที่ (2.1)

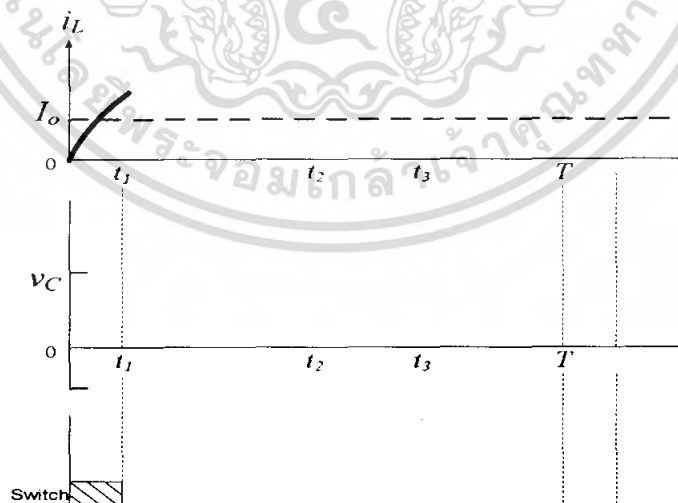
$$i_L(t) = \frac{1}{L_r} \int_0^t V_s d\lambda = \frac{V_s}{L_r} t \quad (2.1)$$

และที่เวลา $t=t_1$ กระแสไฟฟ้า i_L จะเพิ่มขึ้นถึง I_o มีผลทำให้ไดโอดหยุดนำกระแสไฟฟ้า โดยเวลา t_1 จะหาได้จากสมการที่ (2.2)

$$i_{Lr}(t_1) = I_o = \frac{V_s}{L_r} t_1 \quad (2.2)$$

$$t_1 = \frac{I_o L_r}{V_s}$$

จะมีข้อสังเกตคือแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงเวลานี้



รูปที่ 2.3 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา

0 ถึง t_1
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 ช่วงเวลา $t_1 - t_2$

เมื่อไดโอดหยุดนำกระแสไฟฟ้าที่ $t = t_1$ โดยมีวงจรสมมูลดังในรูปที่ 2.1 (ค) และมีรูปวงจร กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า ในรูปที่ 2.4 ในวงจรสมมูลจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_C(t) = V_s - L_r \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.3)$$

และ

$$i_C(t) = i_L(t) - I_o \quad (2.4)$$

เมื่อทำการอนุพันธ์ สมการที่ (2.3) และแทนค่า i_C จะสามารถหาค่า i_L ที่เริ่มต้นจากเวลาที่ i_L เท่ากับ I_o

$$i_L(t) = I_o + \frac{V_s}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1) \quad (2.5)$$

โดยที่ Z_0 คือ ค่าลักษณะของอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.6)$$

โดยที่ ω_0 คือความถี่ของการออสซิลเลต

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.7)$$

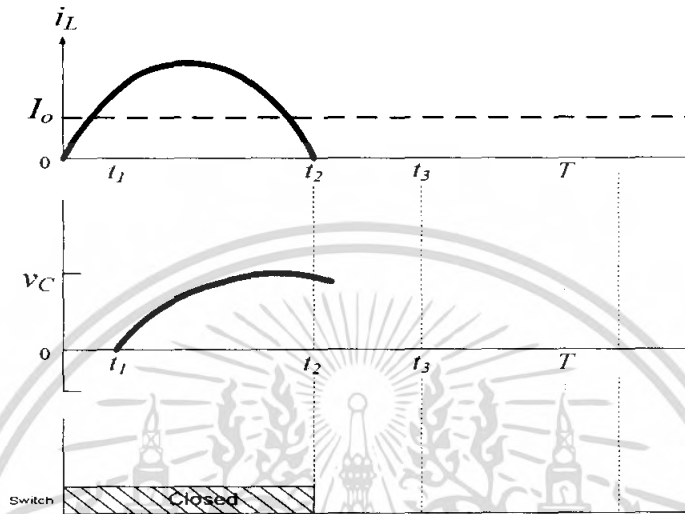
สมการที่ (2.5) จะมีค่าในช่วง $t_1 - t_2$ ซึ่งเป็นช่วงของการออสซิลเลตจะมีค่าดังนี้

$$t_1 - t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{I_o Z_0}{V_s} \right) + \pi \right] \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุในสมการที่ (2.3) จะถูกแทนค่าด้วย i_L ในสมการที่ (2.5) ดังแสดงในสมการที่ (2.9) โดยมีค่าสูงสุดเป็นสองเท่าของ V_s ดังนี้

$$v_C(t) = V_s [1 - \cos \omega_0(t - t_1)] \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.4 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา $t_1 - t_2$

2.2.2.3 ช่วงเวลา $t_2 - t_3$

หลังจากที่กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำตกลงเป็นศูนย์ที่เวลา t_2 กระแสไฟฟ้าที่สวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสีย ซึ่งจะมิวงจรสมมูลดังในรูปที่ 2.1 (ง) และมีรูปกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.5 ช่วงนี้ไดโอดจะไม่นำกระแสไฟฟ้าเพราะว่า $v_C > 0$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าในตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ $-I_o$ และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุจะลดลงอย่างเชิงเส้น โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_C(t) = \frac{1}{C_r} \int -I_o d\lambda + v_C(t_2) = \frac{I_o}{C_r} (t_2 - t) + v_C(t_2) \quad (2.10)$$

โดย $V_C(t_2)$ จะหาได้จากการแทนค่า $t = t_2$ ลงในสมการที่ (2.9)

$$V_C(t_2) = V_s [1 - \cos \omega_0(t_2 - t_1)] \quad (2.11)$$

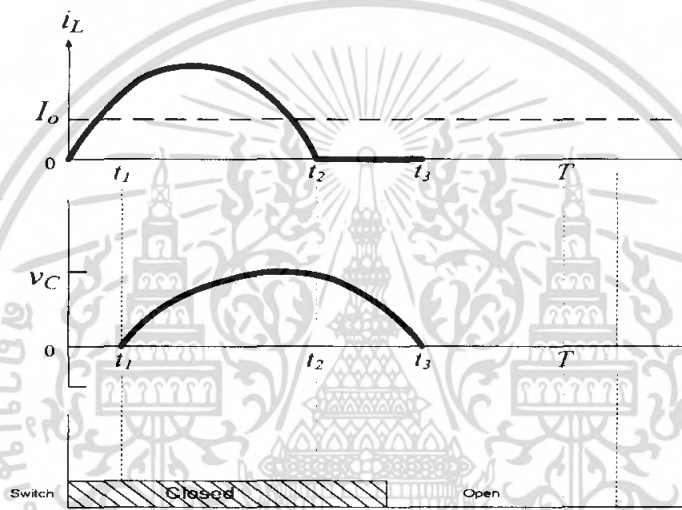
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (2.11) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

$$v_C(t) = -\frac{I_o}{C_r}(t-t_2) + V_s[1 - \cos \omega_0(t_2 - t_1)] \quad (2.12)$$

เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ที่เวลา $t = t_3$ ดังนั้นจะได้

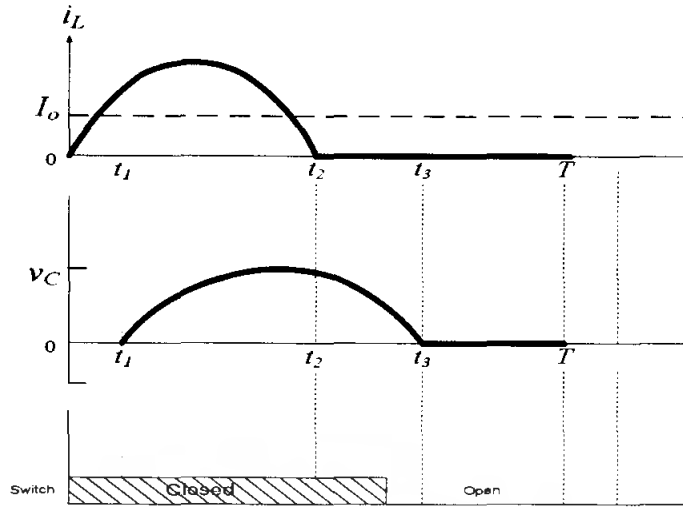
$$t_3 - t_2 = v_C(t) = \frac{C_r V_C(t_2)}{I_o} = \frac{C_r V_s}{I_o} [1 - \cos \omega_0(t_2 - t_1)] \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.5 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรในช่วงเวลา $t_2 - t_3$

2.2.2.4 ช่วงเวลา $t_3 - T$

ในช่วงเวลานี้ i_L จะมีค่าเป็นศูนย์ และสวิตช์จะไม่นำกระแสไฟฟ้า ขณะที่ไดโอดจะนำกระแสไฟฟ้าเท่ากับ I_o และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r เท่ากับศูนย์ พิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1 (จ) ช่วงเวลานี้จะเป็นช่วงเวลาที่แตกต่างกับช่วงเวลาอื่นในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ (T) ซึ่งจะคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าได้จากค่าพารามิเตอร์ส่วนอื่นของวงจร



รูปที่ 2.6 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจร ในช่วงเวลา $t_3 - T$

2.2.3 ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะสามารถหาได้จากหลักสมมูลพลังงาน คือพลังงานที่จ่ายจากแหล่งจ่ายจะเท่ากับพลังงานที่โหลดได้รับในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ พลังงานที่จ่ายจากแหล่งจ่ายเท่ากับ

$$W_s = \int_0^T p_s(t)dt = V_s \int_0^T i_L(t)dt \tag{2.14}$$

พลังงานที่โหลดได้รับคือ

$$W_o = \int_0^T p_o(t)dt = V_o I_o T = \frac{V_o I_o}{f_s} \tag{2.15}$$

เมื่อ f_s คือความถี่สวิตช์ซิ่ง และจากสมการที่ (2.1) และ(2.5)

$$\int_0^T i_L(t)dt = \int_0^{t_1} \frac{V_s}{L_r} dt + \int_{t_1}^{t_2} \left[I_o + \frac{V_s}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1) \right] dt \tag{2.16}$$

เอกสารนี้เมื่อใช้หลักการสมมูลพลังงานคือ $W_s = W_o$ จะหาแรงดันไฟฟ้าด้านออก V_o ได้ดังนี้ **ขอสงวน** ขันด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_s f_s \left[\frac{t_1}{2} + (t_2 - t_1) + \frac{V_s C_r}{I_o} (1 - \cos \omega_0 (t_2 - t_1)) \right] \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.13) จะได้

$$1 - \cos \omega_0 (t_2 - t_1) = \frac{I_o}{C_r V_s} (t_3 - t_2) \quad (2.18)$$

แทนสมการที่ (2.18) ลงในสมการที่ (2.17) จะได้แรงดันไฟฟ้าค่านอก ในรูปของแต่ละช่วงเวลาดังนี้

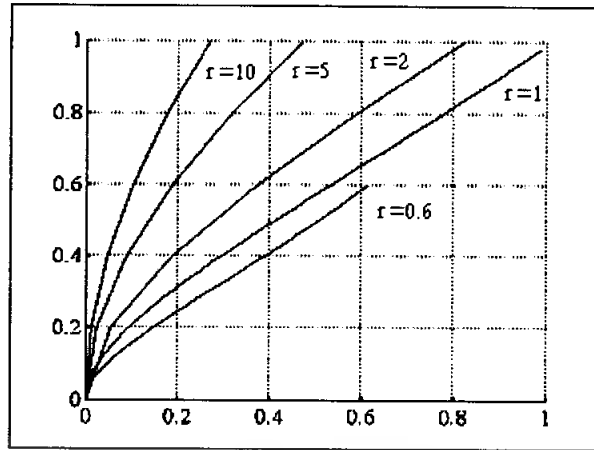
$$V_o = V_s f_s \left[\frac{t_1}{2} + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) \right] \quad (2.19)$$

สมการที่ (2.19) แสดงให้เห็นว่าแรงดันไฟฟ้าค่านอกเป็นฟังก์ชันของความถี่การสวิตช์ เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์มากขึ้น แรงดันไฟฟ้าค่านอกก็จะมากขึ้น คาบของการสวิตช์จะต้องมากกว่า t_3 และแรงดันไฟฟ้าค่านอกจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายเช่นเดียวกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นอกจากนั้น ช่วงเวลา (t_1, t_2, t_3) จะเป็นฟังก์ชันของกระแสไฟฟ้าโหลด ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าค่านอกจะขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าโหลดเช่นกัน ดังนั้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนโหลด ความถี่ของการสวิตช์ก็ต้องปรับเปลี่ยนด้วย เพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าค่านอกให้คงที่ ในรูปที่ 2.6 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่านอกกับความถี่การสวิตช์ ค่าปริมาณ $r = \frac{R_L}{Z_0}$ จะใช้เป็นค่าพารามิเตอร์

โดยที่

R_L คือความต้านทานโหลด

Z_0 คือคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ ดังสมการที่ (2.6)



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_o}$ ที่ค่า r ต่างๆ

2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่สวิทซ์ซิงค์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

2.3.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

ในการทำงานเกี่ยวกับกรณีสวิทซ์ซิงค์ขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ ในรูปที่ 2.8 เป็นวงจรที่อาศัยข้อดีจากการออสซิลเลตของวงจร $L-C$ ให้สวิทซ์มีการสวิทซ์ซิงค์ที่แรงดันไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ การวิเคราะห์หลักการการทำงานจะถือว่า ค่าริปเปิ้ล (Ripple) ของกระแสไฟฟ้านำออกมีค่าน้อยมากทำให้กระแสไฟฟ้านำโหลดมีค่าเท่ากับ I_o

1. เมื่อสวิทซ์นำกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทซ์จะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_r คือมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า I_o ในขณะที่กระแสไฟฟ้า ในไดโอด D_1 และ D_s ต่างเป็นศูนย์ทั้งคู่ ทำให้แรงดันตกคร่อม C_r และสวิทซ์เป็นศูนย์ทั้งคู่

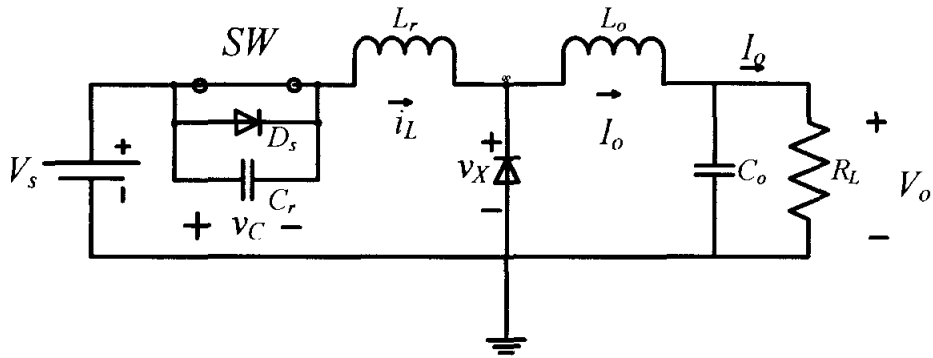
2. เมื่อสวิทซ์ไม่นำกระแสไฟฟ้า (แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิทซ์เป็นศูนย์) กระแสไฟฟ้า $I_L = I_o$ ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_r ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม v_C เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) และเมื่อระดับแรงดันไฟฟ้า v_C มีค่าเท่ากับ V_s ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสไปหน้าทำให้เกิดวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ที่ประกอบไปด้วย V_s , C_r และ L_r ดังในรูปที่ 2.8 (ค) ณ เวลานั้น i_L และ v_C จะเริ่มออสซิลเลต

3. เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_r) กลับมาเป็นศูนย์ไดโอด D_s จะนำกระแสไฟฟ้า และมีกระแสไฟฟ้าไหล i_L ไหลผ่านซึ่งมีค่าเป็นลบ ดังในรูปที่ 2.8 (ง) เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_r มีค่าเท่ากับ V_s ทำให้ I_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น D_s จะไม่นำกระแสไฟฟ้า และ i_L ก็จะไหลผ่านสวิทซ์

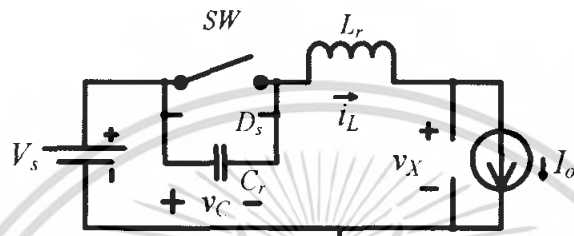
4. เมื่อ กระแสไฟฟ้า $I_L = I_o$ D_1 จะไม่นำกระแสไฟฟ้า และวงจรก็จะวนมาเริ่มต้น

ใหม่อีกครั้งหนึ่ง

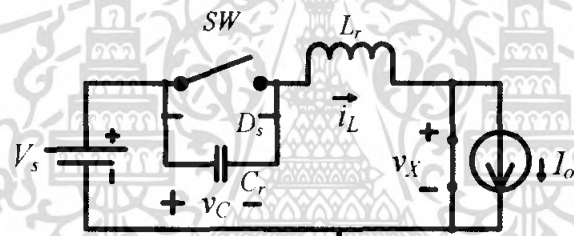
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



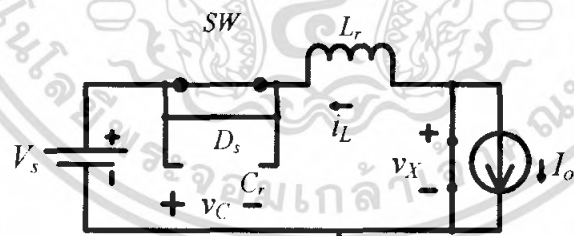
(ก)



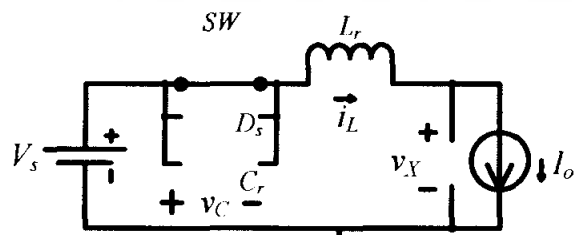
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์และโหมดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารงานวิจัยสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ตัวเก็บประจุเป็นศูนย์

2.3.2.1 ช่วงเวลา $0 - t_1$

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้าช่วงเวลา $t = 0$ ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 2.8 (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหล I_o ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) และมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น จะเริ่มต้นจากศูนย์ ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r มีค่าเท่ากับ

$$v_C(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t I_o d\lambda = \frac{I_o}{C_r} t \quad (2.20)$$

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_r มีค่าเป็นศูนย์เพราะกระแสไฟฟ้า i_L มีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า I_o ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งสมมติว่ามีค่าคงที่และแรงดันไฟฟ้าที่ v_X มีค่าเป็น

$$v_X = V_s - v_C(t) = V_s - \frac{I_o}{C_r} t \quad (2.21)$$

ซึ่งแรงดันไฟฟ้า v_X จะมีค่าลดลงเป็นเป็นเชิงเส้นจาก V_s ที่ $t = t_1$, v_X จะเท่ากับศูนย์ ไดโอดทำงานซึ่งจะแก้สมการหาค่า t_1

$$v_X = V_s - \frac{I_o}{C_r} t_1 = 0 \quad (2.22)$$

$$V_s = \frac{I_o}{C_r} t_1$$

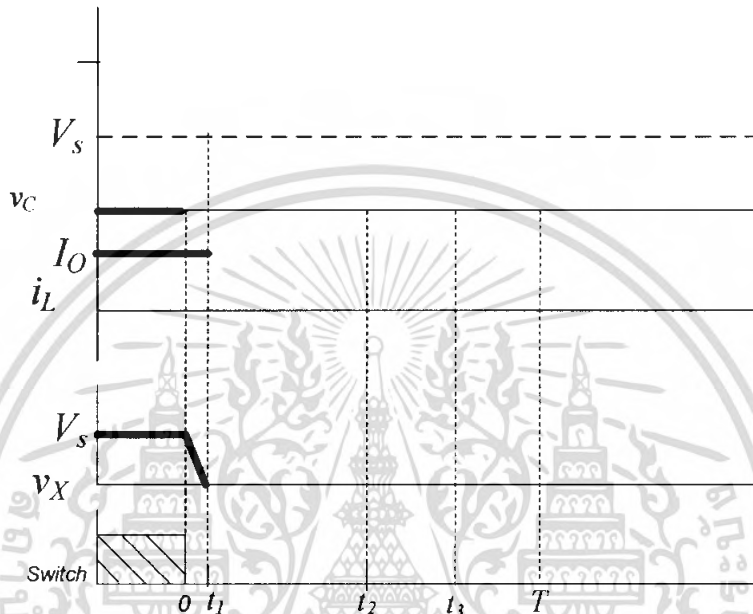
$$t_1 = \frac{V_s C_r}{I_o}$$

สามารถแสดง สมการหาค่า v_X ได้ดังนี้

$$v_x(t) = \frac{V_s t_1 - V_s t}{t_1}$$

$$v_x(t) = V_s - \frac{V_s t}{t_1} \quad (2.23)$$

$$v_x(t) = V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right)$$



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา 0– t_1

2.3.2.2 ช่วงเวลา $t_1 - t_2$

ช่วงเวลานี้ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสไปหน้า (แรงดันตกคร่อมไดโอดเป็นศูนย์) จากวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ค) และกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์จะได้

$$V_{Lr} + v_c(t) = V_s$$

$$L_r \frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t) = V_s \quad (2.24)$$

ทำการ อนุพันธ์(Differential) จะได้ว่า

$$L_r \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{dv_c(t)}{dt} = 0 \quad (2.25)$$

สมการของกระแสไฟฟ้าที่ C_r มีความเกี่ยวข้องกับแรงดันไฟฟ้าโดย

$$v_c = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{C_r} dt$$

เมื่อเรา อนุพันธ์(Differential) สมการนี้จะได้

$$\begin{aligned} \frac{dv_c}{dt} &= \frac{d}{dt} \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{C_r} dt \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_c(t)}{C_r} \end{aligned} \quad (2.26)$$

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นกระแสไฟฟ้าตัวเดียวกันดังสมการที่ (2.25)สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{di_L^2(t)}{dt^2} + \frac{i_L(t)}{L_r C_r} = 0 \quad (2.27)$$

สมการที่สำคัญที่สุดคือ i_L โดยเราเริ่มจากเวลาเริ่มต้น โดยให้ $i_L(t_1) = I_o$

$$i_L(t) = I_o \cos \omega_0(t - t_1) \quad (2.28)$$

ที่จุดที่เกิดเรโซแนนซ์

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.29)$$

แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุจะได้ว่า

$$\begin{aligned} v_c(t) &= \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_{C_r}(\lambda) d\lambda + v_c(t_1) \\ v_c &= \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t I_o \cos \omega_0(\lambda - t_1) d\lambda + V_s \end{aligned} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแก้สมการแล้วจะได้

$$v_C(t) = V_s + I_o Z_0 \sin \omega_0(t - t_1) \quad (2.31)$$

ที่

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.32)$$

แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตัวเก็บประจุมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} v_{C,peak} &= V_s + I_o Z_0 \\ v_{C,peak} &= V_s + I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \end{aligned} \quad (2.33)$$

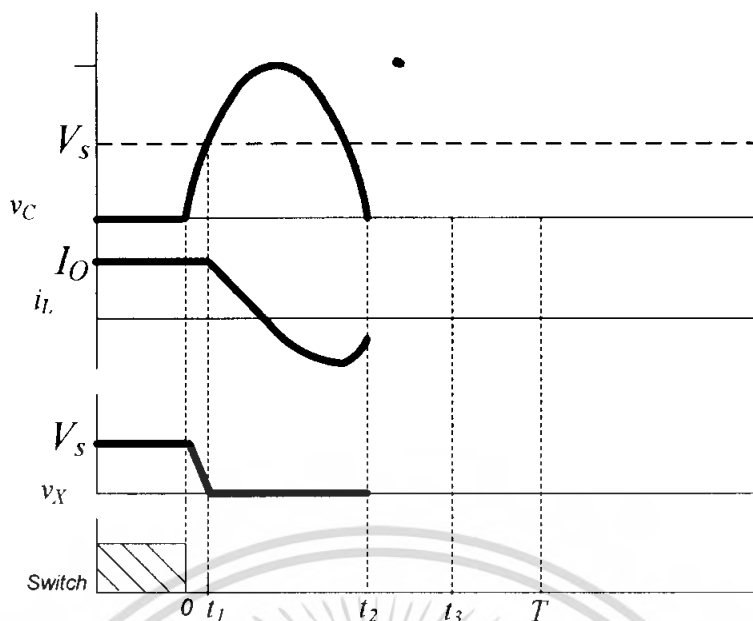
ซึ่งแรงดันไฟฟ้า $v_{C,peak}$ คือแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อม ไดโอด D_s ตอนไบอัสย้อนกลับ ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าแหล่งจ่าย เมื่อไดโอด D_1 นำกระแสจะได้

$$v_x = 0 \quad (2.34)$$

จะเห็นว่าแรงตกคร่อม D_s เท่ากับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม v_C ซึ่งมีค่าเป็นลบ ที่ $t = t_2$, v_C กลับมาแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์อีกครั้งเราสามารถหา t_2 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_C(t) &= V_s + I_o Z_0 \sin \omega_0(t_2 - t_1) \\ 0 &= V_s + I_o Z_0 \sin \omega_0(t_2 - t_1) \\ \frac{-V_s}{I_o Z_0} &= \sin \omega_0(t_2 - t_1) \\ \omega_0(t_2 - t_1) &= \sin^{-1}\left(\frac{-V_s}{I_o Z_0}\right) \\ (t_2 - t_1) &= \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1}\left(\frac{V_s}{I_o Z_0}\right) + \pi \right] \\ t_2 &= \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1}\left(\frac{V_s}{I_o Z_0}\right) + \pi \right] + t_1 \end{aligned} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_1 - t_2$

2.3.2.3 ช่วงเวลา $t_2 - t_3$

นับจากช่วงเวลา t_2 ไดโอดทั้งสองตัวจะถูกไบอัสไปหน้าและนำกระแสไฟฟ้า ดังในรูปที่ 2.8 (ง) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_r จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย โดยที่กระแสไฟฟ้า i_L จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น จนกระทั่งถึง I_o ที่เวลา t_3 สวิตช์จะนำกระแสไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง หลังจากเวลา t_2 เมื่อ $v_C = 0$ ซึ่งช่วงเวลานี้จะเป็นช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าโดยมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในขณะที่ไดโอดจะนำกระแสไฟฟ้าเพื่อนำกระแสไฟฟ้า i_L ที่มีค่าเป็นลบ สำหรับกระแสไฟฟ้า i_L ในช่วงเวลาระหว่าง $t_2 - t_3$ จะมีค่าดังนี้

$$i_L(t) = \frac{1}{L_r} \int V_s d\lambda + i_L(t_2)$$

$$i_L(t) = \frac{V_s}{L_r}(t - t_2) + I_o \cos \omega_0(t_2 - t_1) \quad (2.36)$$

ค่ากระแสไฟฟ้า $i_L(t)$ จะหาค่าได้จากสมการที่ (2.36) และกระแสไฟฟ้าในเวลา t_3 จะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหล I_o จะได้

