

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ZERO - VOLTAGE - SWITCHED

QUASI - RESONANT CONVERTER



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72870
วัน,เดือน,ปี..... 25 ส.ย. 2550

b. 11๓๗๓๗๕๓
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ZERO - VOLTAGE - SWITCHED

QUASI - RESONANT CONVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
ZERO - VOLTAGE - SWITCHED QUASI - RESONANT CONVERTER

ผู้จัดทำ ว่าที่ร.ต.ณัฐวดี แจ้จ้งบำรุง 47015282
 นายยุทธกิจ สุทธิสัณห์กุล 47015298



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.ชนินทร์ บุญถักขณานุสรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

โดย

ว่าที่ร้อยตรีณัฐวุฒิ แจ่มบำรุง 47015282

นายยุทธกิจ สุทธิสัมพันธ์ 47015298

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์ บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ สมการที่ได้จากการวิเคราะห์สามารถนำมาใช้ในการออกแบบวงจร โดยแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์และแสดงผลการทดลองที่สอดคล้องกับทฤษฎีที่ออกแบบ

ZERO-VOLTAGE-SWITCHED QUASI-RESONANT BOOST CONVERTER

By

Acting Sub,2Lt. Natthawut Chaengbamrung

Mr. Yuttakit Sutthisanhakul

Advisor

Dr. Chanin Bunlaksananusorn

Academic Year 2006

ABSTRACT

In this thesis, analysis and design of a Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonant (QR) boost converter are presented. Equations resulted from the analysis are used in circuit design. Experimental results are given to confirm validity of the design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับคำแนะนำและความกรุณาที่คณะผู้จัดทำได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะสำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานนี้

ขอขอบคุณพี่ ๆ ป.โท สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเกี่ยวกับการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจคณะผู้จัดทำตลอดมา

ขอขอบคุณพี่ ๆ ห้องอุปกรณ์ที่ให้ผู้จัดทำได้ใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่าง ๆ ที่ใช้ในการทำโครงงานนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้จัดทำสำหรับการสนับสนุนและการส่งเสริมในทุกด้านจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VI
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 บทนำ	2
2.1.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร	2
2.1.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์	7
2.1.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	8
2.2 Zero -Voltage Switched Quasi - Resonant Boost Converter	10
2.2.1 หลักการทำงาน	11
2.3 สถานะการทำงานคงที่	16
2.4 พิจารณาการทำงานในสถานะแรงดันไฟฟ้าอินพุตและโหลดเปลี่ยนแปลง	19
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ	22
3.1 บทนำ	22
3.2 การออกแบบวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	22
3.2.1 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนท์	22
3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์	25
3.3 พิจารณาการทำงานและการออกแบบตัวควบคุม	28
3.3.1 การออกแบบวงจรควบคุม	31
3.4 การออกแบบจำนวนรอบการพันตัวเหนี่ยวนำ	34
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	38

เอกสารนี้เป็น 4.1 บทนำ สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น 38
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2 การจำลองวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	38
4.3 การทดลองวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	39
4.3.1 การทดสอบการเกิดเรโซแนนท์ของวงจรแบบ Open-Loop	39
4.3.2 การทดสอบการเกิดเรโซแนนท์ของวงจรแบบ Closed-Loop	41
4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	43
4.4.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ Open-loop	43
4.4.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ Closed-loop	44
4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	44
4.6 ประสิทธิภาพและรีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร	46
4.6.1 ประสิทธิภาพของวงจรที่ Open-loop	47
4.6.2 ประสิทธิภาพของวงจรที่ Closed-loop	47
4.6.3 รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	48
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผล	49
5.1 สรุปผลการทดลอง	49
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	49
5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าพัฒนา	49
เอกสารอ้างอิง	50
ภาคผนวก ก ตารางแกนเฟอร์ไรต์	51
ภาคผนวก ข ตารางขนาดลวดตัวนำ	56
ภาคผนวก ค ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864N	60
ภาคผนวก ง ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ FQA24N50	69
ภาคผนวก จ ข้อมูลของไดโอดเบอร์ STTH3003CT	78
ภาคผนวก ฉ ข้อมูลของไดโอดเบอร์ STPS30L40CT	84
ภาคผนวก ช การพิสูจน์สมการ	91
ภาคผนวก ซ รูปสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวควบคุม	97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า D	6
3.1 แสดงค่าต่าง ๆ เมื่อ Z_n เปลี่ยนแปลง	23
3.2 แสดงค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 10V$	23
3.3 แสดงค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 12V$	24
4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ควมที่เกิดขึ้นในวงจรจริงกับที่เกิดจากการซิมมูลেশัน	43
4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Open-loop	44
4.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Open-loop	44
4.4 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่ Open-loop	47
4.5 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่ Closed-loop	47



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	2
2.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	3
2.3 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำ	4
2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า	4
2.5 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	8
2.6 แสดงการเกิดการสูญเสียขณะสวิตช์	9
2.7 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	11
2.8 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_0 - T_1$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_0 - T_1$	12
2.9 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_1 - T_2$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_1 - T_2$	13
2.10 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_2 - T_3$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_2 - T_3$	14
2.11 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_3 - T_4$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_3 - T_4$	16
2.12 (ก) รูปวงจร (ข) รูปสัญญาณของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	17
2.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_O}{V_S}$ และ $\frac{f_{con}}{f_R}$	18
2.14 วงจร Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Boost Converter	19
3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_O}{V_S}$ และ $\frac{f_{con}}{f_R}$	24
3.2 วงจร Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Boost Converter	28
3.3 โครงสร้างการทำงานตัวควบคุม	29
3.4 การต่อใช้งานของเอาต์พุต	30
3.5 (ก) แสดงวงจรภายในของชิปในส่วนของความถี่ (ข) ความถี่ที่ใช้ในการควบคุม การทำงานของสวิตช์	32
3.6 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Opened-Loop	33
3.7 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Closed-Loop	34
4.1 ผลจากการซิมูเลชันการเกิดสัญญาณเรโซแนนท์ของวงจร	39
4.2 ผลจากการซิมูเลชันการเกิดสัญญาณเรโซแนนท์ของวงจรที่กรณี Open-loop	41
4.3 ผลจากการซิมูเลชันการเกิดสัญญาณเรโซแนนท์ของวงจรที่กรณี Closed-loop	42
4.4 การจัดการชุดทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	43

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	45
4.6 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 10V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A	46
4.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 12V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A	46
4.8 รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_s = 10V$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด	48



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญญานิพนธ์

วงจรคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะมี กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์ มีผลทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพต่ำ จึงได้มีการศึกษาค้นคว้าวิธีการสวิตช์เพื่อลดกำลังการสูญเสียทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้น หนึ่งในวิธีการที่มีการพัฒนาขึ้น คือ วิธีการเรโซแนนท์ ที่อาศัยหลักการเรโซแนนท์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุเพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้ามามีค่าเป็นศูนย์ในขณะสวิตช์ วงจรเรโซแนนท์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ แบ่งออกได้เป็นสองแบบ คือ วงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ และวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรเรโซแนนท์แบบบวสต์ที่สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
2. ศึกษาหลักการออกแบบและขั้นตอนการออกแบบของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
3. ศึกษาหลักการควบคุมวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
4. สร้างวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
2. ออกแบบวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
3. ซิมูเลชันการทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ด้วยโปรแกรม P-Spice
4. สร้างวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง

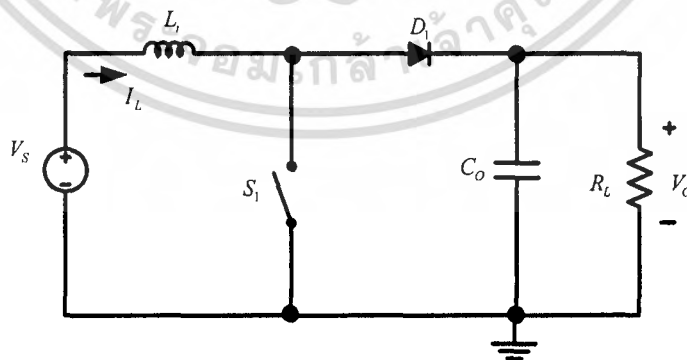
2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ วงจรควอซีเรโซแนนท์ บัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ในอุดมคติ และหลักการทำงานของไอซีที่เลือกมาใช้เป็นตัวควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์

2.1.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบัสต์ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมีค่าเท่ากัน และมีค่าเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สามารถสรุปได้ว่า ประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