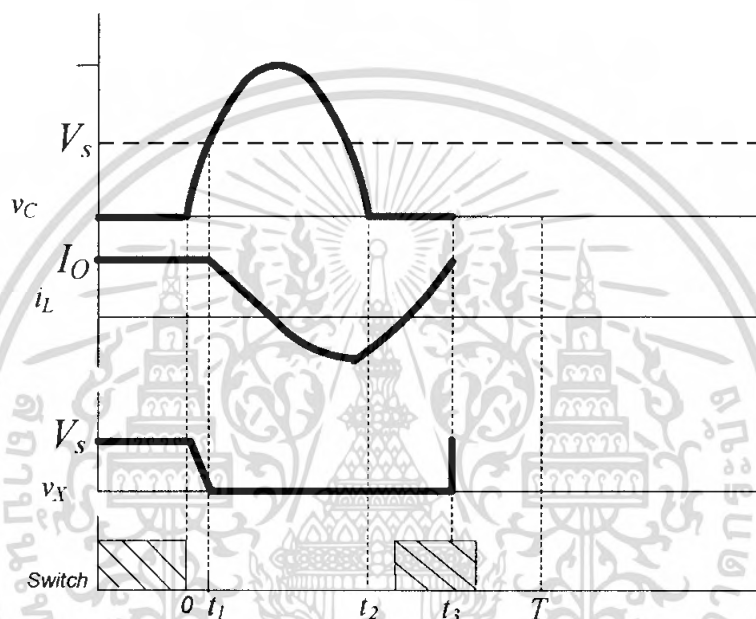
$$i_L(t_3) = I_o = \frac{V_s}{L_r}(t_3 - t_2) + I_o \cos \omega_0(t_2 - t_1) \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาเวลา t_3 ได้จาก

$$t_3 = \left(\frac{L_r I_o}{V_s} \right) \{1 - \cos \omega_0 (t_2 - t_1)\} + t_2 \quad (2.38)$$

แรงดันไฟฟ้า v_x จะมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงเวลานี้ และที่เวลา $t = t_3$ ไดโอด D_1 ก็จะเริ่มนำกระแส



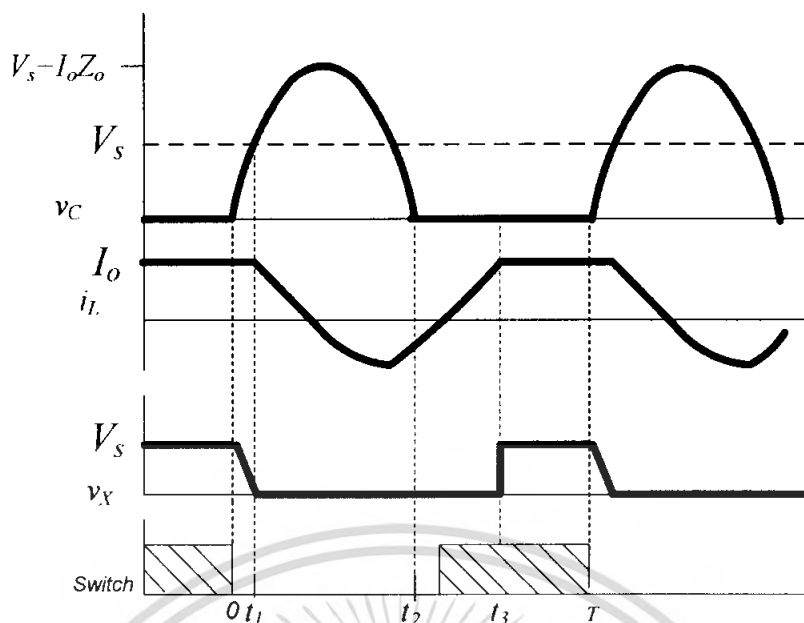
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_2 - t_3$

2.3.2.4 ช่วงเวลา $t_3 - T$

ในช่วงเวลา $t_3 - T$ สวิตช์จะนำกระแสไฟฟ้าขณะที่ไดโอดทั้งสองตัวจะไม่นำกระแสไฟฟ้า โดยที่กระแสไฟฟ้าในสวิตช์จะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่โหลด I_o

$$v_x = V_s \quad (2.39)$$

ซึ่งวงจรยังคงสภาพนี้จนกระทั่งสวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าอีกครั้ง



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลา $t_3 - T$

2.3.3 ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก $v_x(t)$ ที่ตำแหน่งด้านเข้าของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ $L-C$ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 จะสามารถสรุปความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$v_x(t) = \begin{cases} V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) & 0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_3 \\ V_s & t_3 < t < T \end{cases} \quad (2.40)$$

หาค่าเฉลี่ยของสมการที่ (2.40) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรดังนี้

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_x dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) dt + \int_{t_3}^T V_s dt \right] \quad (2.41)$$

$$V_o = \frac{V_s}{T} \left[\frac{t_1}{2} + (T - t_3) \right]$$

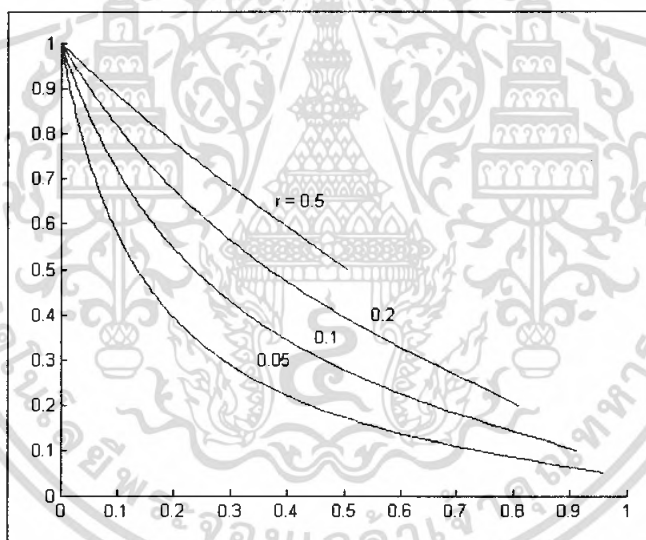
แทนค่า $f_s = \frac{1}{T}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_s \left[1 - f_s \left(t_3 - \frac{t_1}{2} \right) \right] \quad (2.42)$$

แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะถูกควบคุมจากการปรับความถี่การสวิตช์ซึ่ง โดยกำหนดให้ช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้ามามีค่าไม่เปลี่ยนแปลง แต่ปรับเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าได้ สำหรับเวลา t_1 และ t_3 จะหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่โหลด I_o สามารถสรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเป็นฟังก์ชันกระแสไฟฟ้าที่โหลด I_o

นอกจากนั้นการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์ซึ่ง คือ การลดช่วงเวลา $T - t_3$ ทำให้เป็นการลดแรงดันไฟฟ้าด้านออกลงด้วยสำหรับอัตราแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย (V_o / V_s) เทียบกับความถี่สวิตช์ซึ่งด้วยพารามิเตอร์ $r = R_L / Z_o$ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าซึ่งจะคล้ายกับวงจร บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_o}$ ที่ค่า r ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สรุปผล

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์

1. แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าน้อยกว่าแหล่งจ่ายเช่นเดียวกับวงจร บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)
2. กำลังงานสูญเสียที่สวิตช์เป็นศูนย์เนื่องจาก กระแสไฟฟ้าในขณะที่ทำการสวิตช์ เป็นศูนย์ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ $W = V \times I$
3. แรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถควบคุมด้วยความถี่
4. ช่วงการเวลาที่ทำให้ตัวมอสเฟสทำงานนานกว่าช่วงที่ไม่ทำงาน จึงเกิดการสูญเสียในช่วงการทำงานนี้ด้วย
5. มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_r เป็นสองเท่าของแหล่งจ่าย
6. ยังมีกำลังงานสูญเสียที่สวิตช์อยู่ส่วนหนึ่งเนื่องจากแรงดัน ไฟฟ้าที่ตกคร่อมซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุแฝงระหว่าง ขาเดรนและขาซอส ไม่เป็นศูนย์ ซึ่งการสูญเสียสามารถคำนวณได้จากสมการ $W = \frac{1}{2} CV^2$

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1. แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าน้อยกว่าแหล่งจ่ายเช่นเดียวกับวงจร บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)
2. กำลังงานสูญเสียที่สวิตช์เป็นศูนย์เนื่องจาก แรงดัน ไฟฟ้าในขณะที่ทำการสวิตช์เป็นศูนย์ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ $W = V \times I$
3. แรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถควบคุมด้วยความถี่
4. ช่วงการเวลาที่ทำให้ตัวมอสเฟสทำงานสั้นกว่าช่วงที่ทำงาน จึงเกิดการสูญเสียในช่วงการทำงานนี้แต่เกิดน้อย
5. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_r สูงสุดคือแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_s คอนโวลิวต์อินเวอร์ชันกลับซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าแหล่งจ่าย
6. ไม่มีกำลังงานสูญเสียที่สวิตช์อยู่เนื่องจากแรงดัน ไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุแฝงระหว่าง ขาเดรนและขาซอส เป็นศูนย์ ซึ่งการสูญเสียสามารถคำนวณได้จากสมการ $W = \frac{1}{2} CV^2$

จากข้อสรุปข้างต้นคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ ทั้งสองแบบจะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ มีข้อดีมากกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ เราจึงเลือกที่จะออกแบบและสร้างวงจร คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

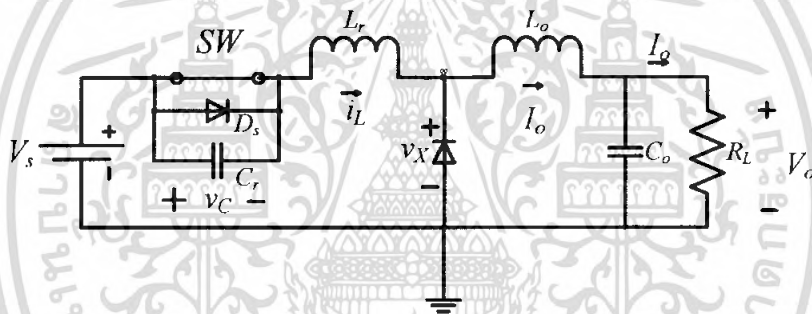
การคำนวณและการสร้าง

3.1 บทนำ

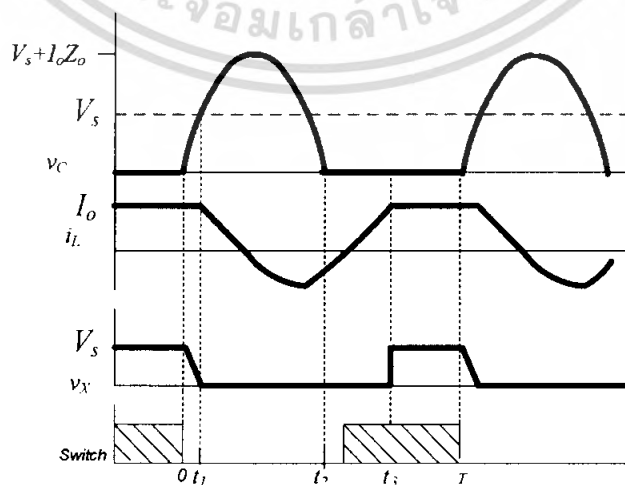
การคำนวณและการออกแบบสร้างนั้นต้องทราบถึงคุณสมบัติการทำงานของวงจร ว่ามีการทำงานอย่างไรเสียก่อน โดยศึกษาการทำงานจากทฤษฎีในบทที่ 2 และต้องทราบการทำงานของอุปกรณ์ที่จะนำมาประกอบเป็นวงจรว่ามีคุณสมบัติอย่างไรด้วย

3.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง

3.2.1 การออกแบบสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์



รูปที่ 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในการออกแบบหาค่าต่างๆ



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.2 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรในช่วงเวลาการทำงานในหนึ่งคาบเวลาการทำงานด้านการคำนวณ ไม่ว่าจะเป็นครีมนิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสร้างวงจรเรโซแนนท์สวิทช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์มีรายละเอียดดังนี้

$$R_{L,\min} = 1\Omega \quad R_{L,\max} = 5\Omega \quad V_o = 5V \quad V_{s,\min} = 20V \quad V_{s,\max} = 25V \quad F_{\min} = 20kHz$$

$$C_{CC} = 470pF \quad R_{\min} = 100kHz \quad F_{CONV,\min} = F_{\min}$$

หาค่าเริ่มต้น

$$M_{\max} = \frac{V_o}{V_{s,\min}} \quad (3.1)$$

$$M_{\max} = \frac{5}{20}$$

$$M_{\max} = 0.25$$

$$M_{\min} = \frac{V_o}{V_{s,\max}} \quad (3.2)$$

$$M_{\min} = \frac{5}{25}$$

$$M_{\min} = 0.2$$

หาความต้านทานด้านออก(Out put Impedance)

$$Z_o = \frac{R_{L,\max}}{M_{\min}} \quad (3.4)$$

$$Z_o = \frac{5}{0.2}$$

$$Z_o = 25\Omega$$

หาความถี่เรโซแนนท์

$$\alpha_{\min} = \pi_i + \sin^{-1} \left[\frac{M_{\min} \times R_{L,\min}}{M_{\max} \times R_{L,\max}} \right] \quad (3.5)$$

$$\alpha_{\min} = \pi_i + \sin^{-1} \left[\frac{0.2 \times 1}{0.25 \times 5} \right]$$

$$\alpha_{\min} = 3.302$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{F_{\min}}{F_r} = \frac{2\pi(1 - M_{\min})}{\left[\alpha_{\min} + \left(\frac{M_{\min} \times R_{L,\min}}{2 \times M_{\max} \times R_{L,\max}} \right) + \left(\frac{M_{\max} \times R_{L,\max}}{M_{\min} \times R_{L,\min}} \right) (1 - \cos(\alpha_{\min})) \right]} \quad (3.6)$$

$$F_r = F_{\min} \left[\frac{\alpha_{\min} + \left(\frac{M_{\min} \times R_{L,\min}}{2 \times M_{\max} \times R_{L,\max}} \right) + \left(\frac{M_{\max} \times R_{L,\max}}{M_{\min} \times R_{L,\min}} \right) (1 - \cos(\alpha_{\min}))}{2\pi(1 - M_{\min})} \right]$$

$$F_r = (20 \times 10^3) \left[\frac{3.302 + \left(\frac{0.2 \times 1}{2 \times 0.25 \times 5} \right) + \left(\frac{0.25 \times 5}{0.2 \times 1} \right) (1 - \cos(3.302))}{2\pi(1 - 0.2)} \right]$$

$$F_r = (20 \times 10^3) \left[\frac{3.302 + (0.8) + (6.25)(1.987)}{5.03} \right]$$

$$F_r = 62.826 \text{ kHz}$$

หาค่าของ L_r และ C_r

$$L_r = \frac{Z_o}{2\pi \times F_r} \quad (3.7)$$

$$L_r = \frac{25}{2\pi \times (62.826 \times 10^3)}$$

$$\therefore L_r = 63.284 \mu\text{H}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times F_r \times Z_o} \quad (3.8)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi (62.826 \times 10^3) (25)}$$

$$\therefore C_r = 0.10125 \mu\text{F}$$

ค่าความถี่สูงสุดของการสวิตช์

$$F_{s,\max} = \frac{4\pi(1 - M_{\min})}{3(\pi + 1)} \times F_r \quad (3.9)$$

$$F_{s,\max} = \frac{4\pi(1 - 0.2)}{3(\pi + 1)} \times (62.826 \times 10^3)$$

$$\therefore F_{s,\max} = 50.872 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

หาค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด และ กระแสไฟฟ้าน้อยที่สุด

$$I_{o,max} = \frac{V_o}{R_{L,min}} \quad (3.10)$$

$$I_{o,max} = \frac{5}{1}$$

$$\therefore I_{o,max} = 5A$$

$$I_{o,min} = \frac{V_o}{R_{L,max}} \quad (3.11)$$

$$I_{o,min} = \frac{5}{5}$$

$$\therefore I_{o,min} = 1A$$

หาค่าต่างๆที่จำเป็นในการคำนวณ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.12)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(63.284 \times 10^{-6})(0.1 \times 10^{-6})}}$$

$$\omega_o = 395.040 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

หาค่าช่วงเวลาต่างๆ

$$t_{1,min} = \frac{V_{s,min} \times C_r}{I_{o,min}} \quad (3.13)$$

$$t_{1,min} = \frac{20(0.1 \times 10^{-6})}{1}$$

$$\therefore t_{1,min} = 0.45 \mu s$$

$$t_{1,max} = \frac{V_{s,max} \times C_r}{I_{o,max}} \quad (3.14)$$

$$t_{1,max} = \frac{25(0.1 \times 10^{-6})}{5}$$

$$\therefore t_{1,max} = 2.5314 \mu s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_{2,\min} = \frac{1}{\omega_o} \times \left[\sin^{-1} \frac{V_{s,\min}}{(I_{o,\min}) \left(\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)} + \pi \right] + t_{1,\min} \quad (3.15)$$

$$t_{2,\min} = \frac{1}{395.04 \times 10^3} \times \left[\sin^{-1} \frac{20}{(1) \left(\sqrt{\frac{63.284 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-6}}} \right)} + \pi \right] + 2.0251 \times 10^{-6}$$

$$\therefore t_{2,\min} = 8.7643 \mu s$$

$$t_{2,\max} = \frac{1}{\omega_o} \times \left[\sin^{-1} \frac{V_{s,\max}}{(I_{o,\max}) \left(\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)} + \pi \right] + t_{1,\max} \quad (3.16)$$

$$t_{2,\max} = \frac{1}{395.04 \times 10^3} \times \left[\sin^{-1} \frac{25}{(5) \left(\sqrt{\frac{63.284 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-6}}} \right)} + \pi \right] + 0.5026 \times 10^{-6}$$

$$\therefore t_{2,\max} = 14.460 \mu s$$

$$t_{3,\min} = \left(\frac{L_r \times I_{o,\max}}{V_{s,\min}} \right) [1 - \cos \omega_o (t_{2,\min} - t_{1,\min})] + t_{2,\min} \quad (3.17)$$

$$t_{3,\min} = \left(\frac{(63.284 \times 10^{-6})(5)}{20} \right) [1 - \cos(395.04 \times 10^3)((8.7643 \times 10^{-6}) - (0.45 \times 10^{-6}))]$$

$$+ (8.7643 \times 10^{-6})$$

$$\therefore t_{3,\min} = 40.203 \mu s$$

$$t_{3,\max} = \left(\frac{L_r \times I_{o,\min}}{V_{s,\max}} \right) [1 - \cos \omega_o (t_{2,\max} - t_{1,\max})] + t_{2,\max} \quad (3.18)$$

$$t_{3,\max} = \left(\frac{(63.284 \times 10^{-6})(1)}{25} \right) [1 - \cos(395.04 \times 10^3)((14.460 \times 10^{-6}) - (2.5341 \times 10^{-6}))]$$

$$+ (14.460 \times 10^{-6})$$

$$\therefore t_{3,\max} = 17 \mu s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

3.2.2 การออกแบบการพันตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่ อิ่มตัวแม่ในขณะที่จะกระแสไฟฟ้าที่ทางออกมีค่าสูงที่สุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของแกนคูณด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area Product, A_p) ระหว่างพื้นที่ที่ตัดขวางของแกน (Core Cross Section Area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (Window Area, A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ ดังกล่าวแสดงไว้ดังสมการที่(3.19)(นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 20)

$$A_p = A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_{\max}} \quad (3.19)$$

โดย

A_p คือค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

A_c คือพื้นที่ที่ตัดขวางของแกน

A_w คือพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

E คือพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ

K_w คือค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

K_c คืออัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าสูงสุดกับกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ

(Crest Factor)

J คือความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง A/m^2

B_{\max} คือความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการ (3.20)(นำมาจากวิทยานิพนธ์ของกันติชา กิติพิรพล หน้า 20)

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 \quad (3.20)$$

เมื่อ

$$I_{L,\max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.21)$$

โดยที่

$I_{L,\max}$ คือกระแสไฟฟ้าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ

$I_{L,av}$ คือกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

ΔI_L คือริบเบิลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เผยแพร่โดยศูนย์บริการวิชาการ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่ต้องการแล้วก็จะนำมาคำนวณรอบในการพันขดลวดทองแดงโดยการหาจำนวนรอบของขดลวดที่นำมาพันจากสมการ(3.22) (นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 21)

$$N = \frac{LI_{L,\max}}{B_{\max} A_c} \quad (3.22)$$

โดยที่

N คือจำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ

เมื่อได้จำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงแล้วจะนำมาคำนวณหาระยะช่องอากาศ (Air Gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณหาระยะช่องอากาศจากสมการ(3.23) (นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 21)

$$I_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L} \quad (3.23)$$

โดยที่

I_g คือความยาวของช่องอากาศ

3.2.2.1 การออกแบบการพัน $L_r = 63 \mu H$

โดยในการออกแบบจะกำหนดค่าต่างๆดังนี้ $K_w = 0.6$ $K_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$
 $B_{\max} = 0.2T$
 นำค่าต่างๆที่กำหนดไปแทนในสมการ

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

โดย

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} LI_{L,\max}^2 & , & \quad I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{1}{2} (63 \mu H) (5.5288)^2 & I_{L,\max} &= 5.0288 + 0.5 \\ &= 0.963 \times 10^{-3} V. & I_{L,\max} &= 5.5288 A. \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$A_p = \left[\frac{2 \times (0.963 \times 10^{-3})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6)(0.2)} \right]$$

$$= 5350 \quad \text{mm}^4$$

เปิดตารางรายละเอียดสินค้าจะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EER 34/35 มีค่าดังนี้

$$A_p = 17220 \quad \text{mm}^4$$

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

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

หาค่าของจำนวนรอบที่จะต้องพันลวดจาก

$$N = \frac{LI_{L,\max}}{B_{\max} A_c}$$

$$N = \frac{(63 \mu\text{H})(5.5288)}{(91.6 \text{mm}^2)(0.2)}$$

$$= 19 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาค่าช่องว่าง

$$I_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L}$$

$$= \frac{(4\pi \times 10^{-7})(19)^2(91.6 \text{mm}^2)}{(63 \mu\text{H})}$$

$$= 0.65 \text{mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.2 การออกแบบการพัน $L_o = 115 \mu H$

โดยในการออกแบบจะกำหนดค่าต่างๆดังนี้ $K_w = 0.6$ $K_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$

$$B_{\max} = 0.2T$$

นำค่าต่างๆไปแทนในสมการ

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

โดย

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2, & I_{L,\max} &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{1}{2} (115 \mu H) (5.5288)^2, & I_{L,\max} &= 5.0288 + 0.5 \\ &= 1.757 \times 10^{-3} V, & I_{L,\max} &= 5.5288 A. \end{aligned}$$

จะได้

$$\begin{aligned} A_p &= \left[\frac{2 \times (1.757 \times 10^{-3})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6)(0.2)} \right] \\ &= 9761 \text{ mm}^4 \end{aligned}$$

เปิดตารางรายละเอียดสินค้าจะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EER 39/45 มีค่าดังนี้

$$A_p = 35733 \text{ mm}^4$$

$$A_w = 277 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 129 \text{ mm}^2$$

หาค่าของจำนวนรอบที่จะต้องพันลวดจาก

$$\begin{aligned} N &= \frac{L I_{L,\max}}{B_{\max} A_c} \\ N &= \frac{(115 \mu H) (5.5288)}{(129 \text{ mm}^2) (0.2)} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน ≈ 25 การรอบเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่าช่องว่าง

$$\begin{aligned}
 I_g &= \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L} \\
 &= \frac{(4\pi \times 10^{-7})(25)^2(129\text{mm}^2)}{(63\mu\text{H})} \\
 &= 0.88\text{mm}
 \end{aligned}$$

3.3 การออกแบบสร้างวงจรที่คียบลิเวียม

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ใช้วิธีควบคุมแบบแรงดันโดยวงจรนี้ใช้ความถี่ในการสวิตช์ 20kHz ไอซีที่คียบลิเวียมที่เลือกใช้ คือ UC3864

3.3.1 การทำงานของไอซีเบอร์ UC3864 (Resonant – Mode Power Supply Controller)

เป็น ไอซีที่เหมาะสมกับ คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ เนื่องจากมีฟังก์ชัน วันช็อต(One-Shot) ที่ใช้กำหนดเวลาปิด (Off-Time) สำหรับ คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ เวลาปิด (Off-Time) คงที่ เวลาเปิด (On-Time) เปลี่ยนแปลง

สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงขนาด 5 โวลต์ จากตัวไอซีได้

ทำงานในรูปแบบของ แรงดันไฟฟ้าควบคุมความถี่(Voltage Control Oscillator) ความถี่ต่ำสุดที่สามารถสร้างได้อยู่ที่ 10kHz และสร้างความถี่ได้สูงสุด 1MHz ฟังก์ชันต่างๆที่มีในตัวไอซี

ที่ตัวไอซี ทางด้านทางออก มีการทำงานแบบ Unison (ทางออก A, B มีสัญญาณเหมือนกัน) เหมาะกับการขับ มอสเฟต ตัวเดียว และจะมีกระแสไฟฟ้าทางด้านทางออกออกมาเป็น 2 แอมป์ พิคสามารถทนแรงดันไฟฟ้า V_{CC} ได้สูงสุด 22 โวลต์

ที่ขาทางออกสามารถ จ่ายกระแสไฟฟ้าหรือรับกระแสไฟฟ้า(Source or Sink) (ขา 11 และขา 14) ได้ 0.5 แอมแปร์

3.3.2 การทำงานของขาต่างๆของไอซีเบอร์ UC3864

3.3.2.1 ขา Error Amplifier (E/A)

มีฟังก์ชันของวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier (E/A)) ที่ใช้ในการควบคุมระบบเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก ซึ่งต่างจาก (Error Amplifier (E/A)) ของไอซี พัลส์วิดมอดูเลเตอร์ (PWM) ทั่วไปตรงที่ผลต่างของแรงดัน ไฟฟ้าที่ได้นั้น จะไปปรับความถี่ของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.2 ข1 Voltage Control Oscillator (VCO)

ทำหน้าที่ผลิตความถี่ตามที่ต้องการ โดยค่าคลื่นความถี่ที่ผลิตได้ จะเปลี่ยนแปลงตาม แรงดันไฟฟ้าที่เข้ามาควบคุม โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมความถี่จะมาจาก การเปรียบเทียบ ความถี่ที่ต้องการกับฐานแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ความถี่ของพัลส์ Max, Min สามารถกำหนดผ่าน ฟังก์ชัน แรงดันควบคุมความถี่ (Voltage Control Oscillator) โดยใช้ R_{rang} , R_{min} , C_{vco}

R_{min} จะใช้กำหนดความถี่ต่ำสุด

R_{rang} จะใช้กำหนดความถี่สูงสุด

3.3.2.3 ข1 One-Shot timing generator กับ Zero Detection Comparator

ฟังก์ชัน One-Shot ถูกนำมาใช้เพื่อกำหนด ความกว้างของพัลส์สูงสุด ที่ขา RC ซึ่งสัญญาณของ พัลส์จาก One-Shot จะถูกนำมาใช้เพื่อกำหนดค่าความกว้างของพัลส์อีกครั้งหนึ่ง โดยนำสัญญาณ ที่ได้มาเปรียบเทียบกับสัญญาณจาก วงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์ (Zero Detection Comparator) (ขา Zero) [สัญญาณที่ได้จาก V_{cr}] ซึ่งฟังก์ชันนี้จะทำให้เราได้รับการสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าที่ ศูนย์ โวลต์จริงๆ ช่วยให้ทำงานได้ไม่ผิดพลาด ไม่ว่าจะมีส่วนใดเข้ามารบกวน เช่น อุลตราโซนิก โหลด เป็นต้น และยังคงเหมาะสมกับอุปกรณ์เรโซแนนซ์ที่มีการแปรผันได้

3.3.2.4 ข1 Fault

ฟังก์ชัน Fault ใช้ตรวจสอบสถานะผิดปกติในวงจรภาคจ่ายกำลัง ซึ่งจะตรวจสอบในรูปแบบ ของกระแสไฟฟ้า ซึ่งถ้าตรวจพบ ก็จะส่งสัญญาณไปทำให้ตัวขับที่ทางออก (Output Driver) นั้นมี สถานะต่ำ

3.3.2.5 ขา แรงดันไฟฟ้า 5 โวลต์

ขาแรงดันไฟฟ้า 5 โวลต์ ควรต่อ บายพาส(By Pass) ไปที่ลงที่ ขา กราวด์ (Signal Ground) ด้วย ตัวเก็บประจุ $0.1 \mu F$ โดยตัวเก็บประจุนี้ควรมีค่า ESR ต่ำ

3.3.2.6 ขา Soft-Ref

ขา Soft-Ref จะให้บริการ 3 ฟังก์ชันได้แก่ หน่วงเวลาเริ่มต้น(Soft Start) , หน่วงเวลาการหยุด ทำงาน(Restart Delay) , สร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงให้วงจร(Internal System Reference ขา Soft-Ref) นี้ควรเป็นตัวอ้างอิงทางเข้าให้กับ วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier (E/A)) ทำให้ ส่วนวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier (E/A)) ทำให้ลด โอเวอร์ชูต(Overshoot) ได้ใน การควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิทช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ สำหรับขานี้ใช้ ตัวเก็บประจุอย่างน้อย $0.1 \mu F$ ต่อบายพาส(By Pass) ซึ่งจะทำได้เวลาในการเกิด หน่วงเวลา เริ่มต้นที่ $1 ms$

ฟังก์ชัน แรงอันอ้างอิง(Soft-Ref) จะมีหน้าที่อยู่ 3 หน้าที่คือ

1. หน่วงเวลาเริ่มต้น(Soft Start)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. หน่วงเวลาการหยุดทำงาน (Restart Delay)
3. สร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงให้วงจร (Internal System Reference)

3.3.2.7 ฟังก์ชัน Under Voltage Lockout (UVLO)

ฟังก์ชัน จับแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำกว่าจุดทำงาน (Under Voltage Lockout (UVLO)) ทำให้ไอซีทำงานอย่างปลอดภัยมากยิ่งขึ้น โดยในขณะที่เริ่มทำงานจะต้องมีแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับตัวไอซีมีค่ามากกว่า 8 โวลต์ (ค่า UVLO threshold) แล้วฟังก์ชัน กำหนดแรงดันไฟฟ้า 5 โวลต์ ก็จะถูกเปิดให้ทำงานเมื่อ ตัวกำหนดแรงดันไฟฟ้า 5 โวลต์ ทำงาน ส่วนต่างๆ ในไอซีก็จะทำงาน

3.3.3 การหาค่าต่างๆ ที่ใช้ในการต่อกับ ไอซีเบอร์ UC3864

หาค่า RC ของวงจรเพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์ปิด โดยเลือก $T_{\min} = t_{3,\max} = 17\mu s$
กำหนดค่า $C_{CC} = 470 \times 10^{-12}$

$$R = \frac{t_{3,\max}}{C} \quad (3.24)$$

$$R = \frac{17 \times 10^{-6}}{470 \times 10^{-12}}$$

$$R = 36.152 k\Omega$$

หาค่าช่วงเวลาของรูปสัญญาณ

$$ON_{\min} = \frac{0.318}{F_r} \quad (3.25)$$

$$ON_{\min} = \frac{0.318}{62.826 \times 10^3}$$

$$ON_{\min} = 5.105 \mu s$$

$$OFF_{\max} = \frac{0.909}{F_r} \quad (3.26)$$

$$OFF_{\max} = \frac{0.909}{62.826 \times 10^3}$$

$$\therefore OFF_{\max} = 14.458 \mu s$$

$$T_{CONV,\min} = \frac{1.227}{F_r} \quad (3.26)$$

$$T_{CONV,\min} = \frac{1.227}{62.826 \times 10^3}$$

$$\therefore T_{CONV,\min} = 19.515 \mu s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{CONV,min} = \frac{1}{T_{CONV,min}} \quad (3.27)$$

$$F_{CONV,min} = \frac{1}{19.515 \times 10^{-6}}$$

$$\therefore F_{CONV,min} = 51.24 \text{ kHz}$$

หาค่าตัวเก็บประจุ C_{vco}

$$C_{vco} = \frac{3.6}{R_{min} \times F_{min}} \quad (3.28)$$

$$C_{vco} = \frac{3.6}{(1)(20 \times 10^3)}$$

$$\therefore C_{vco} = 1.8 \text{ nF}$$

หาค่าความต้านทาน R_{range}

$$F_{CONV,max} = \frac{3.6}{\left(\frac{R_{min} \times R_{range}}{R_{min} + R_{range}} \right) (C_{vco})} \quad (3.29)$$

$$[(F_{CONV,max})(C_{vco})(R_{min})(R_{range}) - 3.6(R_{range})] = 3.6(R_{min})$$

$$[(51.241 \times 10^3)(1.8 \times 10^{-9})(100 \times 10^3)(R_{range}) - 3.6(R_{range})] = 3.6(100 \times 10^3)$$

$$(9.2233)(R_{range}) - 3.6(R_{range}) = 360000$$

$$5.62338(R_{range}) = 360000$$

$$R_{range} = \frac{360000}{5.62338}$$

$$\therefore R_{range} = 64.018 \text{ k}\Omega$$

3.4 การเลือกใช้สวิทช์และการออกแบบการควบคุมการทำงานของสวิทช์

3.4.1 การพิจารณาถึงลักษณะของสวิทช์ที่จะนำมาใช้งานว่าควรใช้สวิทช์แบบใด

3.4.1.1 คุณสมบัติของสวิทช์ที่ต้องการใช้ในคอนเวอร์เตอร์

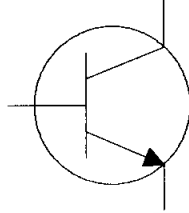
- มีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์มากที่สุดในช่วงสถานะเปิดสวิทช์
- มีค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทช์มากที่สุดในช่วงสถานะเปิดสวิทช์
- มีค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียน้อยที่สุด จึงควรทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์เป็น ศูนย์

ขณะที่สวิทช์อยู่ในช่วงเวลาขณะเปิดของสวิทช์ หรือ ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทช์มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการแจ้งให้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือเห็นว่าการนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศูนย์ ขณะที่สวิตช์อยู่ในช่วงเวลาขณะเปิดของสวิตช์ ซึ่งคุณสมบัติที่ต้องการก็คือ การที่ช่วงเวลาในขณะเปิดและช่วงเวลาในขณะปิดของสวิตช์นั้นเกิดขึ้นได้เร็วที่สุด

3.4.1.2 ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor:BJT)



รูปที่ 3.3 รูปจำลองของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์

มีข้อดีคือ

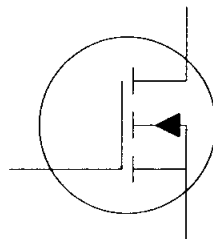
- แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{sw}) มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมระหว่างขาคอลเลกเตอร์และขาอิมิตเตอร์ (V_{CE})

- มีราคาถูก

มีข้อเสียคือ

- เป็นการควบคุมโดยกระแสไฟฟ้าซึ่งควบคุมได้ยาก คือ $I_c = \beta I_B$
- ถูกรบกวนง่ายเนื่องจากมี $V_{BE} = 0.6$ ซึ่งเป็นค่าที่น้อย
- มีคุณสมบัติความต้านทานทางบวก (Position Resistance) ซึ่งก็คือ ถ้าทรานซิสเตอร์มีอุณหภูมิสูงขึ้น แม้วค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขาเบส I_B จะมีค่าเท่าเดิมแต่ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ I_c จะมีค่าเพิ่มขึ้น การที่เรานำทรานซิสเตอร์มาต่อเพื่อแบ่งศักดาไฟฟ้าถ้าทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไม่เท่ากัน จะร้อนไม่เท่ากันทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่ร้อนกว่าเกิดการเสียหายไป

3.4.1.3 มอซเฟตกำลัง (POWER MOSFET)



รูปที่ 3.4 รูปจำลองของมอซเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีข้อดีคือ

- เป็นการควบคุมด้วยแรงดันไฟฟ้าซึ่งสามารถควบคุมได้ง่าย
- มีความสามารถในการเปลี่ยนแปลงสถานะได้อย่างรวดเร็วจึงนิยมใช้งานกับวงจรความถี่สูง

สูง

มีข้อเสียคือ

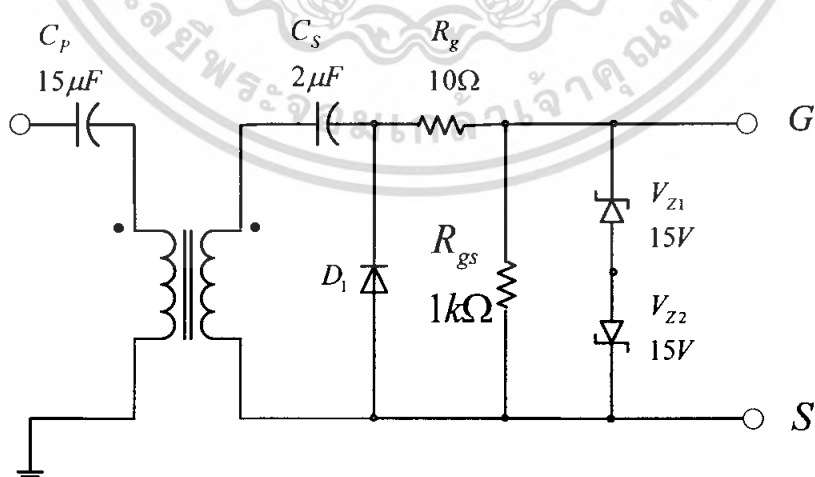
- มีราคาแพง
- มีค่า $R_{DS(on)}$ ซึ่งทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์
- วงจรขับเริ่มแรกต้องใช้กระแสไฟฟ้าค่อนข้างสูง

จากคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้น ในโครงงานนี้เราจะเลือกใช้มอสเฟตนำมาเป็นสวิตช์ เพราะสามารถควบคุมได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมซึ่งง่ายต่อการควบคุม ทั้งยังมีความเร็วในช่วงเวลาการเปลี่ยนสถานะซึ่งเหมาะแก่การใช้งานกับ คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ทำงานในย่านความถี่สูง

พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ ต้องมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้จึงเลือกใช้มอสเฟต- กำลัง เบอร์ FQP18N50V2 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าแตรน-ซอร์สสูงสุด 500V และกระแสไฟฟ้าแตรน 18A เลือกไดโอด (D_s) ชนิดช็อกกี้เบอร์ STH3003CW ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด 300V และกระแสไฟฟ้าไปหน้า 15A เลือกไดโอดกำลังชนิดช็อกกี้เบอร์ 30CTQ60 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด 60V และกระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ย 30A

3.4.2 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซี

แบบบัก



รูปที่ 3.5 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าคิซี-คิซีแบบบัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าคิซี-คิซีแบบบัก จำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแสดงคังรูปที่ 3.5 การออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้างดกล่าวสามารถเลือกใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ($A_c = 23.3\text{mm}^2$ $A_w = 51.7\text{mm}^2$ $A_p = 1204.61\text{mm}^2$) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่(3.30) (นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 27)

$$N_p = \frac{V_{pri,pk} D_{max}}{A_c B_{max} f_s} \quad (3.30)$$

โดยที่

N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{pri,pk}$ คือแรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ $V_{pri,pk} = 8V$ $D_{max} = 0.2$ และ $B_{max} = 0.2T$ จะได้ $N_p = 15$ รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_s) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิคือ $N_s = N_p = 15$ รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พันคือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG30 ($a_{30} = 0.0507\text{mm}^2$ $\Phi_{30} = 0.3048\text{mm}^2$)

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง (แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของ UC 3864) เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p และตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_p น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่าของความถี่การสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณได้จากสมการ(3.31) (นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 27)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (3.31)$$

โดยที่

C_p คือความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p

L_p ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s , ไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้า D_1 , ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (Clamping Circuit) ชนิดที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด D_1 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่า ของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการที่(3.32) (นำมาจากวิทยานิพนธ์ของ กันติชา กิติพิรพล หน้า 28)

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (3.32)$$

โดยที่

C_s คือความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s

R_g คือความต้านทานของตัวต้านทาน R_g

R_{gs} คือความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}

ตัวต้านทาน R_g ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตปรสิต (Parasillate Oscillate) ที่ค่าความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สและตัวเหนี่ยวนำปรสิตที่เกิดจากความยาวของสายสัญญาณ ในวงจรจับเกต นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลาดำเนิน (rise time) ของแรงดันเกต-ซอร์ส เลือก $R_g = 10\Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลาดำเนินของแรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สสั้น ทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกต ขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสไฟฟ้า ซีเนอร์ไดโอด D_2 ต่อแบบอนุกรม เพื่อจำกัดขนาดของแรงดันไฟฟ้าสไปก์ (Spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิคแรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

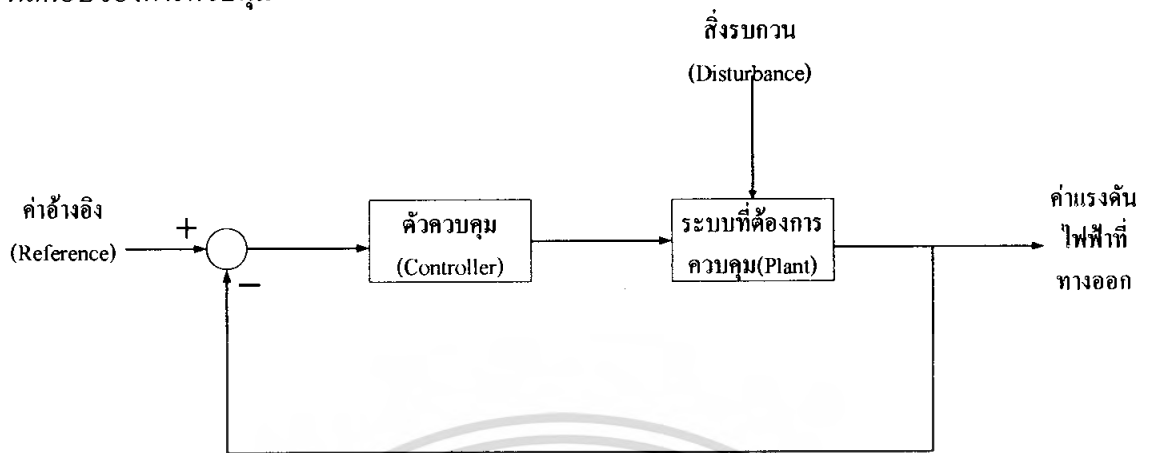
3.5 การออกแบบสร้างระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

3.5.1 ผลตอบสนองของการควบคุมที่ดี

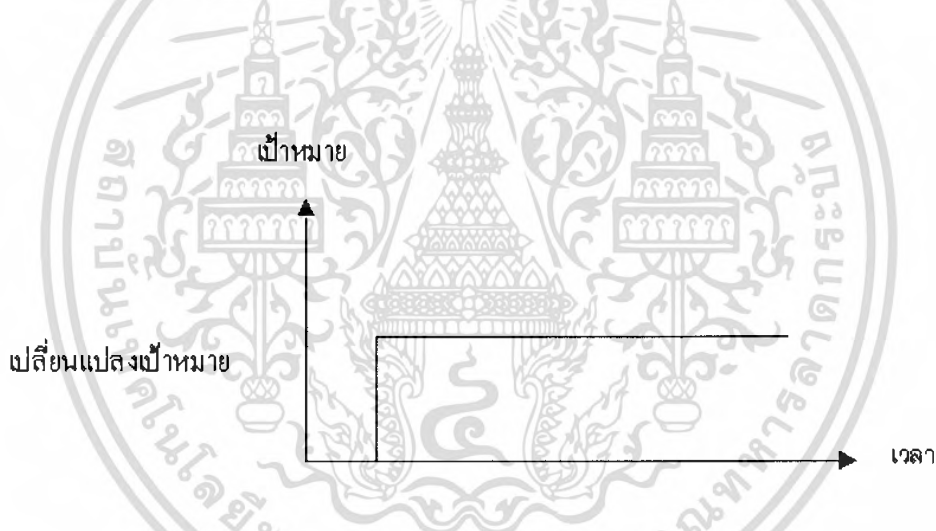
ในระบบควบคุมแบบป้อนกลับตัวควบคุมจะพยายามรักษาให้ค่า ตัวแปรโปรเซสมีค่า เท่ากับค่า เท่ากับค่าเป้าหมายอยู่เสมอ ในกรณีที่เกิดสิ่งรบกวน (Disturbance) ในระบบหรือมีการเปลี่ยนค่าเป้าหมาย จะทำให้ตัวแปรโปรเซส มีค่าต่างจากค่าเป้าหมายไปขณะหนึ่งตัวควบคุมจะพยายามควบคุมให้ตัวแปรโปรเซสมีค่าเท่ากับเป้าหมายนี้ในที่สุด ลักษณะการปรับค่าตัวแปรโปรเซสให้เข้าใกล้ค่าเป้าหมายนี้ในที่สุด ลักษณะการนำค่าตัวแปร โปรเซสให้เข้าใกล้ค่าเป้าหมายนี้ จะแตกต่างกันตาม

คุณสมบัติของระบบควบคุม บางระบบควบคุมอาจควบคุมให้ตัวแปรโปรเซสส่งเข้าหาค่าเป้าหมาย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้รวดเร็ว แต่บางระบบอาจทำได้ดีกว่าเราสามารถทดสอบความสามารถของระบบควบคุมนี้โดยดูที่ผลตอบของการควบคุม



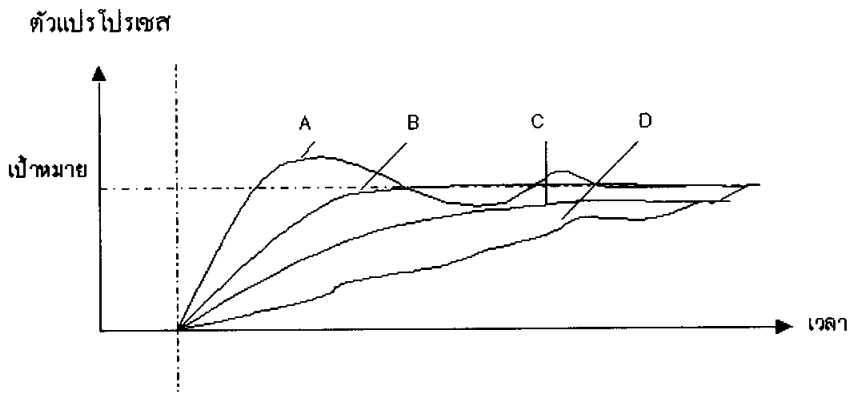
รูปที่ 3.6 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ



รูปที่ 3.7 ลักษณะของสัญญาณความสูงหนึ่งหน่วย(Unit Step Input)

ระบบควบคุมในรูปที่ 3.6 ถ้าลองเปลี่ยนค่าเป้าหมาย ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ตัวควบคุมจะพยายามควบคุมให้ตัวแปร โพรเซสวิ่งเข้าหาค่าเป้าหมายนั้น ผลตอบของตัวแปร โพรเซสจะมีหลายแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.8

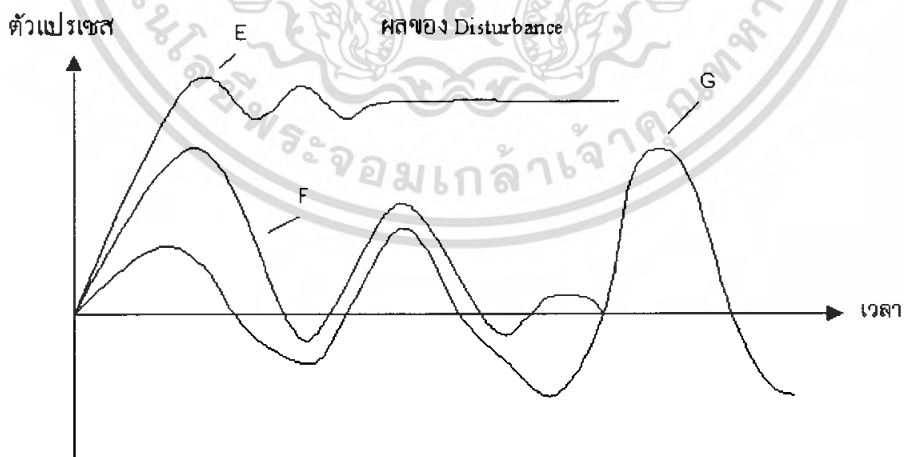
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองของสัญญาณความสูงหนึ่งหน่วย (Unit Step Input)

- A มี โอเวอร์ชูต (Overshoot) และมีการแกว่ง
- B ตอบรับเร็ว
- C แปรโปรเซสมีค่าไม่เท่ากับค่าเป้าหมายแม้เวลาจะผ่านพ้นไปนานเรียกว่าเกิด ออฟเซต (Offset)
- D ตอบรับช้า

เมื่อตัวแปรโปรเซสหยุดนิ่งที่ค่าเป้าหมาย ในขณะนั้น เกิดมี สิ่งรบกวน (Disturbance) เข้ามา รบกวนโปรเซส สิ่งรบกวน (Disturbance) ได้แก่การเปลี่ยนแปลงของโหลด การเปลี่ยนแปลงของ สภาพแวดล้อม เป็นต้น ผลตอบของโปรเซส จะมีหลายแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองของสิ่งรบกวน (Disturbance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E เกิด ออฟเซต (Offset) ให้ค่าผิดไปจากค่าเป้าหมายเดิม

F เกิดการแกว่งเล็กน้อยก่อนกลับเข้าสู่ค่าเป้าหมายเดิม

G เกิดแกว่งและขาดเสถียรภาพ

เมื่อพิจารณาผลตอบของการควบคุมชนิดต่างๆ เหล่านี้จึงพอสรุปได้ว่า ระบบควบคุมที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. มีเสถียรภาพไม่เกิดการแกว่ง (Oscillation)
2. ตอบรับการเปลี่ยนค่าเป้าหมาย ได้อย่างรวดเร็ว
3. ไม่เกิด ออฟเซต (Offset)

3.5.2 ความยากง่ายในการควบคุมของโปรเซส

จากคำพูดที่ว่า “เวลาที่ล่าช้ากว่าเวลาจริง (Dead Time) เป็นศัตรูตัวร้ายของ การควบคุม ”

ลักษณะสมบัติของโปรเซสนั้นต่างๆ ไปจะมี เวลาที่ช้ากว่า (Time lag) จากรูปคลื่นผลตอบของโปรเซสต่อ สัญญาณที่เข้ามาที่มีความสูงหนึ่งหน่วย (Unit Step Input) เราสามารถหาค่า เวลาที่ล่าช้ากว่าเวลาจริง (Dead Time) ให้เท่ากับ (LE)และค่าคงตัวเวลาให้เท่ากับ (TE) โดยประมาณได้ อัตราส่วน $\frac{LE}{TE}$ นี้จะเป็นค่าที่ใช้ประเมินความยากง่ายในการควบคุมและ ใช้เลือกแบบการควบคุม

ตารางที่ 3.1 อัตราส่วน นี้จะเป็นค่าที่ใช้ประเมินความยากง่ายในการควบคุม และเลือกใช้แบบควบคุม(นำมาจากบทความของ ทวี ว่องธัญกิจ หน้า 3)

$\frac{LE}{TE}$	แบบการควบคุมที่เหมาะสมกับโปรเซสนั้น
$\frac{LE}{TE} < 0.2$	เปิด-ปิด(ON-OFF), พี(P), พีไอ(PID)
$0.2 < \frac{LE}{TE} < 1.0$	พีไอ(PID), พีไอดี(PID)
$1.0 < \frac{LE}{TE}$	ชดเชยล่วงหน้า (Feed Forward) ,ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุม (Computer Control)

$\frac{LE}{TE} < 1.0$ สามารถใช้การควบคุมแบบ พีไอดี (PID) ได้ตามปกติ

$0.5 < \frac{LE}{TE} < 1.0$ การควบคุมแบบ พีไอดี (PID) จะควบคุมได้ยากมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.3 สาเหตุของการขาดเสถียรภาพของระบบ

1. ผลของระบบควบคุมข้างเดียวหรืออื่น ๆ
2. สิ่งรบกวน (Disturbance)
3. มี ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Element) ในระบบเอง เช่น ความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ (Backlash) ความผิด ช่วงที่ทำการควบคุมระบบไม่ได้ (Dead Band) เป็นต้น
4. เกณฑ์ของระบบ (Process Gain) หรือ เกณฑ์ของการป้อนกลับ (Loop Gain) มีค่าสูงเกินไป
5. คุณสมบัติของตัวแปรในระบบไม่คงที่แปรเปลี่ยนตาม สิ่งรบกวน (Disturbance), ค่าเป้าหมาย, เวลา เป็นต้น

3.5.4 ชนิดของตัวควบคุม

เมื่อพิจารณาตัวควบคุมดังในรูป จะเห็นว่า ตัวควบคุมจะเป็นเสมือน ระบบระบบหนึ่งที่มี อินพุต คือความแตกต่างระหว่างค่าที่ต้องการกับค่าที่วัดได้ $e(t) = y_{sp}(t) - y_m(t)$ และมี เอาท์พุท หรือการตอบสนองคือ สัญญาณควบคุม (Control signal) ที่จะถูกส่งไปยัง ตัวควบคุมสุดท้าย



รูปที่ 3.10 ลักษณะของสัญญาณที่จะเข้าสู่ตัวควบคุม(Controller)

ตัวควบคุมที่ใช้ในอุตสาหกรรมประมาณ 80 % จะอยู่ใน 3 ประเภท คือ

ตัวควบคุมแบบ พี (Proportional Controller (P))

ตัวควบคุมแบบ พีไอ (Proportional - Integral Controller (PI))

ตัวควบคุมแบบ พีไอดี (Proportional - Integral - Derivative Controller (PID))

3.5.4.1 ตัวควบคุมแบบ พี (Proportional Controller (P))

ตัวควบคุมชนิดนี้มีลักษณะตามชื่อเรียก คือสัญญาณควบคุมจะเป็นอัตราส่วนกับความแตกต่างหรือค่า ผิดพลาด(Error) ที่วัดได้ โดยสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$c(t) = K_c E(t) + c_s \quad (3.33)$$