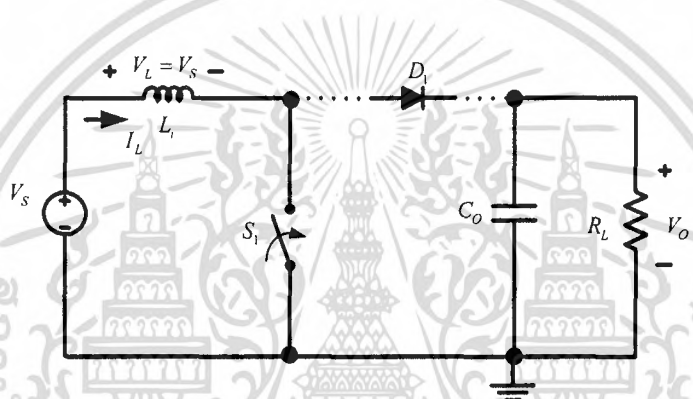


รูปที่ 2.1 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

หลักการการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ จะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตลอดคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับ ศูนย์ และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในช่วงสภาวะอยู่ตัวดังนี้

ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.1 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยผ่าน สวิตช์ ขณะเดียวกัน ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้างานนี้



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + V_L = 0 \quad (2.1)$$

$$V_L = V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

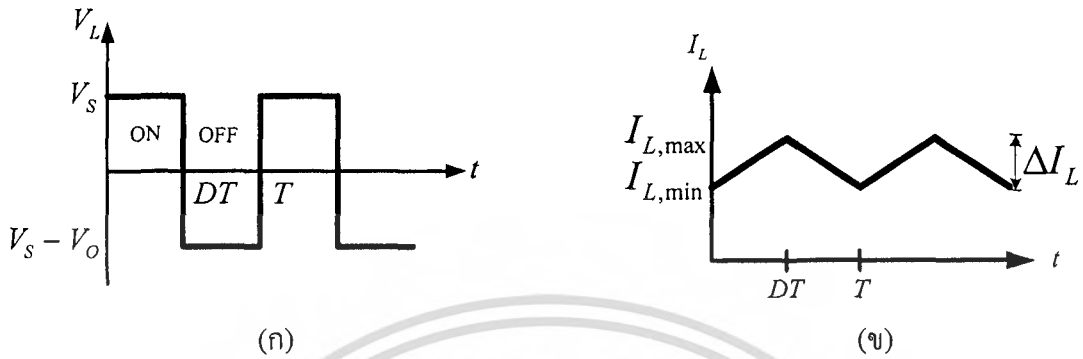
ขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าคงที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.3)$$

$$\Delta I_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.4)$$

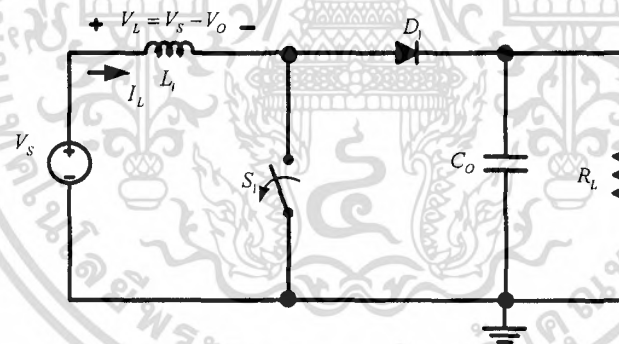
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\Delta I_{L,on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.3 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำ (ก) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ใดโอดจะถูกไบอัสไปหน้าให้นำกระแสไฟฟ้า ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมุติแรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$-V_s + V_L + V_o = 0 \quad (2.5)$$

$$V_L = V_s - V_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.6)$$

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า $dt = (1-D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และจะถือว่าการลดลงของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 2.3(ข) ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta I_{L,off} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.7)$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L , มีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (2.8)

$$\Delta I_{L,on} + \Delta I_{L,off} = 0 \quad (2.8)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.4) และสมการที่ (2.7) จะได้ว่า

$$\left(\frac{V_s}{L} \right) DT + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.9)$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0$$

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (2.10)$$

จากการหาความสัมพันธ์ ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่เรียกว่า อัตราการขยายแรงดัน สามารถหาได้โดยวิธีง่ายๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์ และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.10) ดังนี้

$$V_{L,av} = V_{L,on}(t_{on}) + V_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.2)

$$V_{L,on} = V_S$$

และจากสมการที่ (2.6)

$$V_{L,off} = V_S - V_O$$

$$V_{L,av} = (V_S)(t_{on}) + (V_S - V_O)(t_{off}) = 0$$

$$(V_S)(DT) + (V_S - V_O)(1-D)T = 0$$

$$V_S D + V_S - V_S D - V_O + V_O D = 0$$

$$V_S - V_O(1-D) = 0$$

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1-D} \quad (2.12)$$

การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า จากสมการที่ (2.10) หรือ (2.12) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานแบบเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า D ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า D

Duty ratio (D)	อัตราขยายแรงดัน (V_O/V_S)
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	Infinity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตเห็นว่า เมื่อค่า D เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 4 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ โดยอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำสุดคือหนึ่งหรือแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเล็กน้อย เนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด และตัวอุปกรณ์สวิตช์

2.1.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

สมมติการสูญเสียภายในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับเงื่อนไขนี้จะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.13)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.14)$$

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D}$$

$$V_s I_L = \frac{\left(\frac{V_s}{1-D}\right)^2}{R}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (2.15)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด หาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ดังในสมการที่ (2.4)

$$\Delta I_{L,on} = \frac{V_s DT}{L}$$

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{L,max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.17)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำที่ทำให้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง ได้จากการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ดังสมการที่ (2.18)

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) = 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right)$$

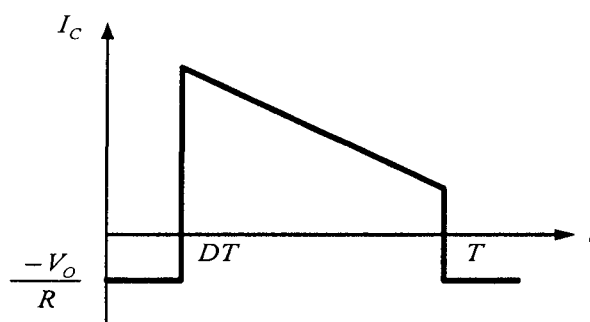
$$I_{L,\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.19)$$

การปรับค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด จากสมการที่ (2.19) สามารถทำได้โดยการปรับที่ค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตซ์

2.1.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะสามารถรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ แต่ในทางปฏิบัติ ไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มา ๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากขอดถึงขอด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.5 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|\Delta Q| = C\Delta V_o = I_o\Delta t_{on} \quad (2.20)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta t_{on} = DT$$

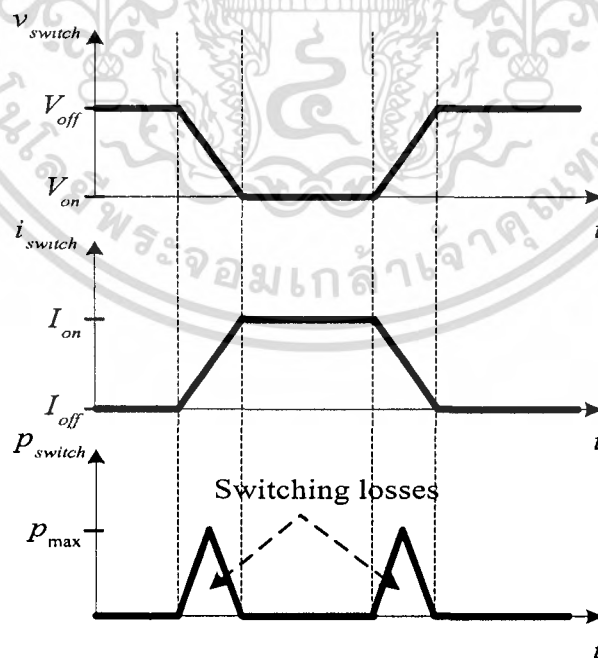
$$\Delta V_o = \frac{I_o\Delta t_{on}}{C} = \frac{V_oDT}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad (2.21)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.22)$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราการลอคคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์ หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้น

สำหรับการทำงานของสวิตช์ ในขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะการทำงาน แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะมีการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) ทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้น ถ้าความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์สูงขึ้น กำลังสูญเสียก็จะยิ่งเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.6 แสดงการเกิดการสูญเสียขณะสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในสภาวะนี้ได้โดยวิธีการเรโซแนนท์ โดยอาศัยหลักการเรโซแนนท์ของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ เพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์หรือสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์