โดยค่า

K_c เป็นค่าคงที่ของตัวควบคุมเรียกว่า เกนพี (Proportional Gain) K_c บางครั้ง จะแสดงในรูปของ พีแบนด์ (Proportional Band (PB)) โดยกำหนดให้

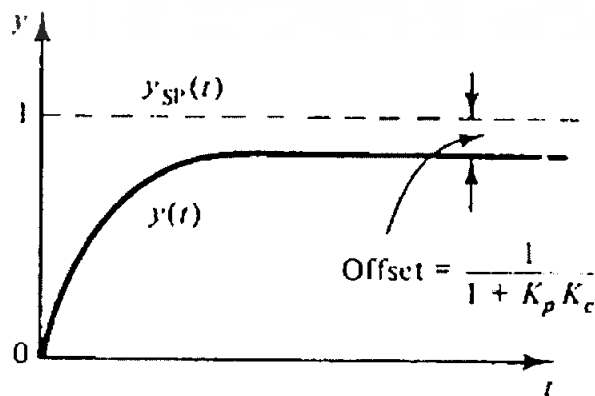
$$PB = \frac{100}{K_c} \text{ และ } 1 < PB < 500 \text{ หรือ } K_c = \frac{100}{PB}$$

c_s เป็นค่าของสัญญาณ ซึ่งจะให้ค่าสัญญาณกับ ตัวควบคุมสุดท้ายในกรณีที่ไม่มี ค่าผิดพลาด (Error) เกิดขึ้น

ตัวควบคุมแบบ พี สามารถเขียนในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ได้เป็น

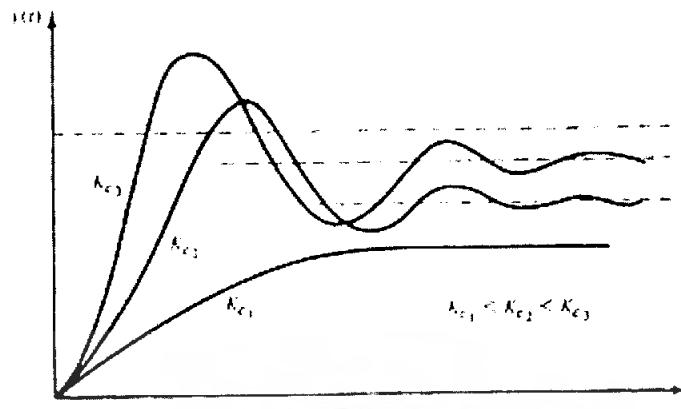
$$G_c(S) = K_c \quad (3.34)$$

โดยการตอบสนองของระบบลูปปิด (Closed Loop Response) เมื่อใช้การควบคุมแบบ พี และมี การให้ค่าของ ค่าที่ต้องการ (Set Point) เป็น สัญญาณความสูงหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) จะ แสดงได้ดังกราฟ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.11 การตอบสนองเมื่อกระบวนการเป็นระบบอันดับ 1



รูปที่ 3.12 การตอบสนองเมื่อกระบวนการเป็นระบบเป็นแบบอั้นเดอร์แคมป์ (Under Damped)

ทั้งนี้คุณสมบัติประการหนึ่งของระบบควบคุมแบบ พี คือจะไม่สามารถควบคุมให้ สัญญาณเอาต์พุต (y) เข้าสู่ค่าที่ต้องการได้ โดยความแตกต่างนี้เรียกว่า ค่า ออฟเซท (Offset)

3.5.4.2 ตัวควบคุมแบบ พีไอ (Proportional Integral (PI))

ตัวควบคุมชนิดนี้จะมีการเพิ่มเทอม อินทิกรัล เข้าไป เพื่อต้องการลดค่า ออฟเซท (Offset) ที่เกิดขึ้นในการควบคุมแบบ Proportional โดยสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$c(t) = K_c e(t) + \frac{K_c}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt + c_s \quad (3.35)$$

โดยค่า

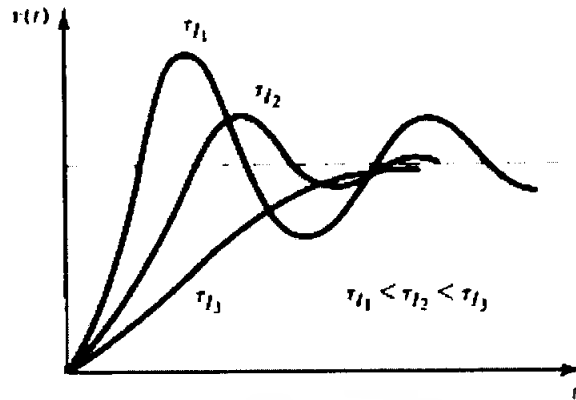
τ_i คือค่าคงที่เรียกว่า คาบเวลาคงตัวของอินทิกรัล (Integral Time Constant) ซึ่งโดยปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 < \tau_i < 50$ นาที

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$G_c(S) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i S} \right) \quad (3.36)$$

โดยการตอบสนองของระบบลูปปิด (Closed Loop Response) เมื่อใช้การควบคุมแบบ พีไอ (Proportional Integral) และมีการให้ค่าเป้าหมาย (Set Point) เป็น ฟังก์ชันหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) จะแสดงได้ดังกราฟ - ข้างล่าง ซึ่งจะเห็นได้ว่า ไม่มีค่า Offset เกิดขึ้นในกรณีนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต ถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การตอบสนองของระบบเมื่อใช้การควบคุมแบบ PI

3.5.4.3 ตัวควบคุมแบบ พีไอดี (Proportional Integral Derivative (PID))

ตัวควบคุมชนิดนี้จะมีการเพิ่มเทอมอนุพันธ์เข้าไป เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุม โดยสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$c(t) = K_C e(t) + \frac{K_C}{\tau_i} \int_0^t e(t) dt + K_C \tau_d \frac{de(t)}{dt} + c_s \quad (3.37)$$

โดยมีค่า

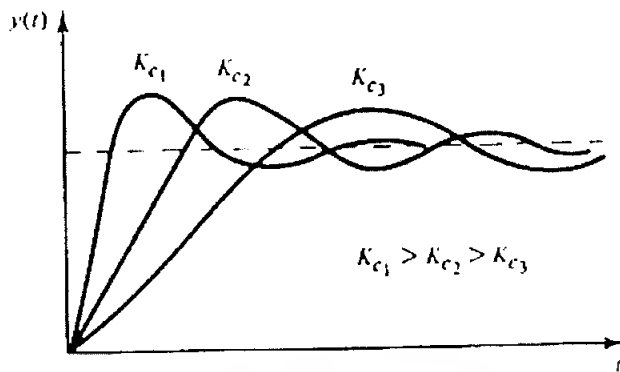
τ_d เป็นค่าคงที่เรียกว่า คาบเวลาคงตัวของอนุพันธ์ (Derivative Time Constant) หน่วยเป็น นาที (min.)

และเมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$G_C(S) = K_C \left(1 + \frac{1}{\tau_i S} + \tau_d S \right) \quad (3.38)$$

ลักษณะการตอบสนองของระบบที่มีการควบคุมแบบ พีไอดี จะเห็นได้ว่ามีประสิทธิภาพดีกว่า 2 แบบแรก ดังผลการตอบสนองแสดงในกราฟ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่าเป้าหมาย (Set Point) เป็นแบบ สัญญาณฟังก์ชันหนึ่งหน่วย (Unit Step Function)

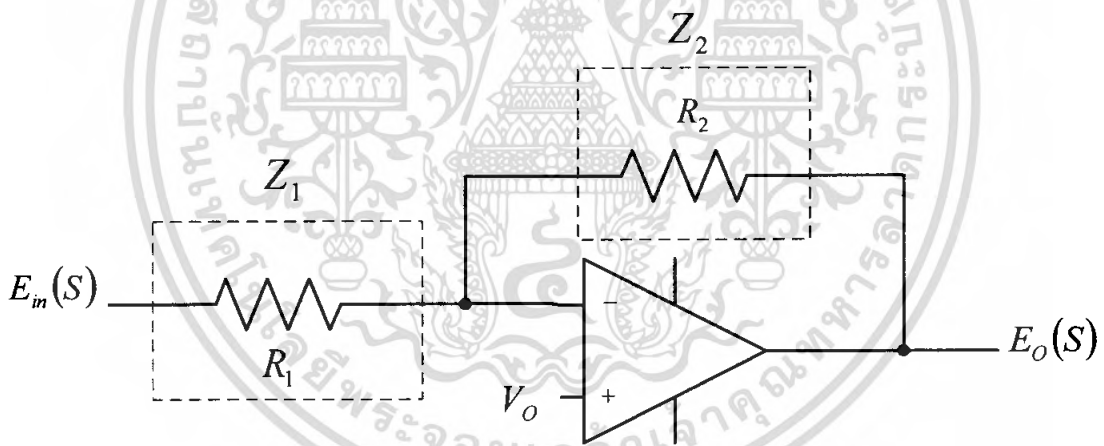
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 การตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PID

การตอบสนองของระบบควบคุมแบบ พีไอดี ซึ่งมีประสิทธิภาพดีกว่า พี และ พีไอ

3.5.5 วงจรตัวควบคุมแบบ ต่างๆที่ต่อใช้งาน

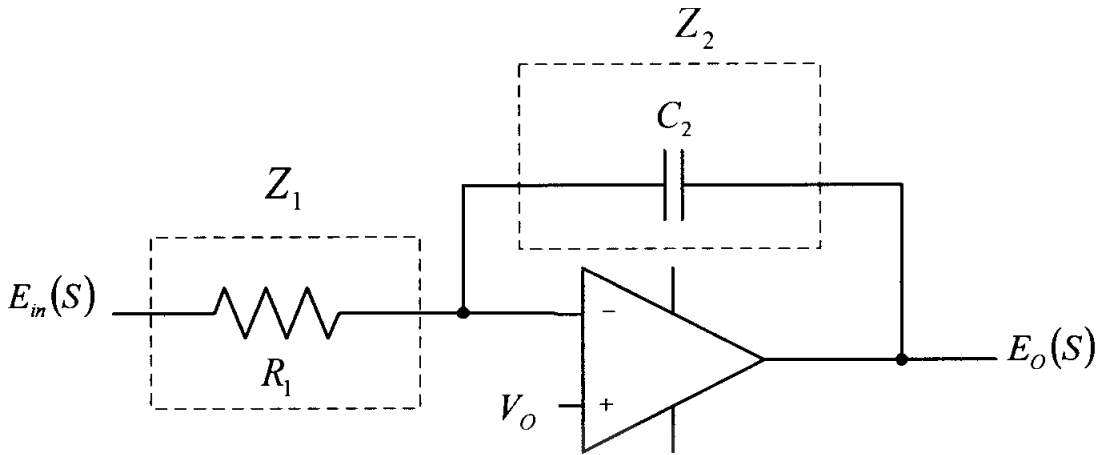


รูปที่ 3.15 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พี

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$\frac{E_o(s)}{E_m(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.39)$$

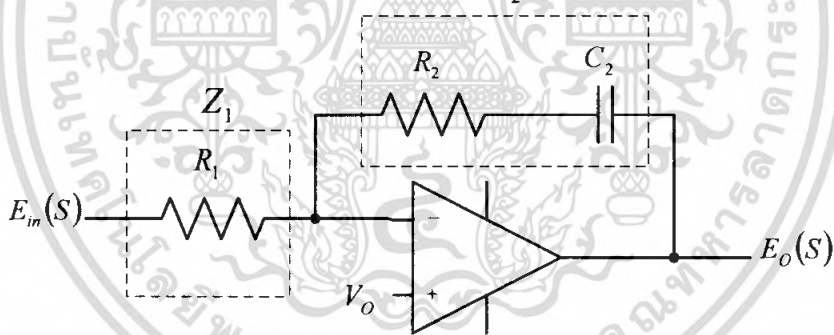
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงวงจร ควบคุมแบบ ไอ

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$\frac{E_o(s)}{E_{in}(s)} = -\left(\frac{1}{R_1 C_2 S}\right) \quad (3.40)$$

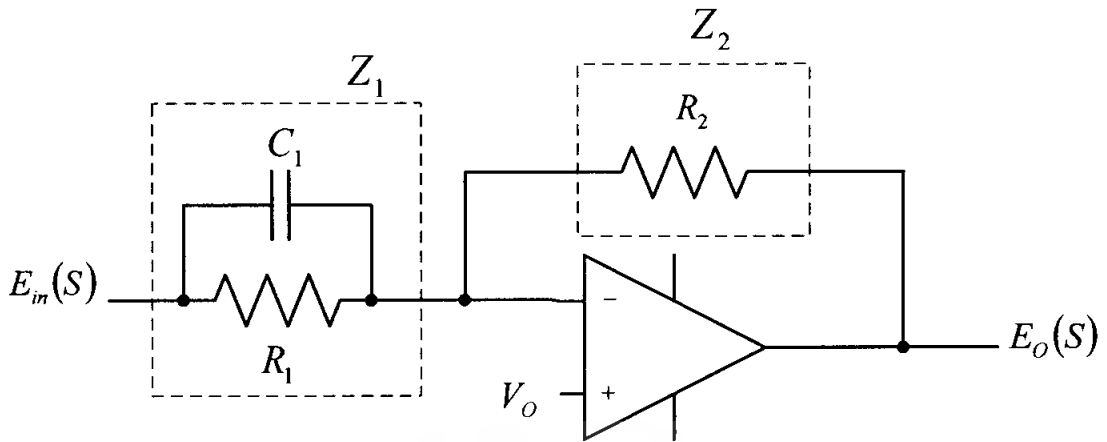


รูปที่ 3.17 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พี ไอ

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$\frac{E_o(s)}{E_{in}(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_2 C_2 S + 1}{R_2 C_2 S}\right) \quad (3.41)$$

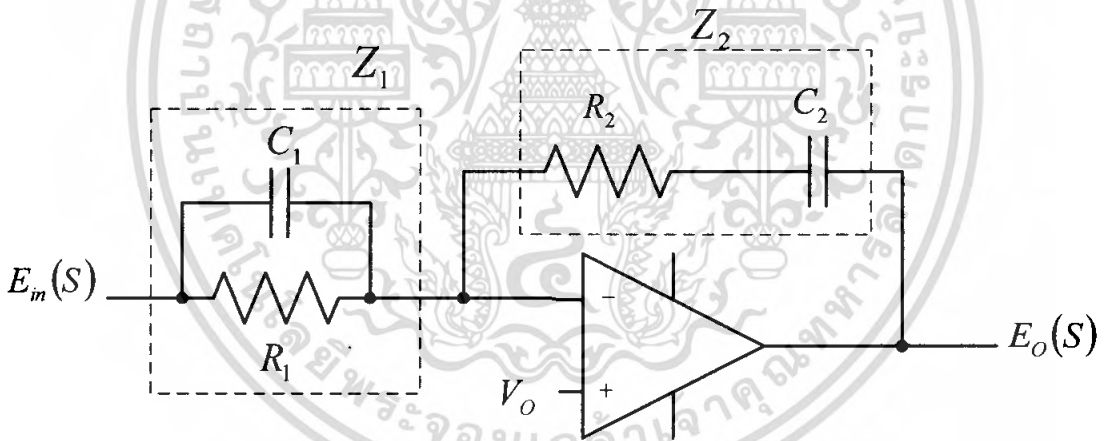
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พีดี

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$\frac{E_o(s)}{E_m(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)(R_1 C_1 S + 1) \quad (3.42)$$



รูปที่ 3.19 แสดงวงจร ควบคุมแบบ พีไอดี

เมื่อเขียนอยู่ในรูปของ ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน จะได้เป็น

$$\frac{E_o(s)}{E_m(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{(R_1 C_1 S + 1)(R_2 C_2 S + 1)}{R_2 C_2 S}\right) \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.6 ความคุมแบบ พี ไอ ที่ต่อใช้งานจริง

จากสมการที่(3.41) จัดรูปใหม่จะได้

$$K = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{E_{O(s)}}{E_{m(s)}} = -(K) \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 S} \right)$$

$$\tau_i = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\frac{E_{O(s)}}{E_{m(s)}} = -(K) \left(1 + \frac{1}{\tau_i S} \right)$$

$$\frac{E_{O(s)}}{E_{m(s)}} = - \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \quad (3.44)$$

$E_{m(s)}$ = แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง

$E_{O(s)}$ = แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่าง แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง กับ แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจร

V_O = แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจร

การปรับแต่งระบบทำได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าของ R_2 โดยกำหนดค่า R_1 และ C_2 ให้มีค่าคงที่ อยู่ที่ค่าๆหนึ่งก่อนแล้วคูณผลตอบสนอง พบว่าที่

R_1 มีค่า $1.3k\Omega$, R_2 มีค่า $5.5k\Omega$, C_2 มีค่า $0.1\mu F$ มีเสถียรภาพดีที่สุด

แทนค่า R_1 , R_2 และ C_2 ลงในสมการที่(3.41) จะได้ว่า

$$\frac{E_{O(s)}}{E_{m(s)}} = - \left(\frac{5.5k\Omega}{1.3k\Omega} \right) \left(\frac{5.5k\Omega \times 0.1\mu F S + 1}{5.5k\Omega \times 0.1\mu F S} \right)$$

ดังนั้นวงจรชดเชยจึงมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\frac{E_{O(s)}}{E_{m(s)}} = - \frac{S 2.3265 \times 10^{-3} + 4.23}{S 550 \times 10^{-6}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ออกแบบมาถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกและการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกซึ่งวิธีการทดลองและผลการทดลองจะนำเสนอต่อไปนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ได้แก่

1. Digital Oscilloscope DL 1520
2. Current Probe TM504
3. Digital Multimeter Fluke 179
4. DC Power Supply Escort 3030 TD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

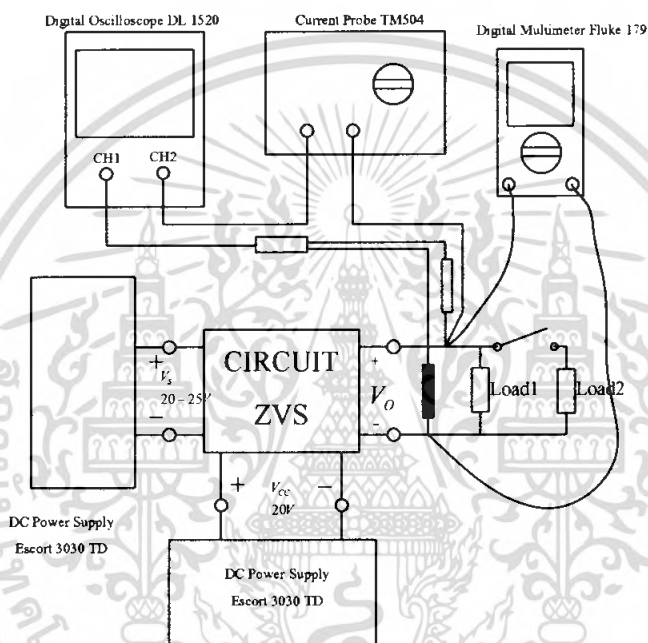
4.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก

4.3.1. การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง

การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



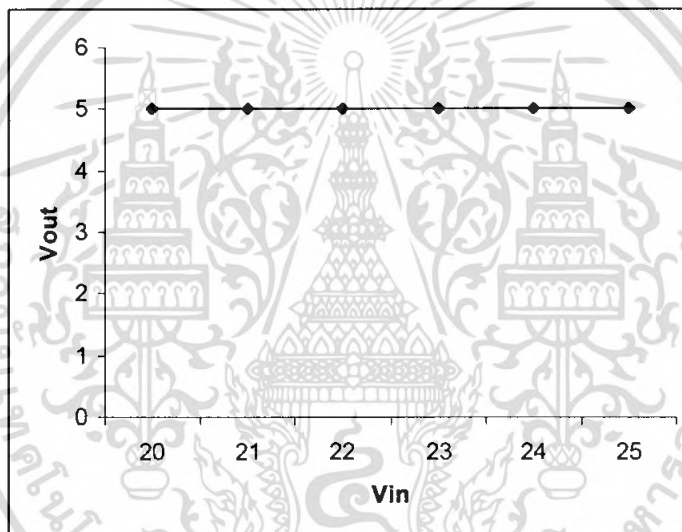
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply

3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20-25 V จาก DC Power Supply

4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกที่แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง 20V ถึง 25V

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง

$V_{in}(V)$	$V_o(V)$
20	5.003
21	5.002
22	5.002
23	5.004
24	5.003
25	5.004



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า

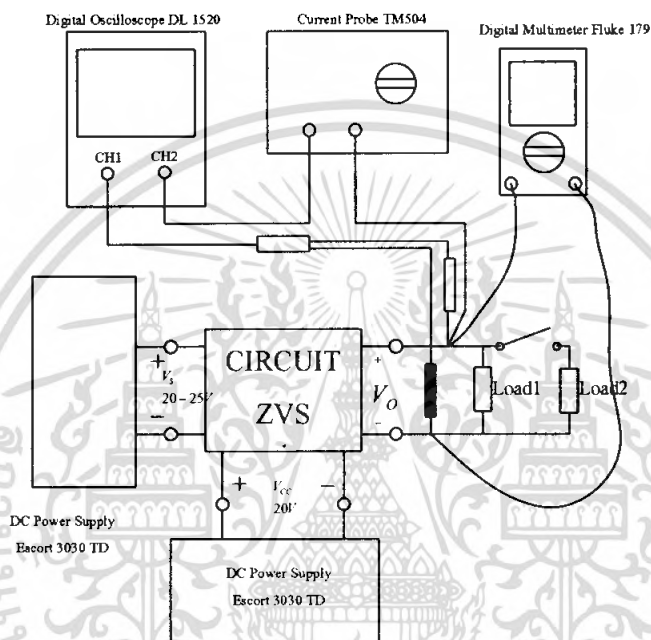
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลง

การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลง

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดการทดลองดังรูป



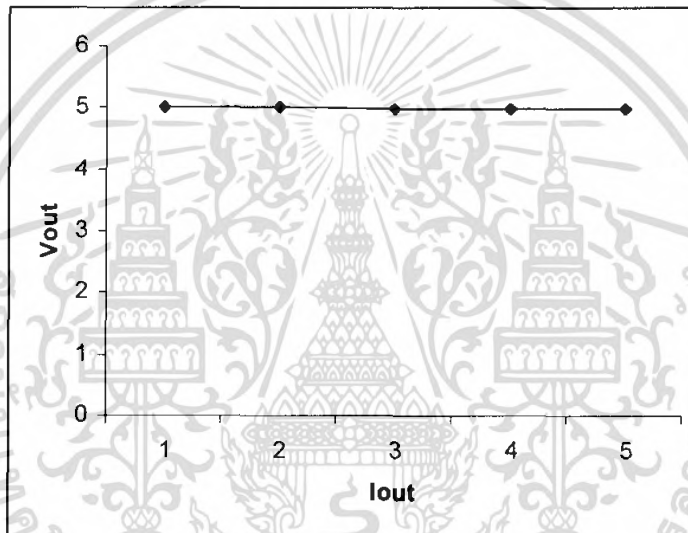
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply

3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply

4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกที่กระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลง 1A ถึง 5A

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการวัดระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลง

$I_o (A)$	$V_o (V)$
1	5.002
2	4.998
3	4.993
4	4.988
5	4.984



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่ทางออก

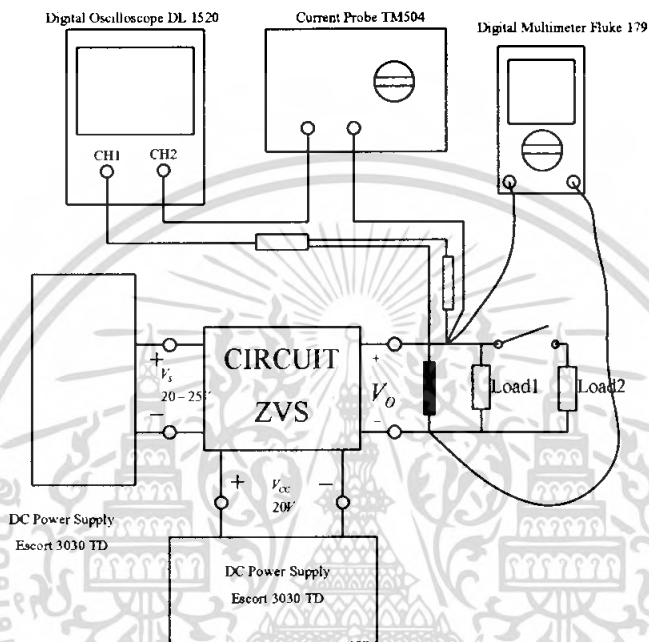
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก

การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

วิธีการทดลอง

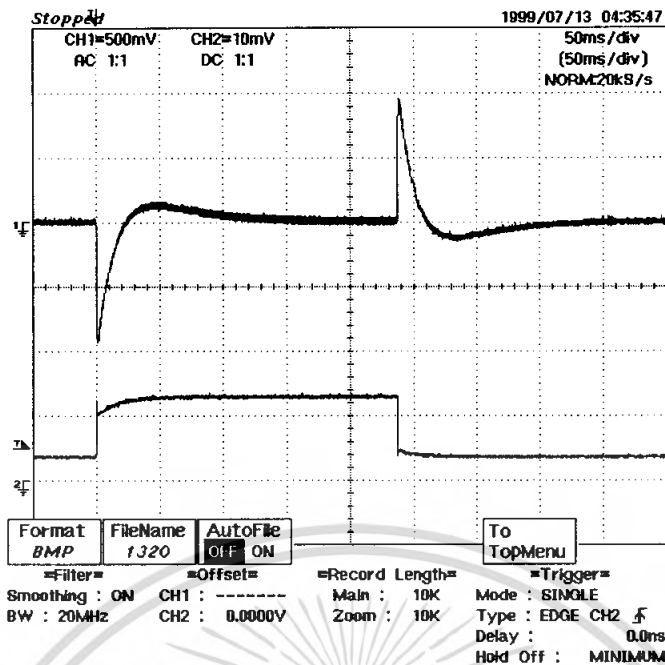
1. จัดชุดการทดลองดังรูป



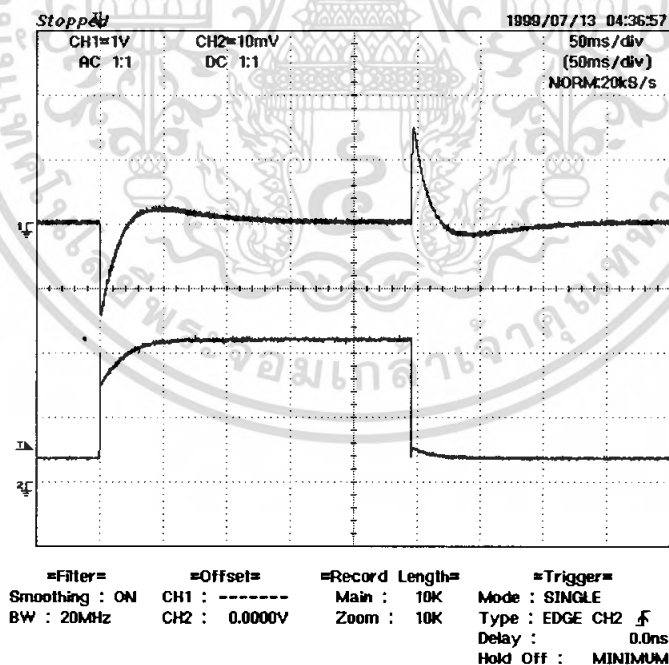
2. ถ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply

3. ถ่ายแรงดันไฟฟ้า 20-25 V จาก DC Power Supply

4. บันทึกสัญญาณการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจร เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางออกเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 1A ไปเป็น 5A

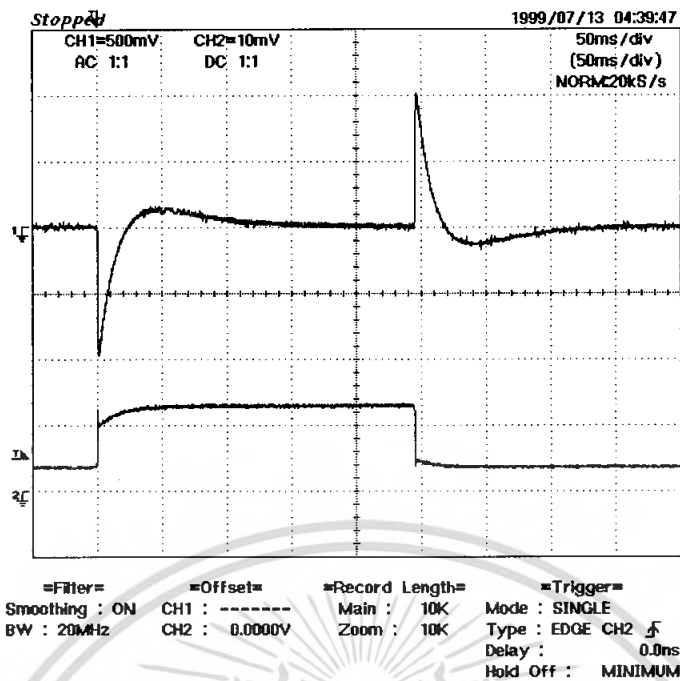


รูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A ที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 20 V

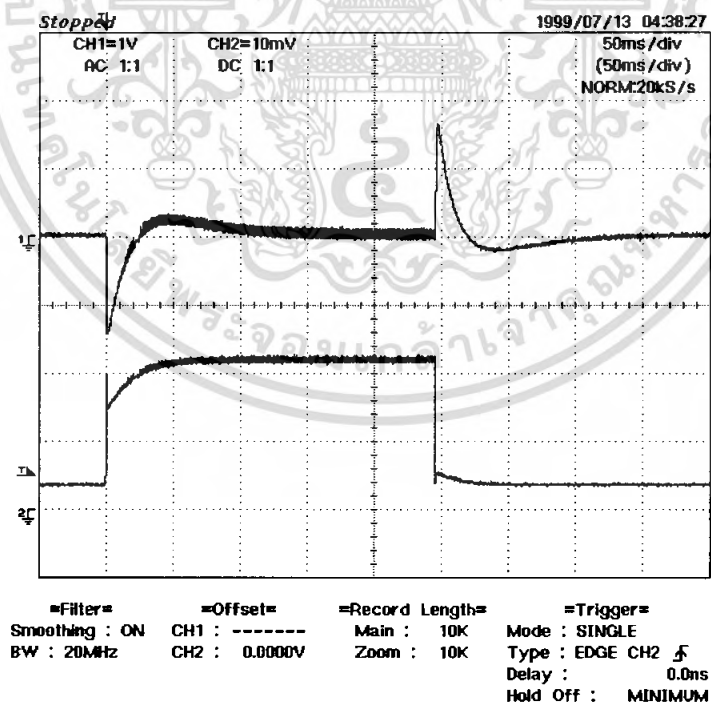


รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 5A ที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 20 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A ที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 25 V

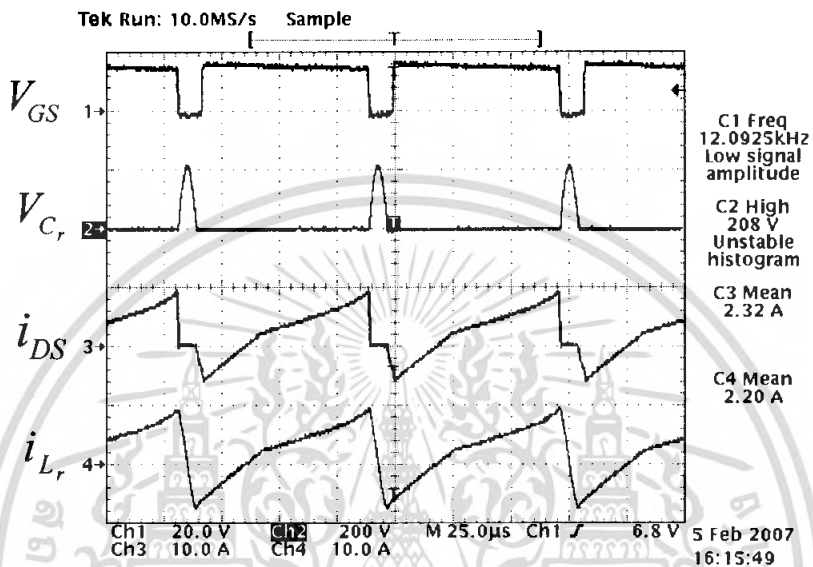


รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สวิตซ์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เป็นไปเป็น 5A ที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้า 25 V ศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

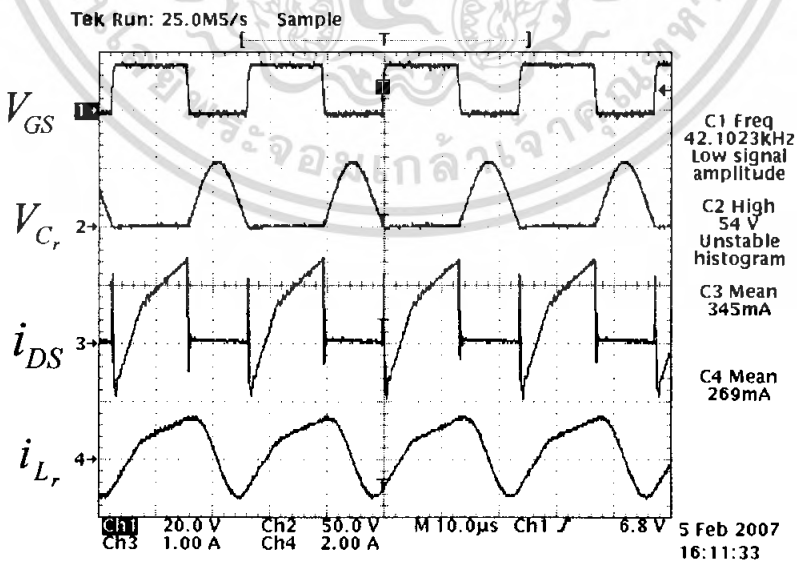
4.3 การทดสอบการสูญเสียที่สวิตช์

จากการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ผลจากการทดลอง ของแรงดันไฟฟ้าขั้วสวิตช์ (V_{GS}) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{DS}) กระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์ (i_{DS}) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_r (i_{L_r}) กรณีความถี่ดังนี้



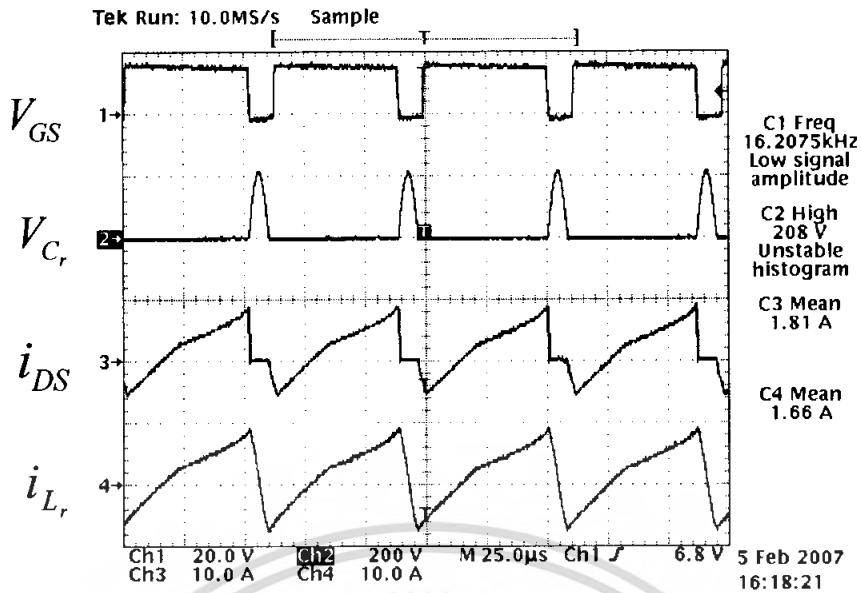
รูปที่ 4.8 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า $F_{s,min} = 12.092 \text{ kHz}$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_{L,min} = 1\Omega \text{ และ } V_{s,min} = 20V$$



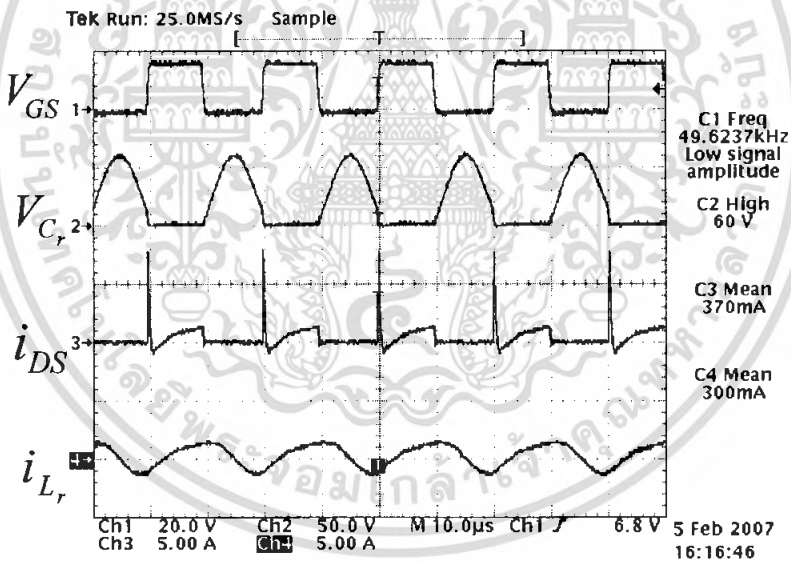
รูปที่ 4.9 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,max} = 42.102 \text{ kHz}$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,min} = 16.20kHz_z$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ

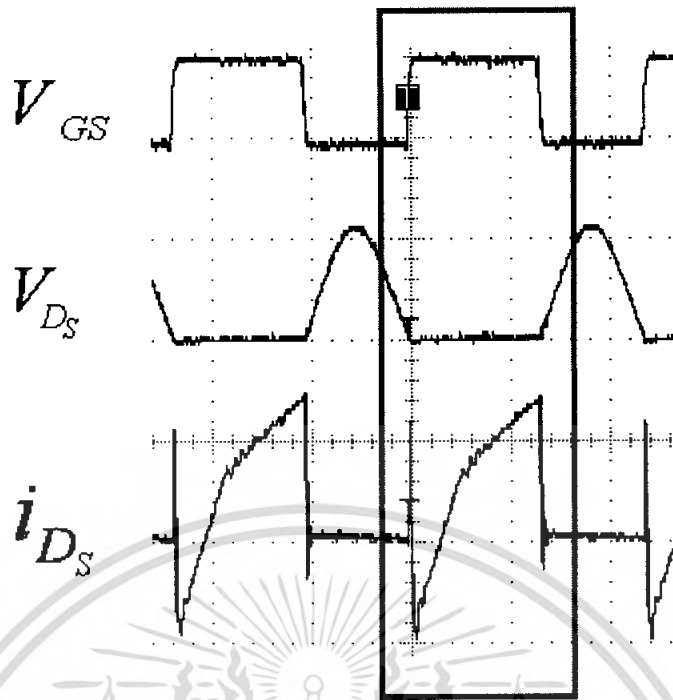
$$R_{L,min} = 1\Omega \text{ และ } V_{s,max} = 25V$$



รูปที่ 4.11 ผลของการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ $F_{s,max} = 49.6kHz_z$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_{L,max} = 5\Omega \text{ และ } V_{s,max} = 25V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 รูปแสดงการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

จากผลการทดลองจะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ทั้งขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าและขณะสวิตช์ไม่นำกระแสดังกล่าวคือ ไม่เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์

ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ

	เงื่อนไขที่ 1	เงื่อนไขที่ 2	เงื่อนไขที่ 3	เงื่อนไขที่ 4
R_L	1Ω	5Ω	1Ω	5Ω
V_s	$25V$	$25V$	$20V$	$20V$
I_s	$1.22A$	$0.24A$	$1.466A$	$0.28A$
P_s	$30.5W$	$6W$	$29.32W$	$5.6W$
V_o	$4.986V$	$5.003V$	$4.986V$	$5.003V$
I_o	$5A$	$1A$	$5A$	$1A$
P_o	$24.93W$	$5.003W$	$24.93W$	$5.003W$
ประสิทธิภาพ	81.73%	83.33%	85.01%	87.02%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
ต้นแบบพร้อมกับวงจรชดเชยที่ออกแบบเอาไว้ข้างต้น

1. ผลจากการทดสอบการสูญเสียที่สวิตช์แสดงให้เห็นว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็น
ศูนย์ทั้งขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าและ ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้านั้นคือไม่เกิดการสูญเสีย
ขณะสวิตช์ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีข้างต้น

2. วงจรชดเชยชนิดพีไอที่นำมาใช้ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ทางออก มีเสถียรภาพสามารถรักษา
แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกได้ดี

3. ผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยแม้จะมีการเปลี่ยนแปลง
แปลงของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

4. ผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยแม้จะมีการเปลี่ยนแปลง
แปลงของกระแสไฟฟ้าด้านออก

5. สามารถทำให้วงจรมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นมากกว่านี้ โดยการปรับปรุงตัวชดเชยให้เหมาะสม

6. จากการทดลองจะเห็นว่าประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบดังแสดงในตารางที่ 4.3 ยังไม่ดี
เท่าที่ควรเนื่องจากขาดประสิทธิภาพในการออกแบบวงจรยังไม่ดีเท่าที่ควร จึงทำให้เกิดการ
สูญเสียในตัวนำมากและค่าต่างๆที่นำมาใช้เป็นค่าใกล้เคียงที่คำนวณไว้ จึงทำให้ประสิทธิภาพไม่ดี
เท่าที่ควร

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Umanand, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters**. Wiley Eastern Limited. 1992.
- [2] Bill Andreyckak. **“Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion”** Unitrode Application Note. pp.3-331-3-351
- [3] William H.Hayt,Jr.,Jack E.Kemmerly. **Engineering Circuit Analysis**. 1992.
- [4] Larry Wofford. **“A NEW FAMILY OF INTEGRATED CIRCUITS CONTROLS RESONANT MODE POWER CONVERTERS”** Unitrode Application Note. 3-170-3-178
- [5] Katsuhiko Ogata. **Modern Control Engineering**. 4th. Pearson Education International.2002
- [6] กัญติชา กิตติพิริชต์ **“การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์”** วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุมบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [7] ปรีชดา ราวีศรี,เสาวลักษณ์ สุขเจริญโชค **“คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์”** วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542
- [8] ทวี ว่องรัชฎกิจ. **“ระบบการควบคุมป้อนกลับ(PID).”** [online]. Available: <http://www.jobpub.com/articles/showarticle.asp?id=152>. 2007.
- [9] มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์. **“ชนิดของตัวควบคุม.”** [online]. Available: <http://cyberlab.lh1.ku.ac.th/elearn/faculty/aid/jd76/chapter5.htm>

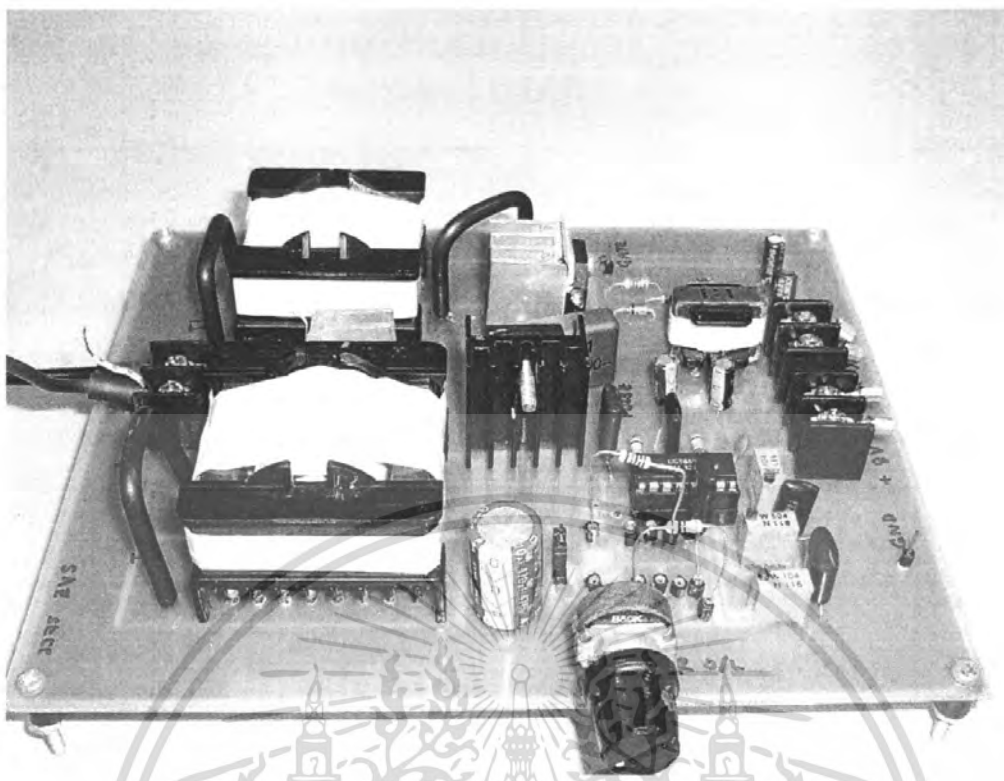
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ภาพถ่ายของงานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ก.1 ภาพถ่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์



รูปที่ก.2 ภาพถ่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ซึ่งขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ต่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าร่วมกับชุดหลอดและเครื่องมือในการทดลอง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

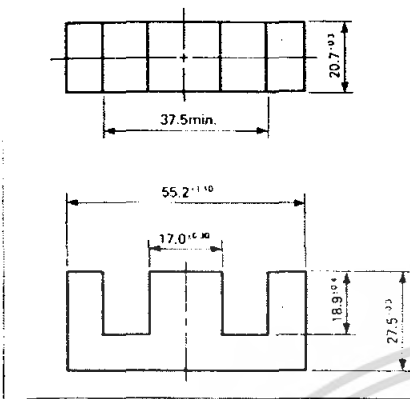
ตารางแกนเฟอไรต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE55/55A

EE CORES



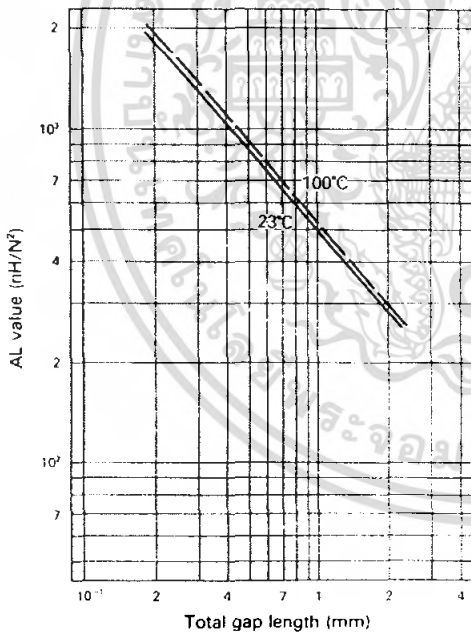
Magnetic Parameter

Core constant	C_1	0.34989 mm ⁻¹
Effective magnetic pass length	l_e	124 mm
Effective cross sectional area	A_e	353 mm ²
Effective core volume	V_e	43700 mm ³
Center leg area	A_c	352 mm ²
Minimum cross sectional area (Center leg)	A_{min}	352 mm ²
Winding area of core	A_w	400 mm ²

Approx. Weight 218 g/pair
Unit: mm

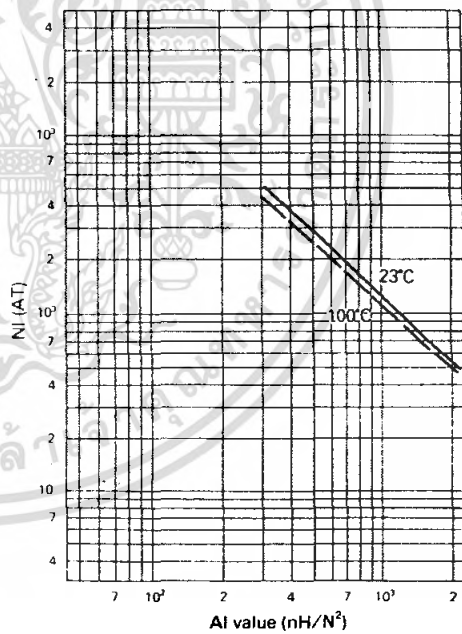
Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025–8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



23°C AL = 489.8 × G^{-0.79375} (nH/N²)
 G = 2449.5 × AL^{-1.25803} (mm)
 100°C AL = 507.1 × G^{-0.82785} (nH/N²)
 G = 1852.3 × AL^{-1.20794} (mm)

NI vs. AL value



NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

รูปที่ ก.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE CORES

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm ²)	Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	C_1 (mm ⁻¹)	A_0 (mm ²)	l_0 (mm)	V_0 (mm ³)							
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	42.6	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	—	—

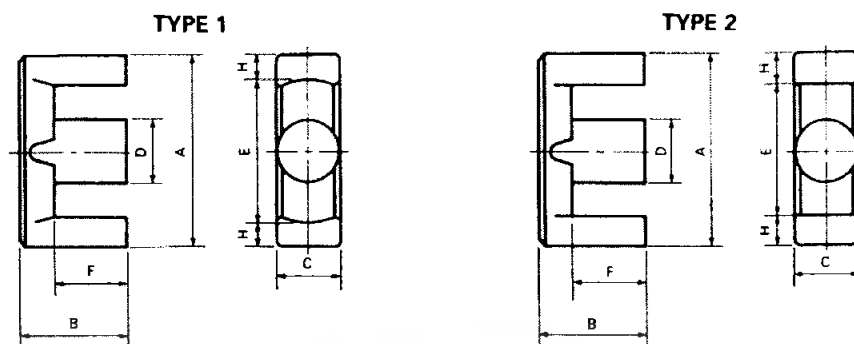
Note: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Summary

EER CORES

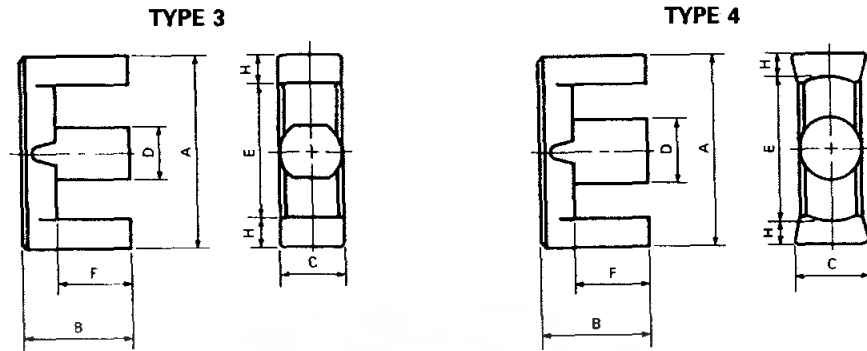


Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	E _{min.}	F	H _{nom.}	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	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	26.5	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EER CORES



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area $A_{min.}$ (mm ²)		Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C_1 (mm ⁻¹)	A_0 (mm ²)	l_0 (mm)	V_0 (mm ³)							
EER09/05	1.7278	7.96	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	6860	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	41
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	41, 42
EER40/45	0.63353	153	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34	—
EER42/42	0.52864	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	189	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	254	99.5	25300	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	90.4	23100	252	252	C	252	117	—	—
EER55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—	—
EER80/65	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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ตารางขนาดลวดตัวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²
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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 (ต่อ) ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²
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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 (ต่อ) ตารางขนาดลวดตัวนำ

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²
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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resonant-Mode Power Supply Controllers

FEATURES

- Controls Zero Current Switched (ZCS) or Zero Voltage Switched (ZVS) Quasi-Resonant Converters
- Zero-Crossing Terminated One-Shot Timer
- Precision 1%, Soft-Started 5V Reference
- Programmable Restart Delay Following Fault
- Voltage-Controlled Oscillator (VCO) with Programmable Minimum and Maximum Frequencies from 10kHz to 1MHz
- Low Start-Up Current (150µA typical)
- Dual 1 Amp Peak FET Drivers
- UVLO Option for Off-Line or DC/DC Applications

DESCRIPTION

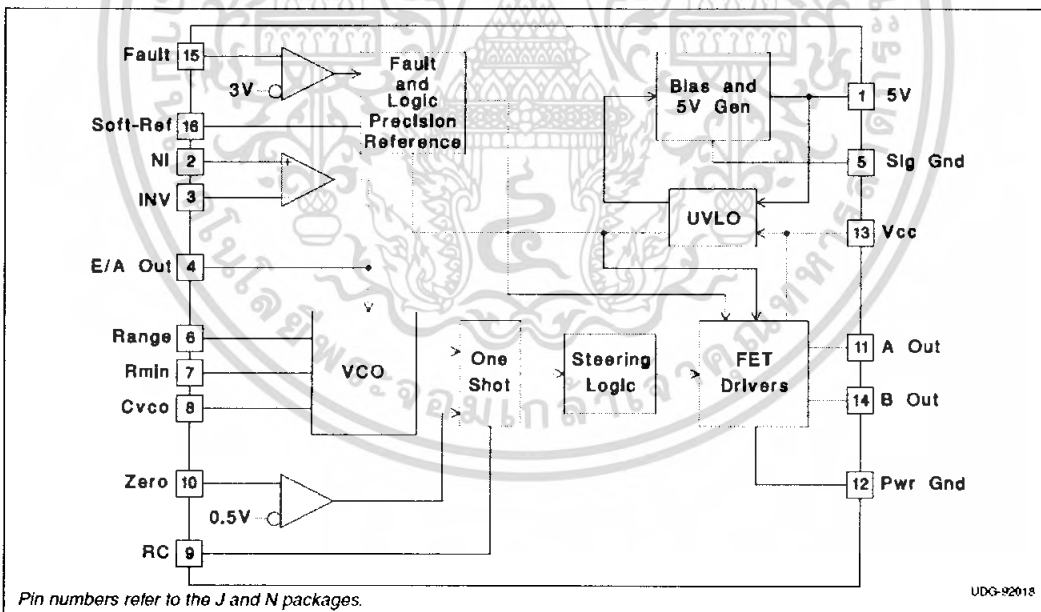
The UC1861-1868 family of ICs is optimized for the control of Zero Current Switched and Zero Voltage Switched quasi-resonant converters. Differences between members of this device family result from the various combinations of UVLO thresholds and output options. Additionally, the one-shot pulse steering logic is configured to program either on-time for ZCS systems (UC1865-1868), or off-time for ZVS applications (UC1861-1864).