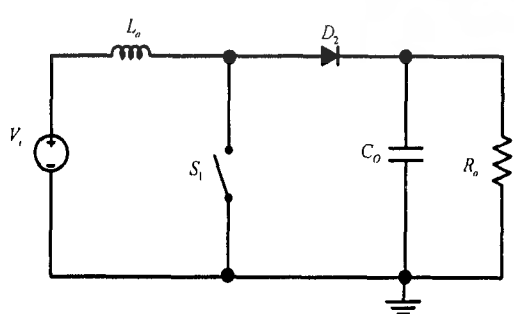
ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

2.2 Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Boost Converter

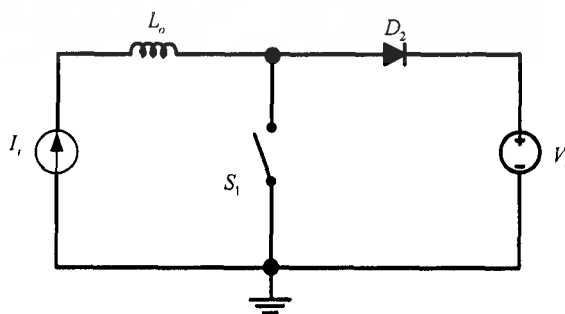
ที่สภาวะคงที่ ในรูปที่ 2.7(ก) สามารถขยับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากับตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_o ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคงที่ให้กับวงจร และตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_o กับโหลดให้เป็นแรงดันไฟฟ้าคงที่ โดยการควบคุม duty-cycle ของสวิตช์ S_1 แสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 2.7(ข) เมื่อเพิ่มตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_R กับตัวเหนี่ยวนำ L_R และสวิตช์ S_1 ถูกทำงานแบบ Voltage - mode resonant switched ก็จะเป็นรูปแบบของ Voltage - mode quasi - resonant boost converter จะแสดงในรูปที่ 2.7

ดังนั้นกระบวนการต่างๆ ที่เกิดขึ้นในวงจรจะใช้หาค่า L_R และ C_R จากตัวแปรต่างๆดังนี้

1. Characteristic impedance $Z_n = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$
2. Resonant angular frequency $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$
3. Resonant frequency $f_R = \frac{\omega}{2\pi}$
4. Normalized load resistance $r = \frac{R_o}{Z_n}$

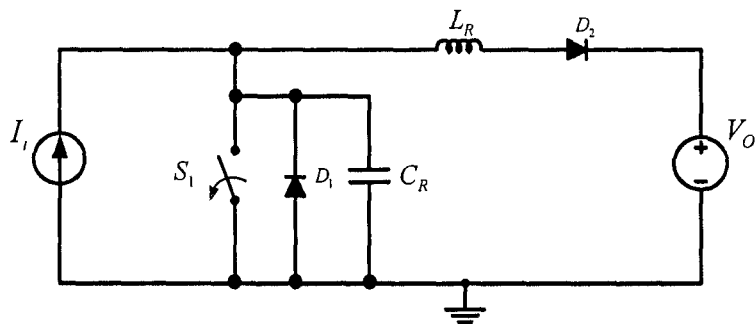


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

รูปที่ 2.7 วงจรมูสต์คอนเวอร์เตอร์ (ก) วงจรพื้นฐานของมูสต์คอนเวอร์เตอร์ (ข) วงจรเทียบเท่า (ค) วงจร Voltage-mode quasi-resonant

2.2.1 หลักการทำงาน

วงจร Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Boost Converter จะแบ่งการทำงานออกเป็น 4 ช่วงหลัก ๆ ด้วยกัน คือ

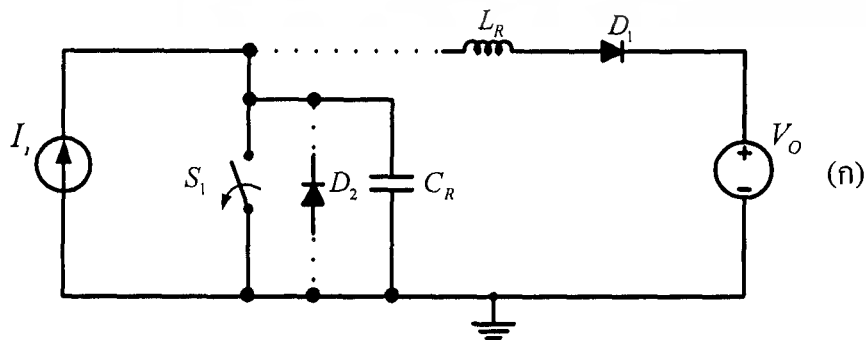
ช่วงที่ 1 ที่เวลา $T_0 - T_1$

ในช่วงนี้สวิตช์ S_1 จะเปิด (turns off) มีเวลา T_0 กระแสไฟฟ้า I_i จะไหลเข้าไป ประจุที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_R ทำให้แรงดันไฟฟ้า V_C ค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นและที่เวลา T_1 แรงดันไฟฟ้า V_C จะเท่ากับ แรงดันไฟฟ้า V_o สามารถหาค่าเวลา T_{01} ได้จาก สมการดังนี้

Initial Condition: $V_{C(0)} = 0$ (2.23)

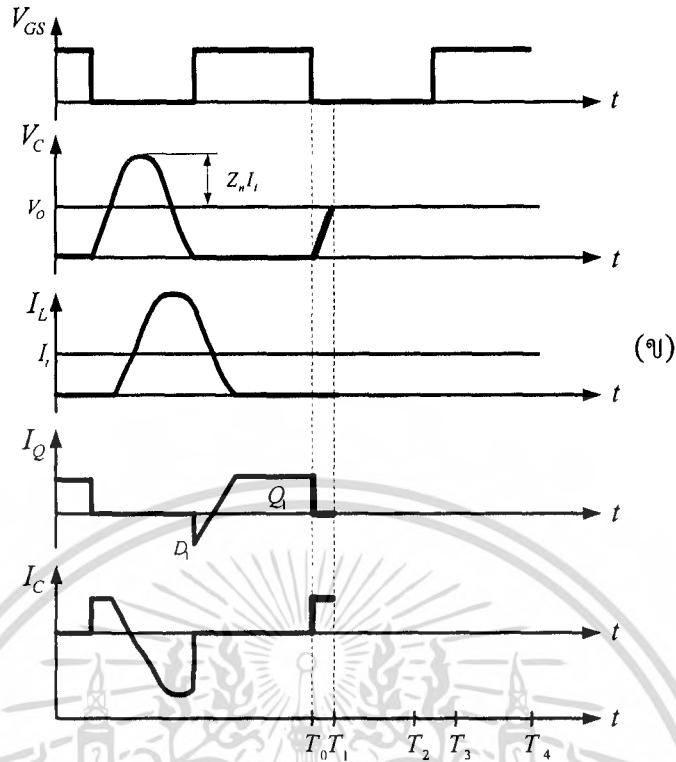
State equation: $C_R \frac{d}{dt} V_C = I_i$ (2.24)

$\therefore T_{01} = C_R \frac{V_o}{I_i}$ (2.25)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_0 - T_1$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_0 - T_1$

ช่วงที่ 2 ที่เวลา $T_1 - T_2$

ที่เวลา T_1 ไดโอด D2 จะปิด (turns on) ทำให้กระแสไฟฟ้า I_L สามารถไหลไปที่เอาต์พุตได้ และแรงดันไฟฟ้า V_C จะลดลงเท่ากับศูนย์ที่เวลา T_2 ทำให้ ไดโอด D1 นำกระแสไฟฟ้า ในช่วงเวลานี้ จะเกิดการเรโซแนนซ์ขึ้น สามารถหาค่าตัวแปรต่างๆ ที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้จากสมการดังต่อไปนี้

Initial Condition :