The primary control blocks implemented include an error amplifier to compensate the overall system loop and to drive a voltage controlled oscillator (VCO), featuring programmable minimum and maximum frequencies. Triggered by the VCO, the one-shot generates pulses of a programmed maximum width, which can be modulated by the Zero Detection comparator. This circuit facilitates "true" zero current or voltage switching over various line, load, and temperature changes, and is also able to accommodate the resonant components' initial tolerances.

Under-Voltage Lockout is incorporated to facilitate safe starts upon power-up. The supply current during the under-voltage lockout period is typically less than 150µA, and the outputs are actively forced to the low state. (continued)

Device	1861	1862	1863	1864	1865	1866	1867	1868
UVLO	16.5/10.5	16.5/10.5	36014	36014	16.5/10.5	16.5/10.5	36014	36014
Outputs	Alternating	Parallel	Alternating	Parallel	Alternating	Parallel	Alternating	Parallel
"Fixed"	Off Time	Off Time	Off Time	Off Time	On Time	On Time	On Time	On Time

BLOCK DIAGRAM



SLUS289 - OCTOBER 1998

UC1861-1868
 UC2861-2868
 UC3861-3868

DESCRIPTION (cont.)

UVLO thresholds for the UC1861/62/65/66 are 16.5V (ON) and 10.5V (OFF), whereas the UC1863/64/67/68 thresholds are 8V (ON) and 7V (OFF). After V_{CC} exceeds the UVLO threshold, a 5V generator is enabled which provides bias for the internal circuits and up to 10mA for external usage.

A Fault comparator serves to detect fault conditions and set a latch while forcing the output drivers low. The Soft-Ref pin serves three functions: providing soft start, re-

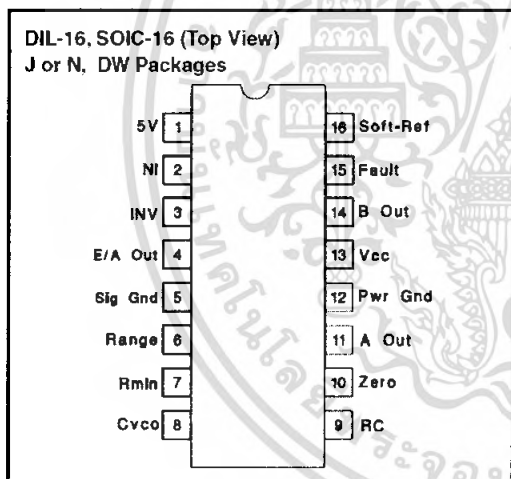
start delay, and the internal system reference.

Each device features dual 1 Amp peak totem pole output drivers for direct interface to power MOSFETS. The outputs are programmed to alternate in the UC1861/63/65/67 devices. The UC1862/64/66/68 outputs operate in unison allowing a 2 Amp peak current.

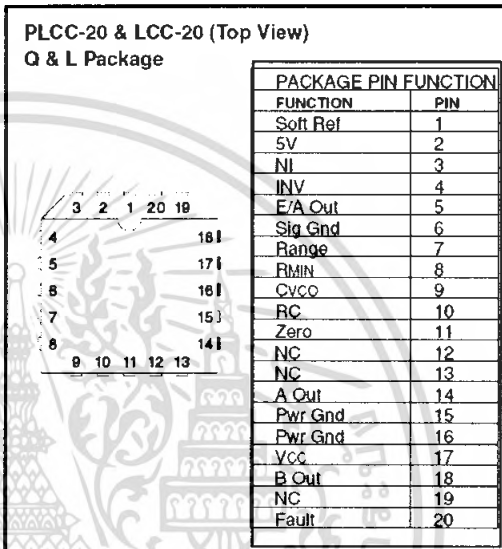
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC}	22V
Output Current	
Source or Sink (Pins 11 & 14)	0.5A
DC Pulse (0.5µs)	1.5A
Power Ground Voltage	±0.2V
Inputs (Pins 2, 3, 10, & 15)	-0.4 to 7V
Error Amp Output Current	±2mA
Power Dissipation	1W
Junction Temperature (Operating)	150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

All voltages are with respect to signal ground and all currents are positive into the specified terminal. Pin numbers refer to the J and N packages. Consult Unirode Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limitations of packages.



CONNECTION DIAGRAMS



UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise stated, all specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC186x, $-25^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC286x, and $0^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the UC386x. $\text{V}_{\text{CC}}=12\text{V}$, $\text{C}_{\text{VCO}}=1\text{nF}$, $\text{Range}=7.15\text{k}$, $\text{R}_{\text{MIN}}=86.6\text{k}$, $\text{C}=200\text{pF}$, $\text{R}=4.02\text{k}$, and $\text{C}_{\text{sr}}=0.1\mu\text{F}$. $\text{T}_A=\text{T}_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
5V Generator					
Output Voltage	$12\text{V} \leq \text{V}_{\text{CC}} \leq 20\text{V}$, $-10\text{mA} \leq \text{I}_\text{O} \leq 0\text{mA}$	4.8	5.0	5.2	V
Short Circuit Current	$\text{V}_\text{O} = 0\text{V}$	-150		-15	mA
Soft-Reference					
Restart Delay Current	$\text{V} = 2\text{V}$	10	20	35	μA
Soft Start Current	$\text{V} = 2\text{V}$	-650	-500	-350	μA
Reference Voltage	$\text{T}_J = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{I}_\text{O} = 0\text{A}$	4.95	5.00	5.05	V
	$12\text{V} \leq \text{V}_{\text{CC}} \leq 20\text{V}$, $-200\mu\text{A} \leq \text{I}_\text{O} \leq 200\mu\text{A}$	4.85		5.15	V
Line Regulation	$12\text{V} \leq \text{V}_{\text{CC}} \leq 20\text{V}$		2	20	mV
Load Regulation	$-200\mu\text{A} \leq \text{I}_\text{O} \leq 200\mu\text{A}$		10	30	mV
Error Amplifier (Note 3)					
Input Offset Voltage	$\text{V}_{\text{CM}} = 5\text{V}$, $\text{V}_\text{O} = 2\text{V}$, $\text{I}_\text{O} = 0\text{A}$	-10		10	mV
Input Bias Current	$\text{V}_{\text{CM}} = 0\text{V}$	-2.0	-0.3		μA
Voltage Gain	$\text{V}_{\text{cm}} = 5\text{V}$, $0.5\text{V} \leq \text{V}_\text{O} \leq 3.7\text{V}$, $\text{I}_\text{O} = 0\text{A}$	70	100		dB
Power Supply Rejection Ratio	$\text{V}_{\text{cm}} = 5\text{V}$, $\text{V}_\text{O} = 2\text{V}$, $12\text{V} \leq \text{V}_{\text{CC}} \leq 20\text{V}$	70	100		dB
Error Amplifier (Note 3) (cont.)					
Common Mode Rejection Ratio	$0\text{V} \leq \text{V}_{\text{cm}} \leq 6\text{V}$, $\text{V}_\text{O} = 2\text{V}$	65	100		dB
V _{OUT} Low	$\text{V}_{\text{ID}} = -100\text{mV}$, $\text{I}_\text{O} = 200\mu\text{A}$		0.17	0.25	V
V _{OUT} High	$\text{V}_{\text{ID}} = 100\text{mV}$, $\text{I}_\text{O} = -200\mu\text{A}$	3.9	4.2		V
Unity Gain Bandwidth	(Note 4)	0.5	0.8		MHz
Voltage Controlled Oscillator					
Maximum Frequency	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$, $\text{T}_J = 25^{\circ}\text{C}$	450	500	550	kHz
	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$	425		575	kHz
Minimum Frequency	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = -100\text{mV}$, $\text{T}_J = 25^{\circ}\text{C}$	45	50	55	kHz
	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = -100\text{mV}$	42		58	kHz
One Shot					
Zero Comparator V _{th}		0.45	0.50	0.55	V
Propagation Delay	(Note 4)		120	200	ns
Maximum Pulse Width	$\text{V}_{\text{ZERO}} = 1\text{V}$	850	1000	1150	ns
Maximum to Minimum Pulse Width Ratio	$\text{V}_{\text{ZERO}} = 0\text{V}$ UCx861 - UCx864	2.5	4	5.5	
	$\text{V}_{\text{ZERO}} = 0\text{V}$ UCx865 - UCx868, -55°C to $+85^{\circ}\text{C}$	4	5.5	7	
	$\text{V}_{\text{ZERO}} = 0\text{V}$ UCx865 - UCx868, $+125^{\circ}\text{C}$	3.8	5.5	7	
Output Stage					
Rise and Fall Time	$\text{C}_{\text{LOAD}} = 1\text{nF}$ (Note 4)		25	45	ns
Output Low Saturation	$\text{I}_\text{O} = 20\text{mA}$		0.2	0.5	V
	$\text{I}_\text{O} = 200\text{mA}$		0.5	2.2	V
Output High Saturation	$\text{I}_\text{O} = -200\text{mA}$, down from V_{CC}		1.7	2.5	V
UVLO Low Saturation	$\text{I}_\text{O} = 20\text{mA}$		0.8	1.5	V
Fault Comparator					
Fault Comparator V _{th}		2.85	3.00	3.15	V
Delay to Output	(Note 4) (Note 5)		100	200	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless otherwise stated, all specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC186x, $-25^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC286x, and $0^{\circ}\text{C} \leq \text{T}_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the UC386x, $V_{\text{CC}}=12\text{V}$, $C_{\text{VCO}}=1\text{nF}$, $\text{Range}=7.15\text{k}$, $R_{\text{MIN}}=86.6\text{k}$, $C=200\text{pF}$, $R=4.02\text{k}$, and $C_{\text{sr}}=0.1\mu\text{F}$. $\text{T}_A=\text{T}_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
UVLO					
V _{cc} Turn-on Threshold	UCx861, UCx862, UCx865, UCx866	15	16.5	18	V
	UCx863, UCx864, UCx867, UCx868	7	8.0	9	V
V _{cc} Turn-off Threshold	UCx861, UCx862, UCx865, UCx866	9.5	10.5	11.5	V
	UCx863, UCx864, UCx867, UCx868	6	7.0	8	V
I _{cc} Start	V _{cc} = V _{CC(on)} - 0.3V		150	300	μA
I _{cc} Run	V _{ID} = 100mV		25	32	mA

Note 1: Currents are defined as positive into the pin.

Note 2: Pulse measurement techniques are used to insure that $\text{T}_J = \text{T}_A$.

Note 3: $V_{\text{ID}} = V(\text{NI}) - V(\text{INV})$.

Note 4: This parameter is not 100% tested in production but guaranteed by design.

Note 5: $V_i = 0$ to 4V $t_r(V_i) = 10\text{ns}$ $t_{pd} = t(V_o = 6V) - t(V_i = 3V)$

APPLICATION INFORMATION

UVLO & 5V GENERATOR (See Figure 1): When power is applied to the chip and V_{cc} is less than the upper UVLO threshold, I_{cc} will be less than 300μA, the 5V generator will be off, and the outputs will be actively held low.

When V_{cc} exceeds the upper UVLO threshold, the 5V generator turns on. Until the 5V pin exceeds 4.9V, the outputs will still remain low.

The 5V pin should be bypassed to signal ground with a 0.1μF capacitor. The capacitor should have low equivalent series resistance and inductance.

FAULT AND SOFT-REFERENCE (See Figure 1): The Soft-Ref pin serves three functions: system reference, restart delay, and soft-start. Designed to source or sink 200μA, this pin should be used as the input reference for the error amplifier circuit. This pin requires a bypass capacitor of at least 0.1μF. This yields a minimum soft-start time of 1ms.

Under-Voltage Lockout sets both the fault and restart delay latches. This holds the outputs low and discharges the Soft-Ref pin. After UVLO, the fault latch is reset by the low voltage on the Soft-Ref pin. The reset fault latch resets the delay latch and Soft-Ref charges via the 0.5mA current source.

The fault pin is input to a high speed comparator with a threshold of 3V. In the event of a detected fault, the fault latch is set and the outputs are driven low. If Soft-Ref is above 4V, the delay latch is set. Restart delay is timed as Soft-Ref is discharged by 20μA. When Soft-Ref is fully discharged, the fault latch is reset if the fault input signal is low. The Fault pin can be used as a system shutdown pin.

If a fault is detected during soft-start, the fault latch is set and the outputs are driven low. The delay latch will remain reset until Soft-Ref charges to 4V. This sets the delay latch, and restart delay is timed. Note that restart delay for a single fault event is longer than for recurring faults since Soft-Ref must be discharged from 5V instead of 4V.

The restart delay to soft-start time ratio is 24:1 for a fault occurring during normal operation and 19:1 for faults occurring during soft-start. Shorter ratios can be programmed down to a limit of approximately 3:1 by the addition of a 20kΩ or larger resistor from Soft-Ref to ground.

A 100kΩ resistor from Soft-Ref to 5V will have the effect of permanent shut down after a fault since the internal 20μA current source can't pull Soft-Ref low. This feature can be used to require recycling V_{cc} after a fault. Care must be taken to insure Soft-Ref is indeed low at start up, or the fault latch will never be reset.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
 UC2861-2868
 UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION

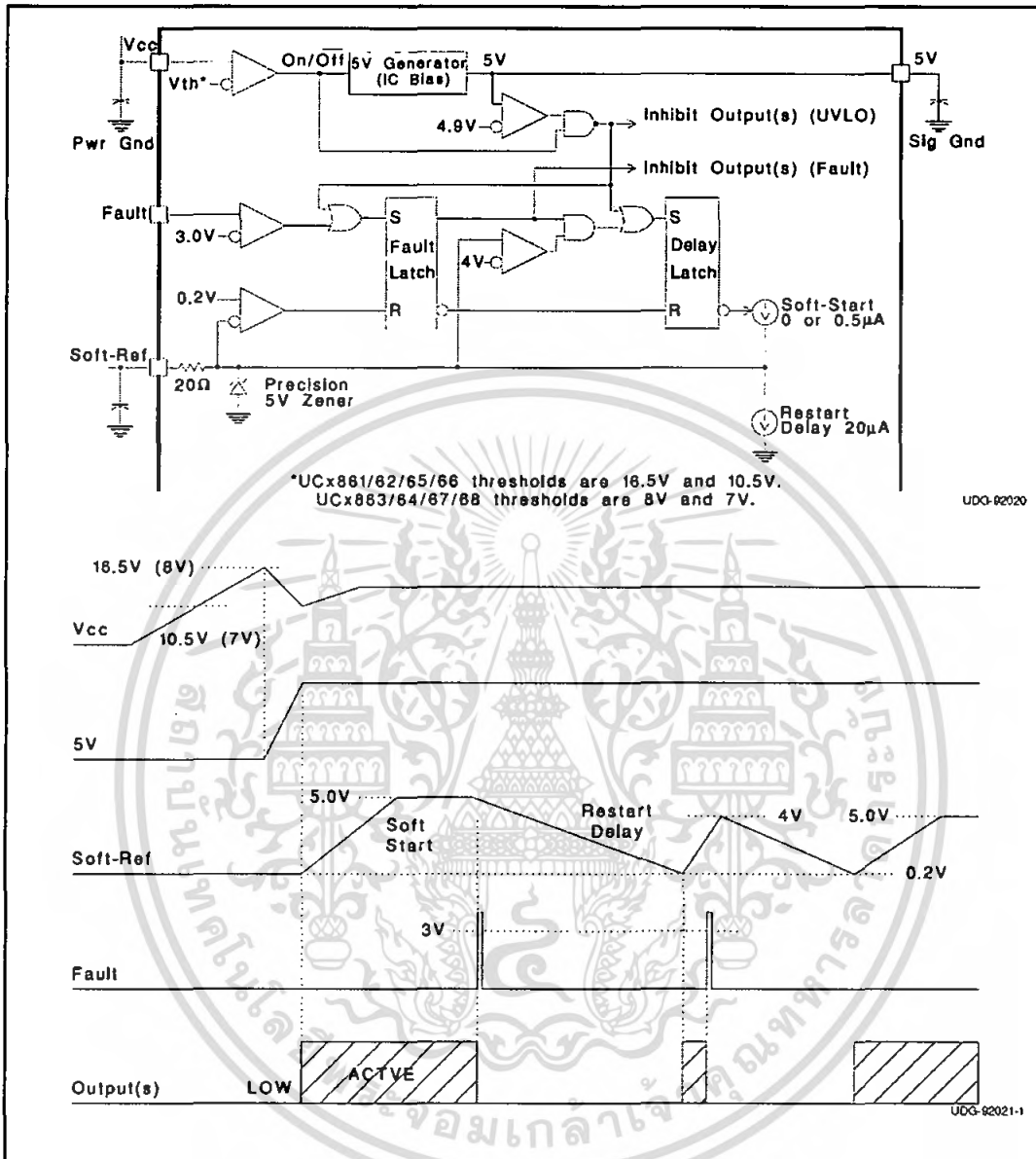


Figure 1. UVLO, 5V, fault and soft-ref.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
 UC2861-2868
 UC3861-3868

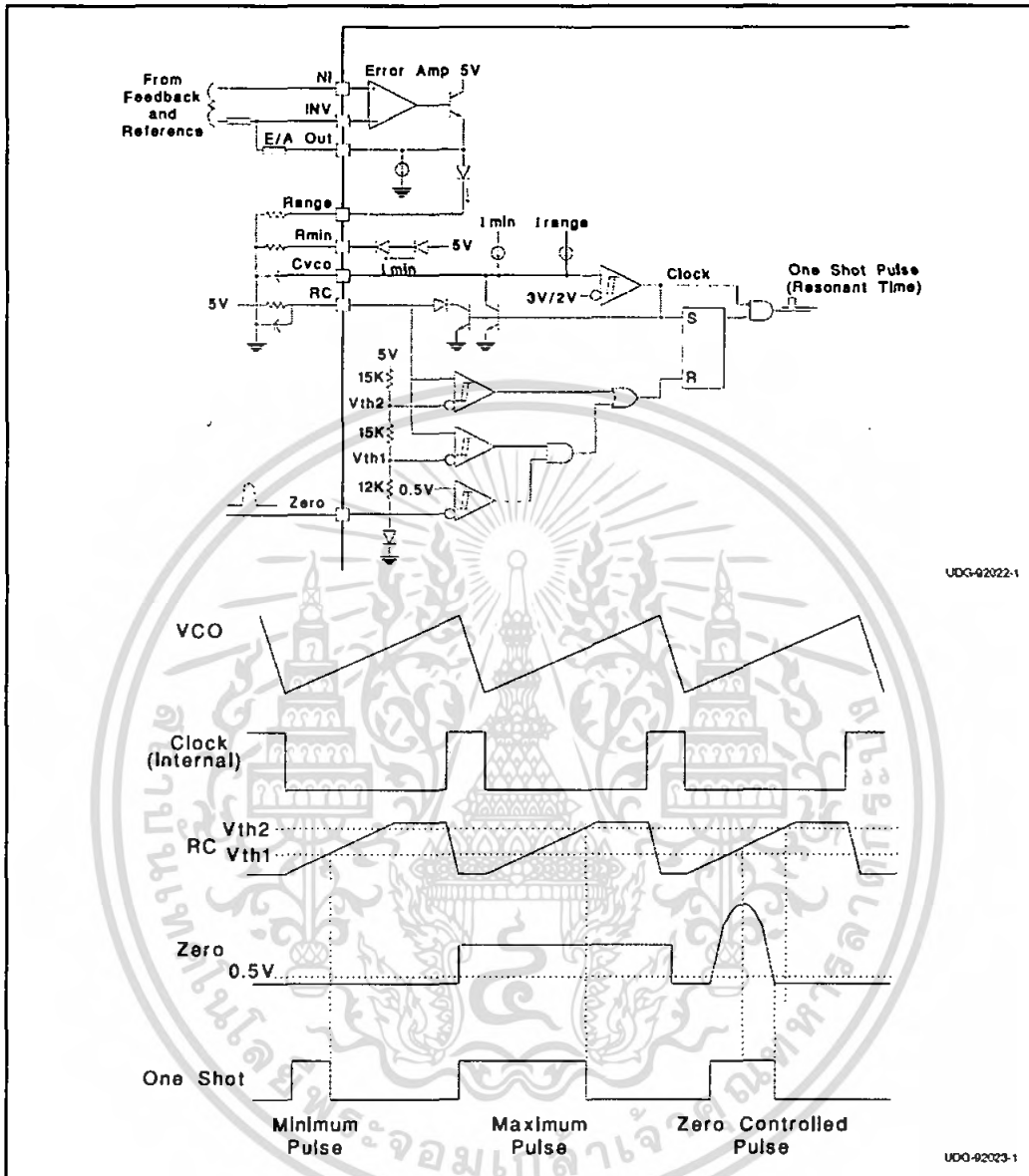


Figure 2. Error Amp, Voltage Controlled Oscillator, and One Shot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION

Minimum oscillator frequency is set by R_{min} and C_{vco} . The minimum frequency is approximately given by the equation:

$$F_{MIN} \cong \frac{43}{R_{MIN} \cdot C_{VCO}}$$

Maximum oscillator frequency is set by R_{min} , Range & C_{vco} . The maximum frequency is approximately given by the equation:

$$F_{MAX} \cong \frac{33}{(R_{MIN} // Range) \cdot C_{VCO}}$$

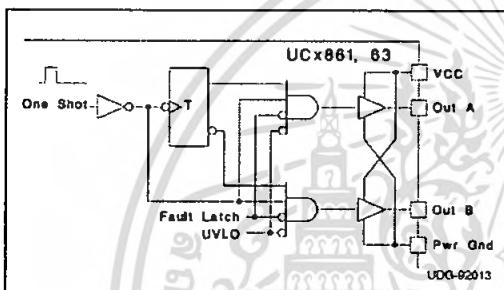
The Error Amplifier directly controls the oscillator frequency. E/A output low corresponds to minimum frequency and output high corresponds to maximum frequency. At the end of each oscillator cycle, the RC pin is discharged to one diode drop above ground. At the beginning of the oscillator cycle, $V(RC)$ is less than V_{th1} and so the output of the zero detect comparator is ignored. After $V(RC)$ exceeds V_{th1} , the one shot pulse will be terminated as soon as the zero pin falls below 0.5V or $V(RC)$ exceeds V_{th2} . The minimum one shot pulse width is approximately given by the equation:

$$T_{pw(min)} \approx 0.3 R C.$$

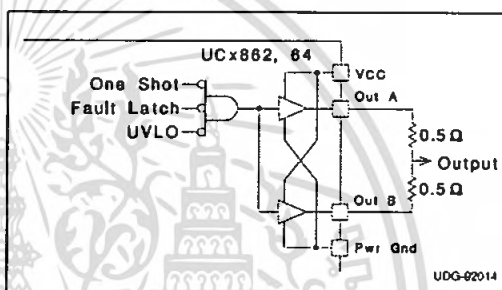
The maximum pulse width is approximately given by:

$$T_{pw(max)} \approx 1.2 R C.$$

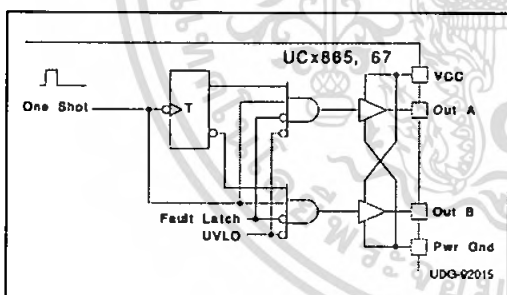
STEERING LOGIC



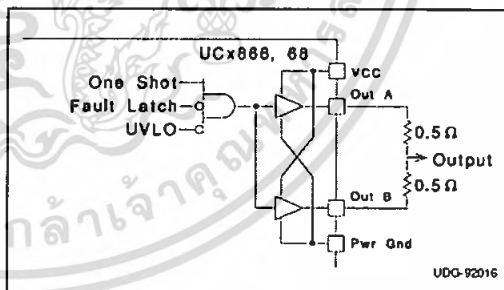
The steering logic is configured on the UC1861,63 to result in dual non-overlapping square waves at outputs A & B. This is suited to drive dual switch ZVS systems.



The steering logic is configured on the UC1862,64 to result in inverted pulse trains occurring identically at both output pins. This is suited to drive single switch ZVS systems. Both outputs are available to drive the same MOSFET gate. It is advisable to join the pins with 0.5 ohm resistors.



The steering logic is configured on the UC1865,67 to result in alternating pulse trains at outputs A & B. This is suited to drive dual switch ZCS systems.



The steering logic is configured on the UC1866,68 to result in non-inverted pulse trains occurring identically at both output pins. This is suited to drive single switch ZCS systems. Both outputs are available to drive the same MOSFET gate. It is advisable to join the pins with 0.5 ohm resistors.

UC1861-1868
 UC2861-2868
 UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION (cont.)

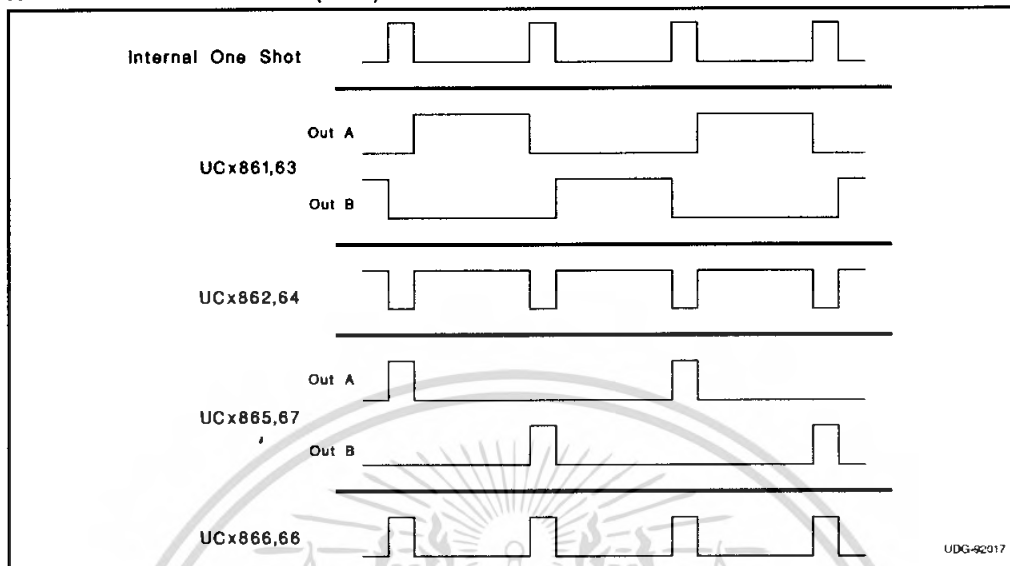


Figure 3. Current waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

ข้อมูลของมอสเฟด FQP18N50V2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

QFET®

FQP18N50V2/FQPF18N50V2 500V N-Channel MOSFET

Features

- 550V @ $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Typ. $R_{DS(on)} = 0.265\Omega$ @ $V_{GS} = 10\text{V}$
- Low gate charge (typical 42 nC)
- Low C_{rss} (typical 11 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability

Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar stripe, DMOS technology.