$$\begin{aligned} I_{L(0)} &= 0 \\ V_{C(0)} &= V_0 \end{aligned} \quad (2.26)$$

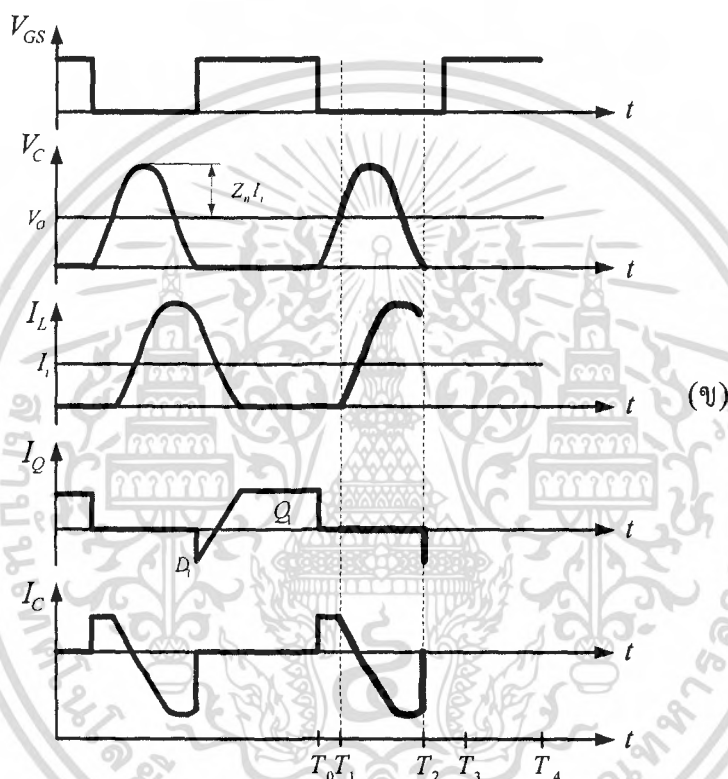
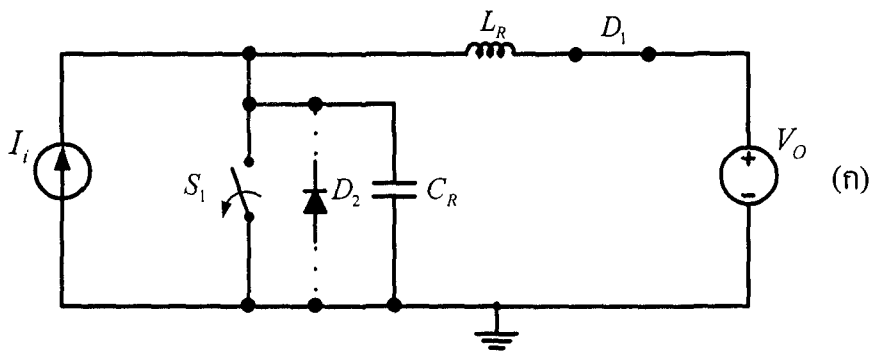
State Equation :

$$\begin{aligned} L_R \frac{d}{dt} I_L &= V_C - V_0 \\ C_R \frac{d}{dt} V_C &= I_i - I_L \end{aligned} \quad (2.27)$$

สามารถหาสมการในสถานะต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_L(t) &= I_i (1 - \cos \omega t) \\ V_C(t) &= V_0 + Z_n I_i \sin \omega t \end{aligned} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_1 - T_2$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_1 - T_2$

สามารถหาค่าช่วงเวลาที่เกิดขึ้นตั้งแต่ T_1 ถึง T_2 ได้จาก

$$T_{12} = \frac{a}{\omega}$$

เมื่อ $a = \sin^{-1} \left(\frac{V_o}{Z_n I_i} \right)$ (2.29)

เพราะฉะนั้น กระแสไฟฟ้า I_L ที่เวลา T_2 มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_L(T_2) = I_i(1 - \cos a) \quad (2.30)$$