This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficient switched mode power supplies, active power factor correction, electronic lamp ballast based on half bridge topology.



Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	FQP18N50V2	FQPF18N50V2	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage		500	V
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	18	18
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	12.1	12.1
I_{DM}	Drain Current - Pulsed	72	72	A
V_{GSS}	Gate-Source Voltage		± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy		330	mJ
I_{AR}	Avalanche Current		18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy		25	mJ
	Peak Diode Recovery dv/dt		4.5	V/ns
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)		208	69
		- Derate above 25°C	1.67	0.55
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range		-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum lead temperature for soldering purposes, 1/8" from case for 5 seconds		300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FQP18N50V2	FQPF18N50V2	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	0.6	1.8	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink	0.5	—	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	62.5	62.5	$^\circ\text{C/W}$

FQP18N50V2/FQPF18N50V2 500V N-Channel MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
PV218N50	FQP18N50V2	TO-220	-	-	50
PFV218N50	FQPF18N50V2	TQ-220F	-	-	50

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	500	--	--	V
$\Delta BV_{DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$, Referenced to 25°C	--	0.5	--	$\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 400\text{ V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	--	--	1	μA
I_{GSSF}	Gate-Body Leakage Current, Forward	$V_{GS} = 30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	100	nA
I_{GSSR}	Gate-Body Leakage Current, Reverse	$V_{GS} = -30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	-100	nA
On Characteristics						
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	3.0	--	5.0	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 9\text{ A}$	--	0.225	0.265	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 40\text{ V}, I_D = 9\text{ A}$ (Note 4)	--	16	--	S
Dynamic Characteristics						
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1.0\text{ MHz}$	--	2530	3290	pF
C_{oss}	Output Capacitance		--	300	390	pF
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		--	11	14.3	pF
C_{oss}	Output Capacitance	$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1.0\text{ MHz}$	--	76	--	pF
$C_{oss, eff.}$	Effective Output Capacitance	$V_{DS} = 0\text{ V to } 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	--	150	--	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DS} = 250\text{ V}, I_D = 18\text{ A}$ $R_G = 25\ \Omega$	--	40	90	ns
t_r	Turn-On Rise Time		--	150	310	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	95	200	ns
t_f	Turn-Off Fall Time	(Note 4, 5)	--	110	230	ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DS} = 400\text{ V}, I_D = 18\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$	--	42	55	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge		--	12	--	nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge	(Note 4, 5)	--	14	--	nC
Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings						
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		--	--	18	A
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		--	--	72	A
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 18\text{ A}$	--	--	1.4	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 18\text{ A}$ $dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ (Note 4)	--	420	--	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge		--	5.4	--	μC

Notes:

1. Repetitive Rating. Pulse width limited by maximum junction temperature.
2. $L = 1.83\text{ mH}$, $I_{AS} = 18\text{ A}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$, $R_G = 25\ \Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$.
3. $I_{SD} \leq 18\text{ A}$, $dI/dt \leq 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$.
4. Pulse Test. Pulse width $\leq 30\ \mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 2\%$.
5. Essentially independent of operating temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

Figure 1. On-Region Characteristics

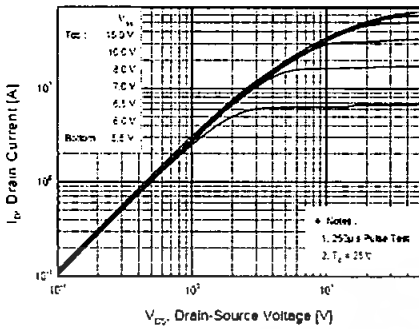


Figure 2. Transfer Characteristics

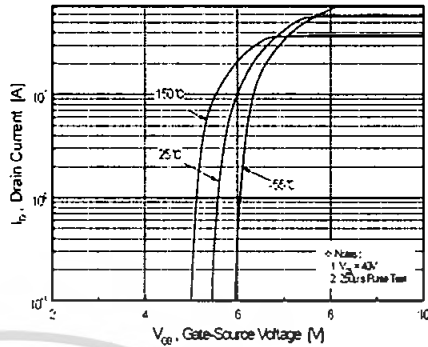


Figure 3. On-Resistance Variation vs. Drain Current and Gate Voltage

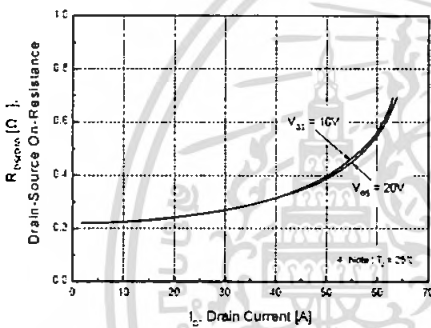


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation vs. Source Current and Temperature

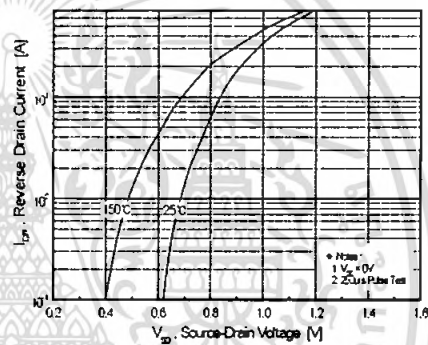


Figure 5. Capacitance Characteristics

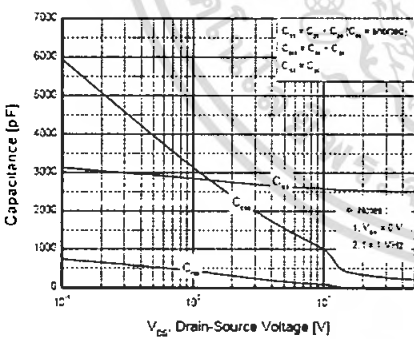
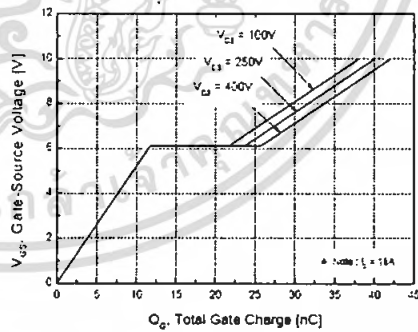


Figure 6. Gate Charge Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs. Temperature

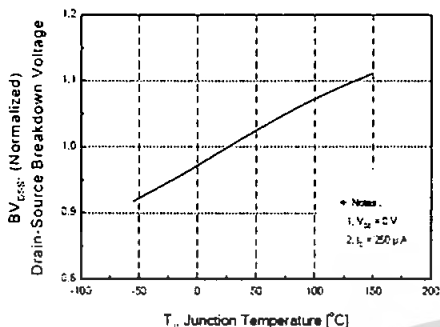


Figure 8. On-Resistance Variation vs. Temperature

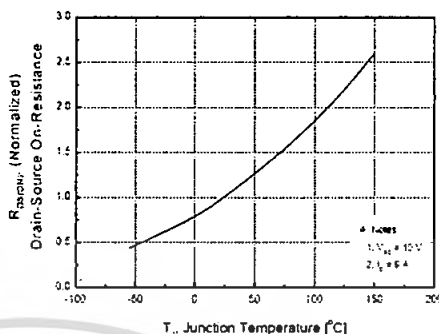


Figure 9-1. Maximum Safe Operating Area for FQP18N50V2

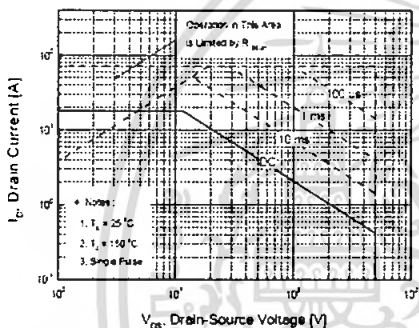


Figure 9-2. Maximum Safe Operating Area for FQPF18N50V2

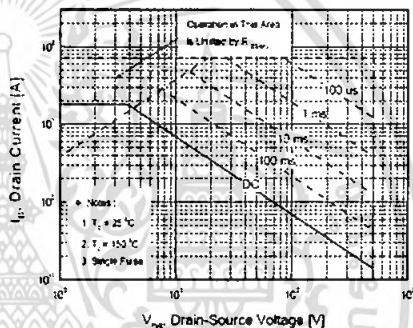
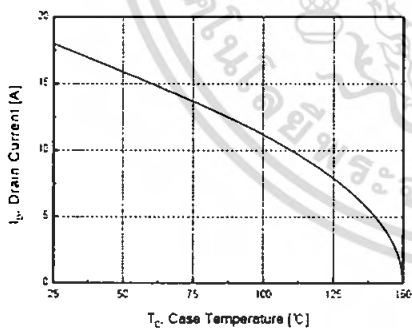


Figure 10. Maximum Drain Current vs. Case Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 11-1. Transient Thermal Response Curve for FQP18N50V2

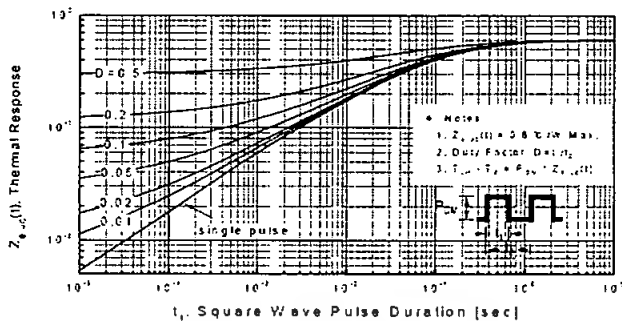
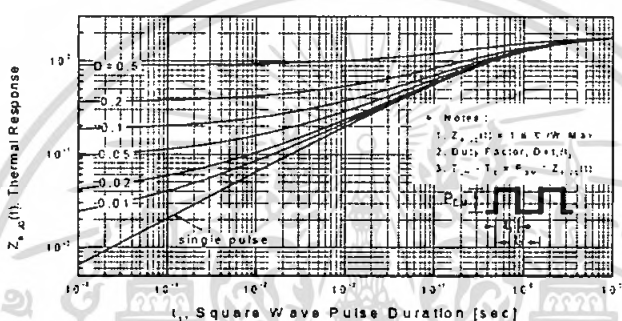
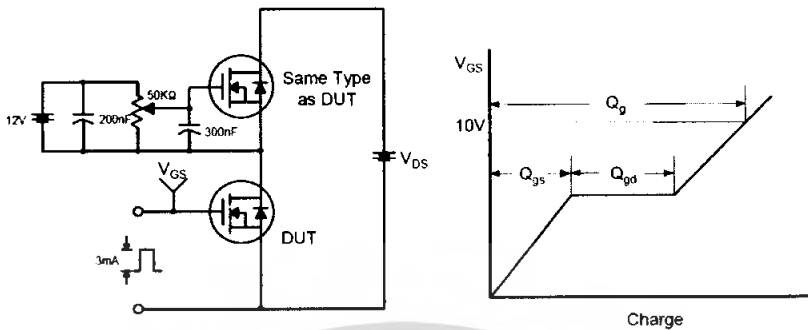


Figure 11-2. Transient Thermal Response Curve for QPF18N50V2

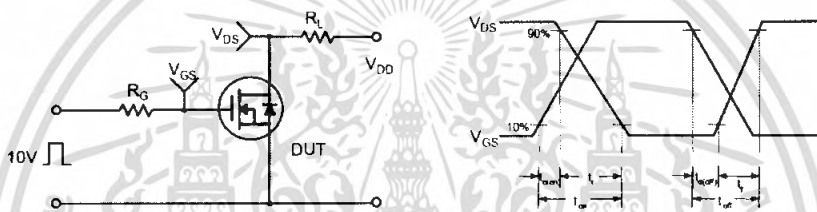


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

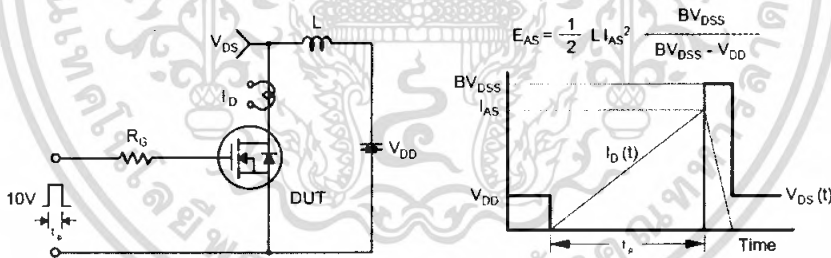
Gate Charge Test Circuit & Waveform



Resistive Switching Test Circuit & Waveforms

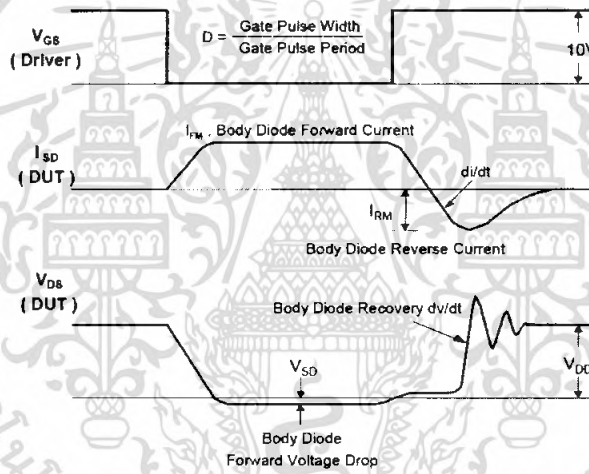
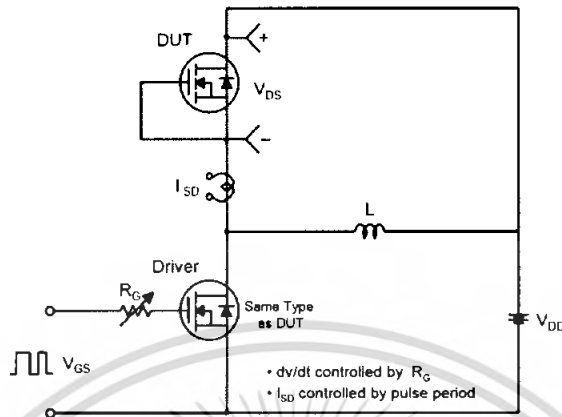


Unclamped inductive Switching Test Circuit & Waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

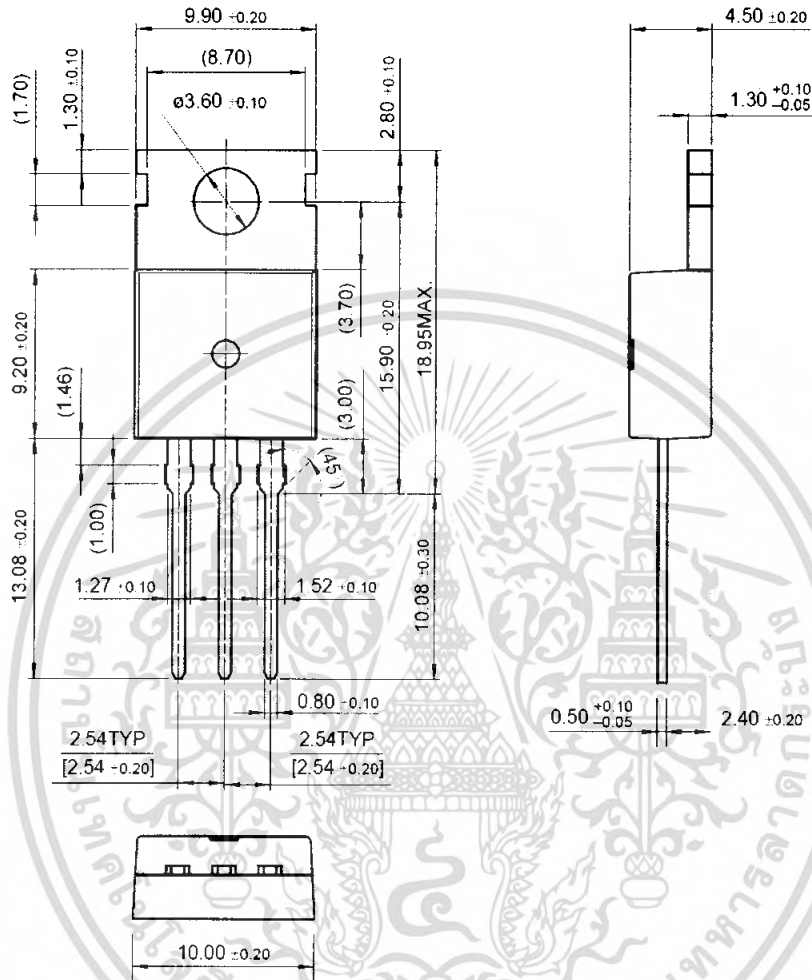
Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

ข้อมูลของช็อกกี้ไอโอด STH3003CW

และ

ข้อมูลของช็อกกี้ไอโอด 30CTQ060



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

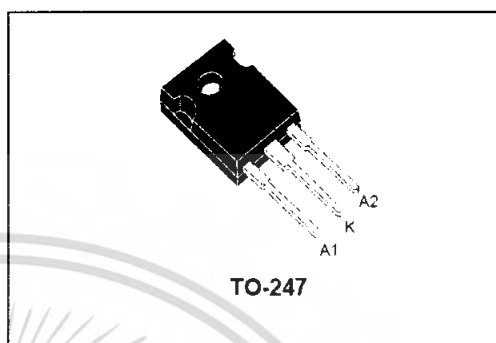


STTH3003CW

HIGH FREQUENCY SECONDARY RECTIFIER

MAJOR PRODUCT CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	2 x 15 A
V_{RRM}	300 V
T_J (max)	175 °C
V_F (max)	1 V
t_{rr} (max)	40 ns



FEATURES AND BENEFITS

- COMBINES HIGHEST RECOVERY AND REVERSE VOLTAGE PERFORMANCE
- ULTRA-FAST, SOFT AND NOISE-FREE RECOVERY

DESCRIPTION

Dual center tap Fast Recovery Epitaxial Diodes suited for Switch Mode Power Supply and high frequency DC to DC converters.

Packaged in TO-247 this device is intended for secondary rectification.

ABSOLUTE RATINGS (limiting values, per diode)

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		300	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current		30	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current	$T_c = 135^\circ\text{C}$ $\delta = 0.5$	Per diode 15 Per device 30	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10$ ms sinusoidal	140	A
I_{RSM}	Non repetitive peak reverse current	$t_p = 20$ μs square	7	A
T_{stg}	Storage temperature range		-65 +175	°C
T_J	Maximum operating junction temperature		+175	°C

STTH3003CW**THERMAL RESISTANCES**

Symbol	Parameter		Value	Unit
R _{th(j-c)}	Junction to case	Per diode	2.0	°C/W
		Total	1.05	
R _{th(c)}		Coupling	0.1	

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (per diode)

Symbol	Parameter	Tests conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _R *	Reverse leakage current	V _R = 300 V	T _j = 25°C		40	μA
			T _j = 125°C		40	
V _F **	Forward voltage drop	I _F = 15 A	T _j = 25°C		1.25	V
			T _j = 125°C		0.85	

Pulse test : * t_p = 5 ms, δ < 2 %

** t_p = 380 μs, δ < 2 %

To evaluate the maximum conduction losses use the following equation :

$$P = 0.75 \times I_{F(AV)} + 0.017 I_{F(RMS)}^2$$

RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Tests conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{rr}	I _F = 0.5 A I _{rr} = 0.25 A I _R = 1A			30	ns
	I _F = 1 A dI _F /dt = - 50 A/μs V _R = 30V			40	
t _{fr}	I _F = 15 A dI _F /dt = 100 A/μs			300	ns
V _{FP}	V _{FR} = 1.1 x V _F max.			3.5	V
S _{factor}	V _{cc} = 200 V I _F = 15 A		0.3		-
I _{RM}	dI _F /dt = 200A/μs			8.5	A

STTH3003CW

Fig. 1: Conduction losses versus average current (per diode).

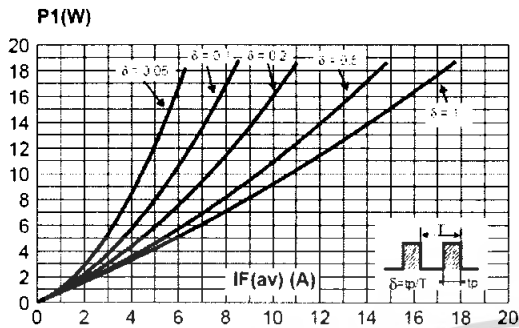


Fig. 2: Forward voltage drop versus forward current (maximum values, per diode).

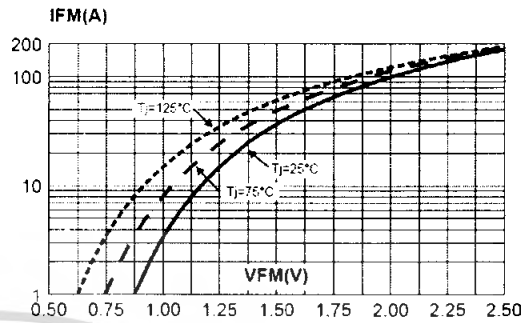


Fig. 3: Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration.

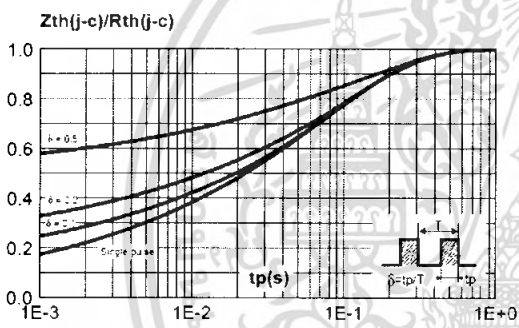


Fig. 4: Peak reverse recovery current versus di_F/dt (90% confidence, per diode).

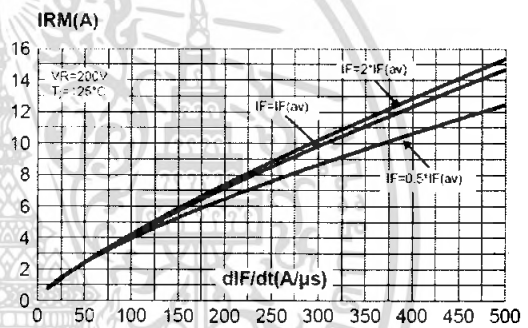


Fig. 5: Reverse recovery time versus di_F/dt (90% confidence, per diode).

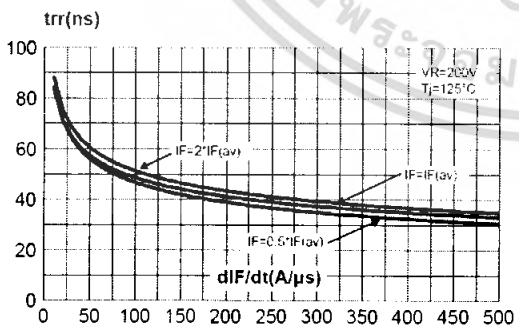
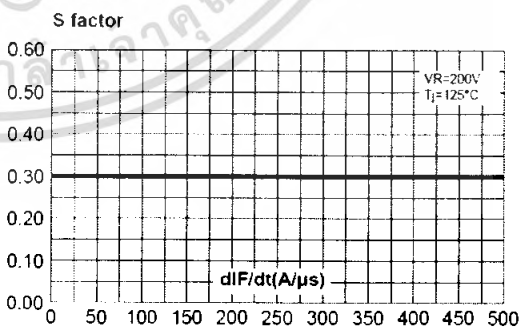


Fig. 6: Softness factor versus di_F/dt (typical values, per diode).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STTH3003CW

Fig. 7: Relative variation of dynamic parameters versus junction temperature (reference: $T_j = 125^\circ\text{C}$).

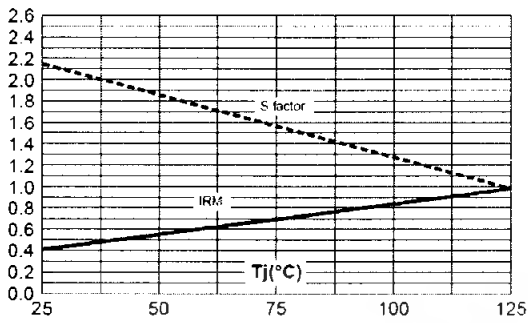


Fig. 8: Transient peak forward voltage versus dI_F/dt (90% confidence, per diode).

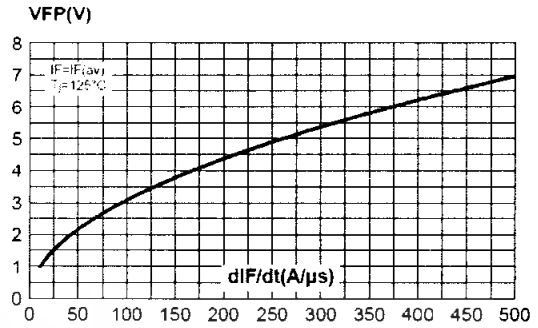
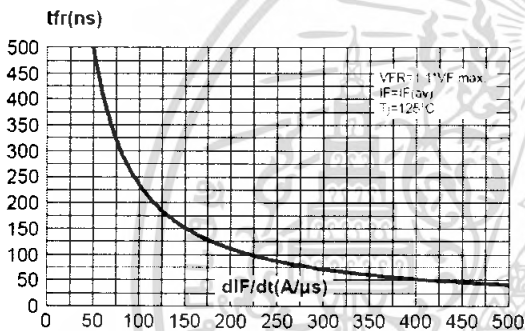
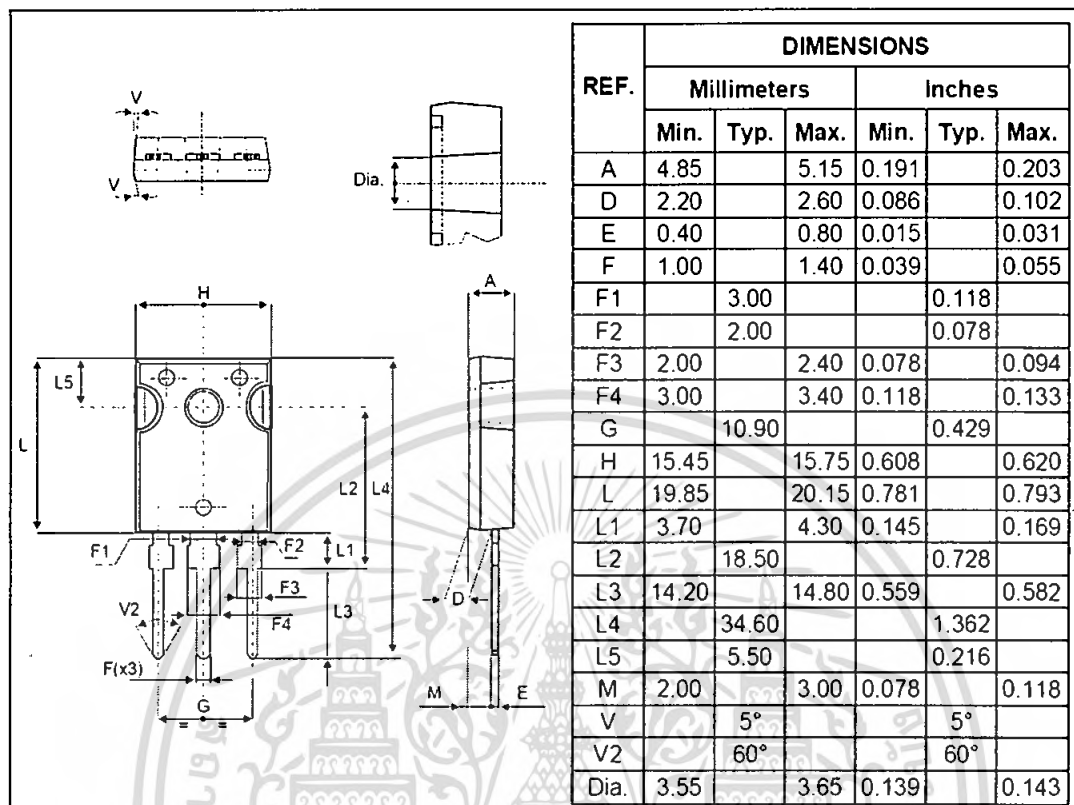


Fig. 9: Forward recovery time versus dI_F/dt (90% confidence, per diode).



PACKAGE MECHANICAL DATA
 TO-247


Ordering code	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STTH3003CW	STTH3003CW	TO-247	4.36g	30	Tube

- Cooling method: by conduction (C)
- Recommended torque value: 0.8 N.m.
- Maximum torque value: 1.0 N.m.
- Epoxy meets UL 94, V0

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 1999 STMicroelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia
 Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>



International IR Rectifier

30CTQ060 30CTQ060S 30CTQ060 -1

SCHOTTKY RECTIFIER

30 Amp

$$I_{F(AV)} = 30\text{Amp}$$

$$V_R = 50 - 60\text{V}$$

Major Ratings and Characteristics

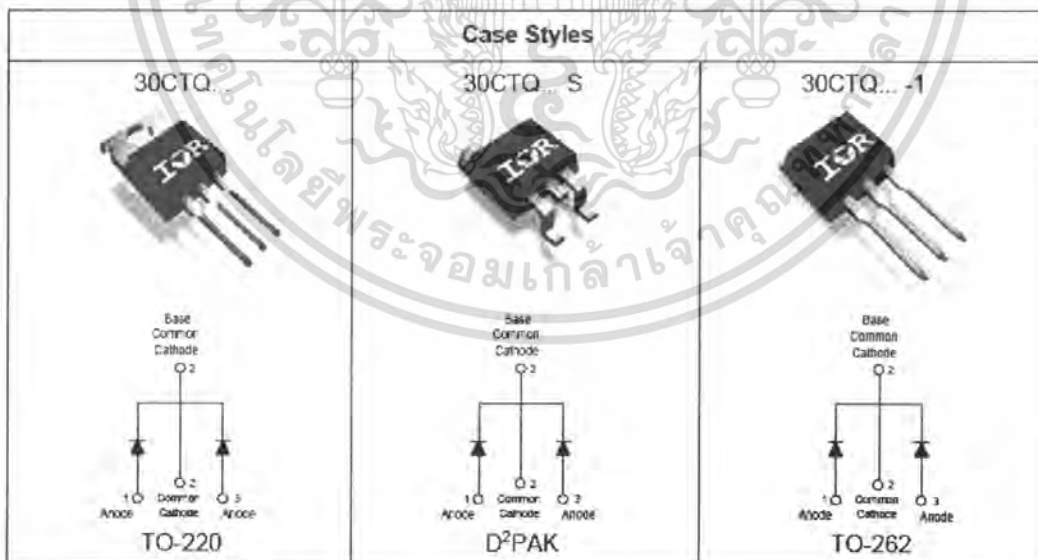
Characteristics	30CTQ	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform	30	A
V_{RRM}	50 - 60	V
I_{FSM} @ tp = 5 μ s sine	1000	A
V_F @ 15 Apk, $T_J = 125^\circ\text{C}$ (per leg)	0.56	V
T_J range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$

Description/ Features

This center tap Schottky rectifier has been optimized for very low forward voltage drop, with moderate leakage. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 150°C junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- 150°C T_J operation
- Center tap configuration
- Very low forward voltage drop
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability

Case Styles



30CTQ... Series

Bulletin PD-20300 rev. C 01/04

International
IOR Rectifier

Voltage Ratings

Part number	30CTQ050	30CTQ060
V_R Max. DC Reverse Voltage (V)	50	60
V_{RWM} Max. Working Peak Reverse Voltage (V)		

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Values	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward (Per Leg) Current * See Fig. 5 (Per Device)	15	A	50% duty cycle @ $T_C = 105^\circ\text{C}$, rectangular wave form
	30		
I_{FSM} Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current (Per Leg) * See Fig. 7	1000	A	5 μs Sine or 3 μs Rect. pulse
	260		10ms Sine or 6ms Rect. pulse
E_{AS} Non-Repetitive Avalanche Energy (Per Leg)	13	mJ	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{AS} = 1.50$ Amps, $L = 11.5$ mH
I_{AR} Repetitive Avalanche Current (Per Leg)	1.50	A	Current decaying linearly to zero in 1 μsec Frequency limited by T_J max. $V_A = 1.5 \times V_R$ typical

Electrical Specifications

Parameters	Values	Units	Conditions
V_{FM} Max. Forward Voltage Drop (Per Leg) * See Fig. 1 (1)	0.62	V	@ 15A
	0.82	V	@ 30A
	0.56	V	@ 15A
	0.71	V	@ 30A
I_{RM} Max. Reverse Leakage Current (Per Leg) * See Fig. 2 (1)	0.80	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	45	mA	$T_J = 125^\circ\text{C}$
$V_{F(TO)}$ Threshold Voltage	0.39	V	$T_J = T_J$ max.
r_t Forward Slope Resistance	8.47	m Ω	
C_T Max. Junction Capacitance (Per Leg)	720	pF	$V_R = 5V_{DC}$ (test signal range 100Khz to 1Mhz) 25°C
L_S Typical Series Inductance (Per Leg)	8.0	nH	Measured lead to lead 5mm from package body
dv/dt Max. Voltage Rate of Change (Rated V_R)	10000	V/ μs	

(1) Pulse Width < 300 μs , Duty Cycle < 2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	Values	Units	Conditions
T_J Max. Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$	
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$	
R_{thJC} Max. Thermal Resistance Junction to Case (Per Leg)	3.25	$^\circ\text{C/W}$	DC operation
R_{thJC} Max. Thermal Resistance Junction to Case (Per Package)	1.63	$^\circ\text{C/W}$	DC operation
R_{thCS} Typical Thermal Resistance, Case to Heatsink	0.50	$^\circ\text{C/W}$	Mounting surface, smooth and greased (only for TO-220)
wt Approximate Weight	2 (0.07)	g (oz.)	
T Mounting Torque	Min.	6 (5)	Kg-cm
	Max.	12 (10)	(lbf-in)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

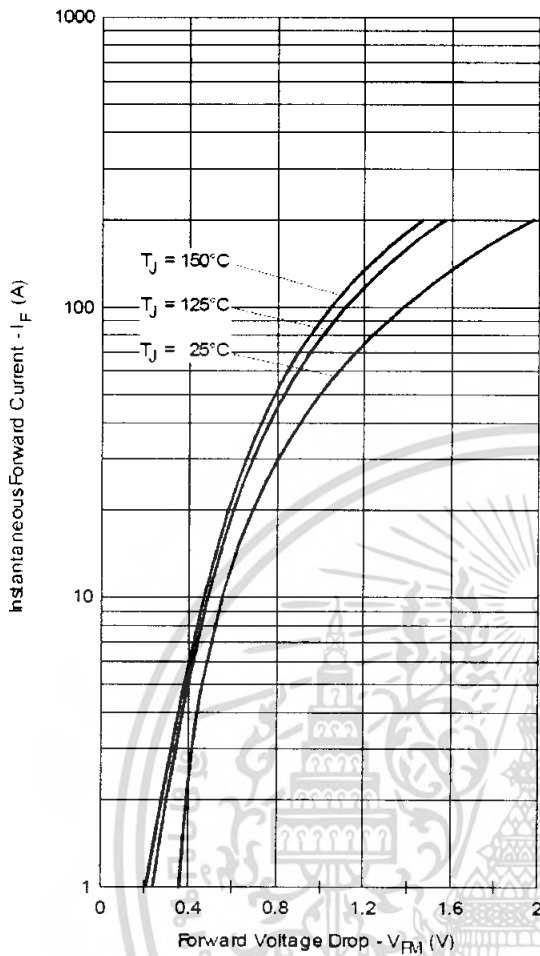


Fig. 1 - Max. Forward Voltage Drop Characteristics (Per Leg)

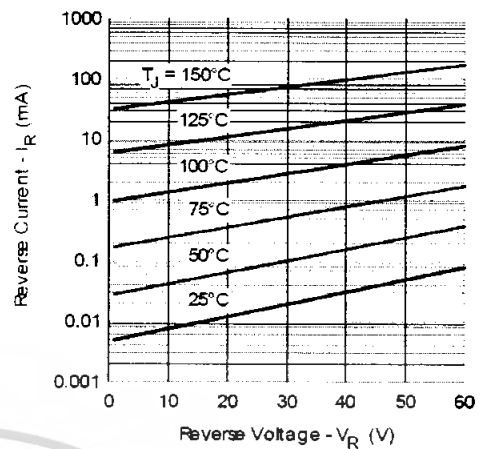


Fig. 2 - Typical Values Of Reverse Current Vs. Reverse Voltage (Per Leg)

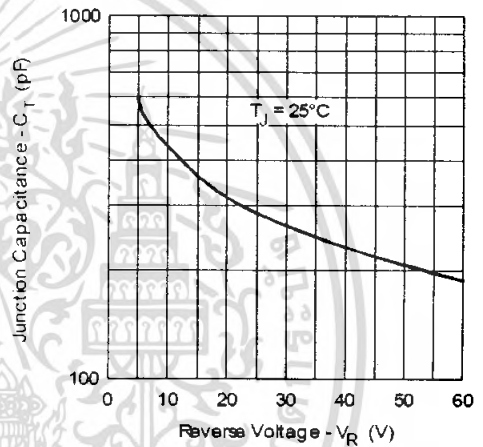


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage (Per Leg)

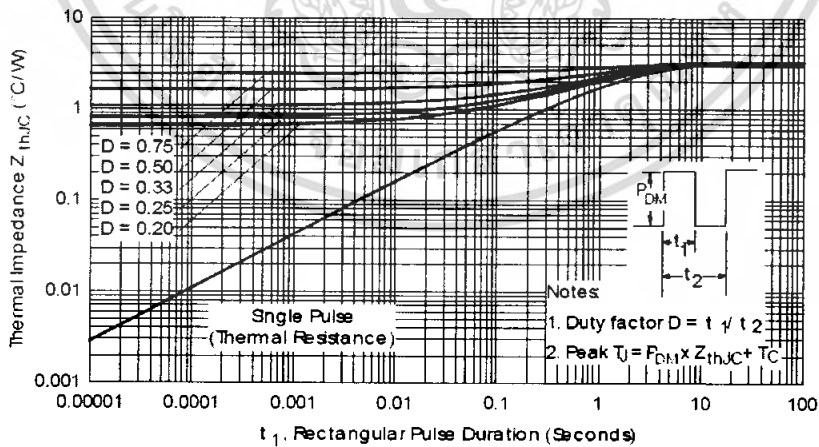


Fig. 4 - Max. Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics (Per Leg)

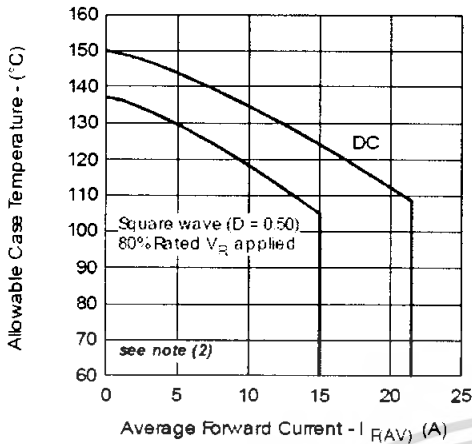


Fig. 5 - Max. Allowable Case Temperature Vs. Average Forward Current (Per Leg)

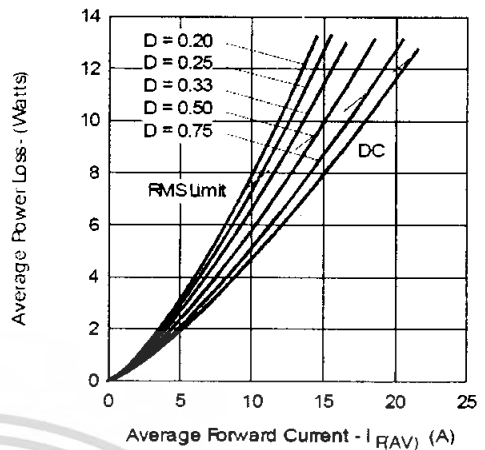


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics (Per Leg)

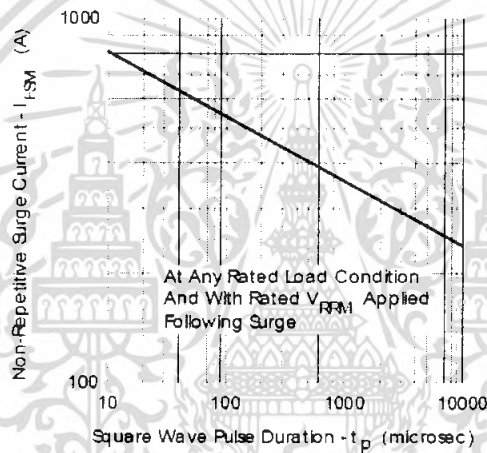


Fig. 7 - Max. Non-Repetitive Surge Current (Per Leg)

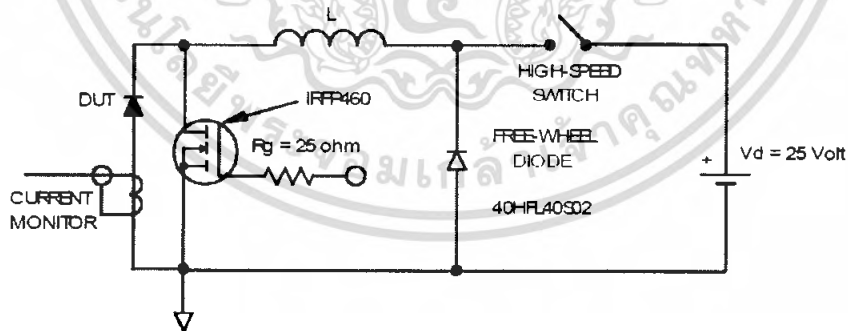


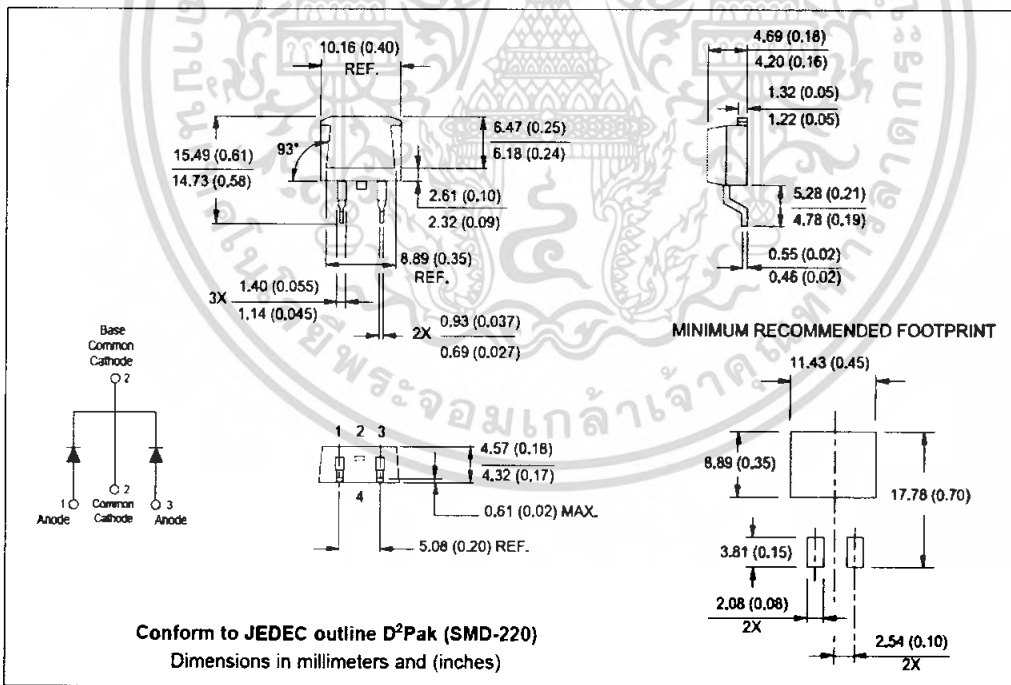
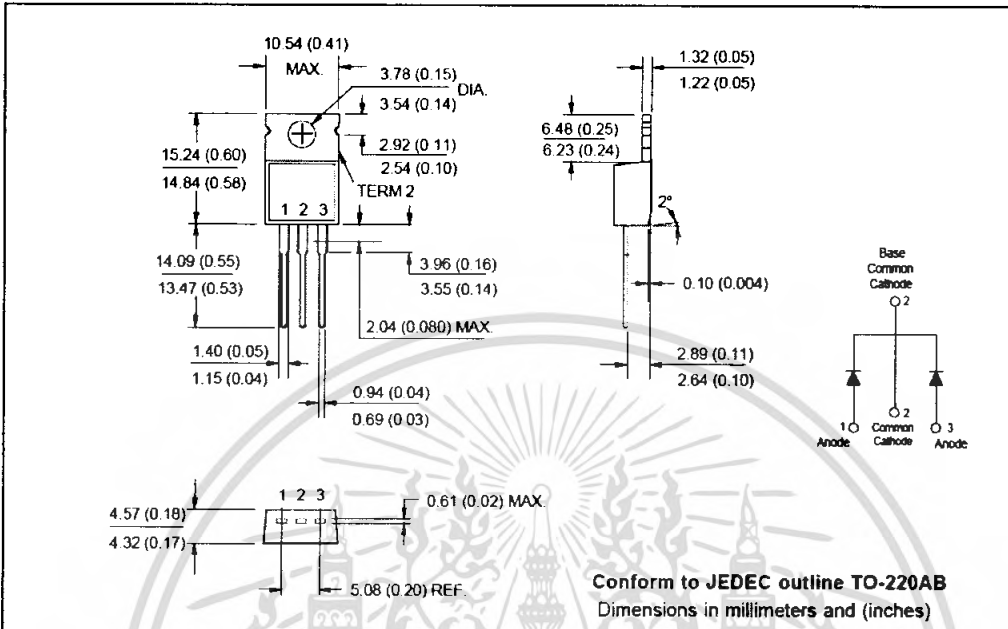
Fig. 8 - Unclamped Inductive Test Circuit

(2) Formula used: $T_C = T_J - (Pd + Pd_{REV}) \times R_{\theta JC}$

Pd = Forward Power Loss = $I_{F(AV)} \times V_{FR} @ (I_{F(AV)} / D)$ (see Fig. 6):

Pd_{REV} = Inverse Power Loss = $V_{R1} \times I_R (1 - D); I_R @ V_{R1} = 10V$

Outline Table

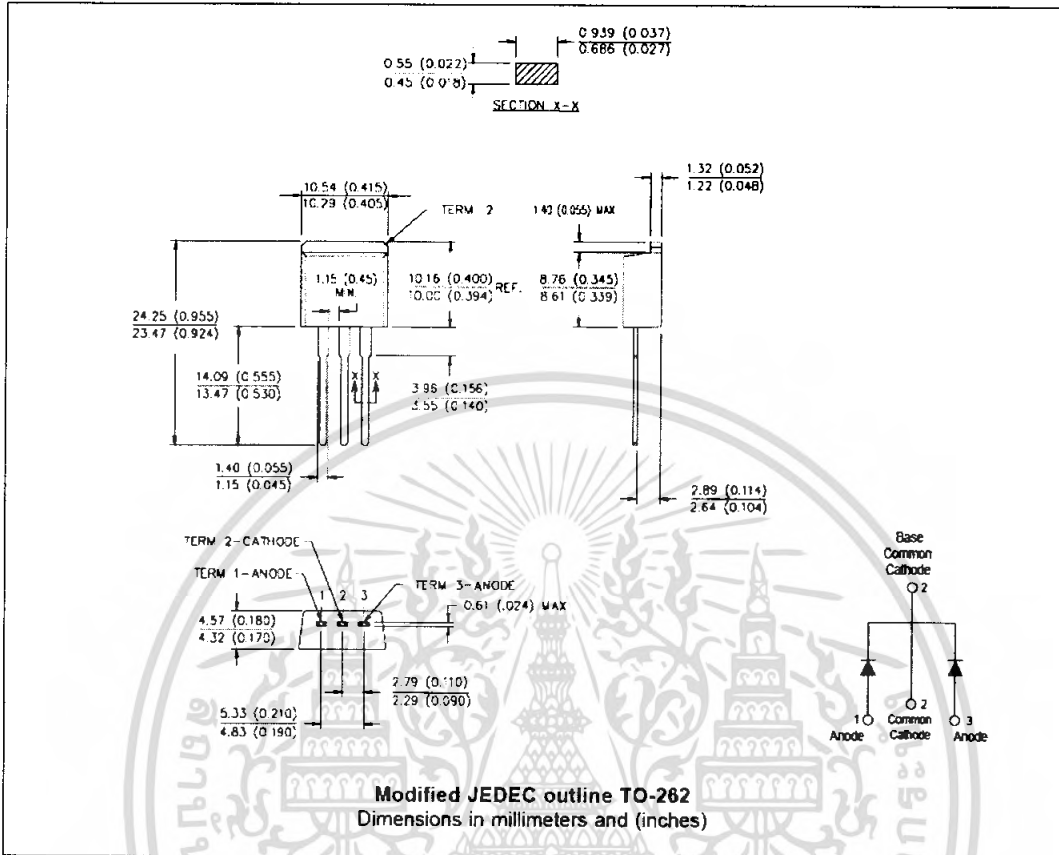


30CTQ... Series

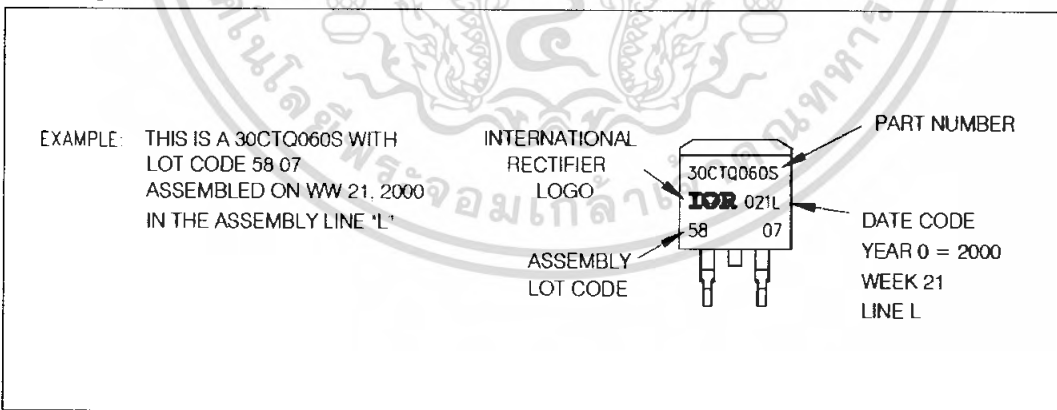
Bulletin PD-20300 rev.C 01/04

International
IR Rectifier

Outline Table

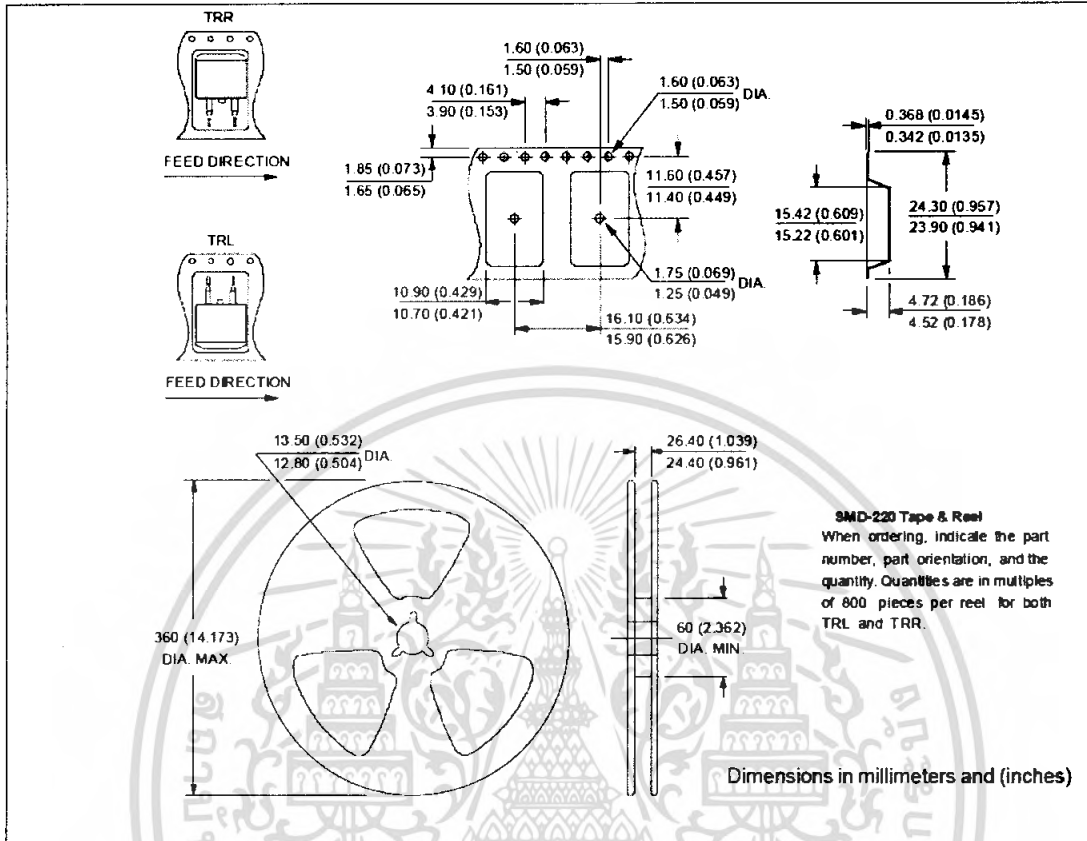


Marking Information



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tape & Reel Information



Ordering Information Table

Device Code	30	C	T	Q	060	-1
	①	②	③	④	⑤	⑥

- ① - Essential Part Number
- ② - C = Common Cathode
- ③ - T = TO-220
- ④ - Q = Schottky Q Series
- ⑤ - Voltage Rating ———— 050 = 50V
060 = 60V
- ⑥ - 1 = TO-262
S = D²Pak

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้