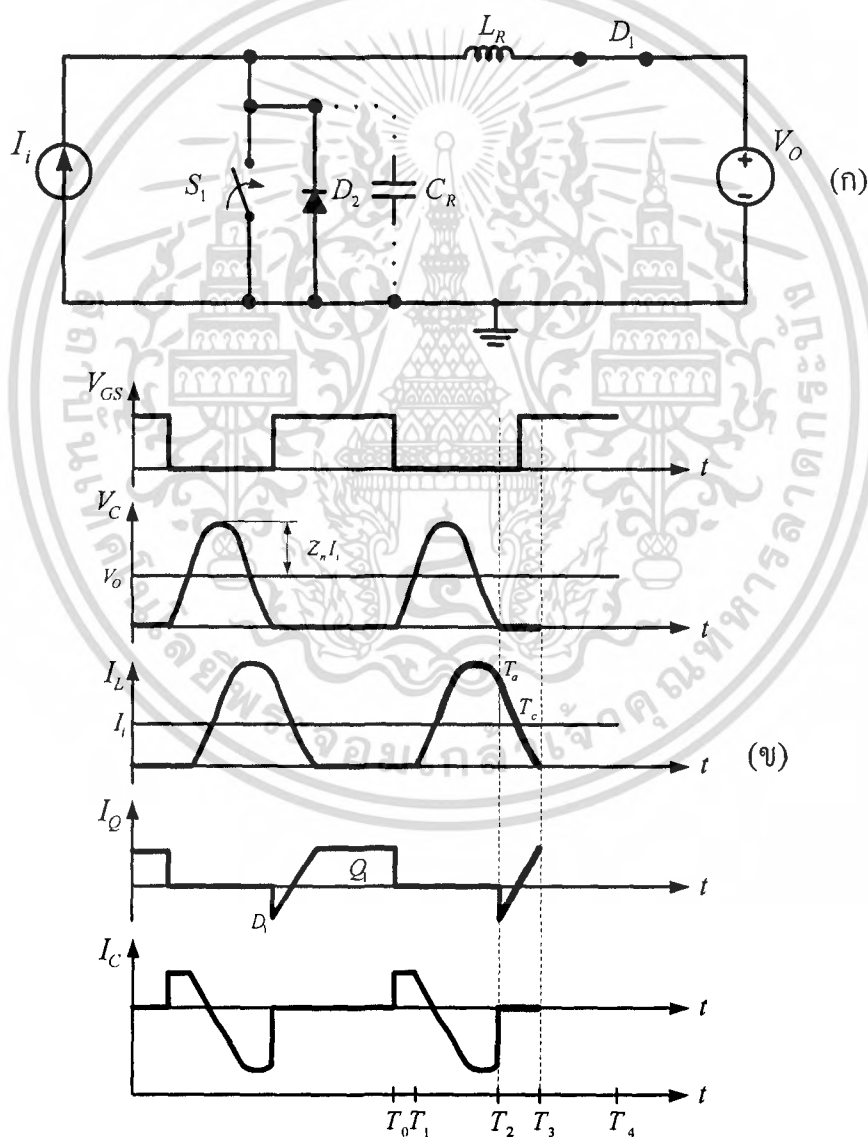
$$\text{ที่ } \pi < a < \frac{3\pi}{2}$$

ช่วงที่ 3 ที่เวลา $T_2 - T_3$

ที่เวลา T_2 กระแสไฟฟ้า I_L จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นและจะเท่ากับศูนย์ที่เวลา T_3

$$\text{Initial Condition : } I_{L(0)} = I_i(1 - \cos a) \quad (2.31)$$

$$\text{State Equation : } L_R \frac{d}{dt} I_L = -V_o \quad (2.32)$$



รูปที่ 2.10 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_2 - T_3$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_2 - T_3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นช่วงระยะเวลาที่เกิดขึ้นสามารถหาได้จาก

$$T_{23} = L_R I_1 \frac{(1 - \cos a)}{V_o} \quad (2.33)$$

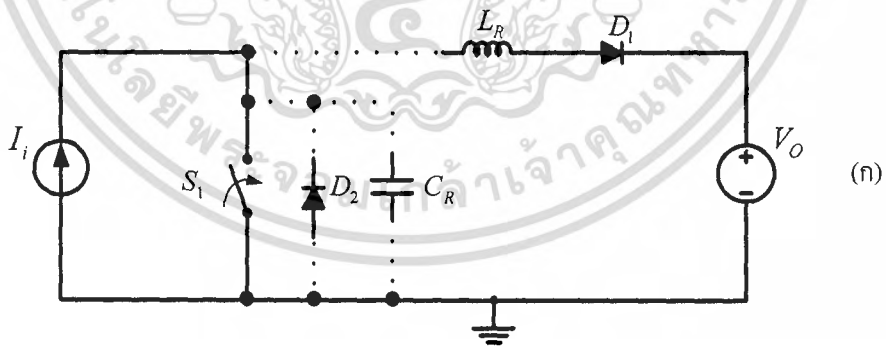
โดยทั่วไปสวิตช์ S_1 จะนำกระแสไฟฟ้าหลังจากที่แรงดันไฟฟ้า V_c ลดลงถึงศูนย์ที่เวลา T_0 และก่อนที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด D_1 มีค่าเท่ากับศูนย์ หรือกระแสไฟฟ้า I_L ที่ลดลงมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า I_1 ที่เวลา T_c ถ้าสวิตช์ S_1 ไม่นำกระแสไฟฟ้า (turns off) ในช่วงนี้แรงดันไฟฟ้า V_c จะเริ่มกลับมาเก็บประจุใหม่อีกครั้ง และสวิตช์ S_1 จะเกิดการสูญเสียขึ้นในจังหวะที่นำกระแสไฟฟ้า (turns on)

ช่วงที่ 4 ที่เวลา $T_3 - T_4$

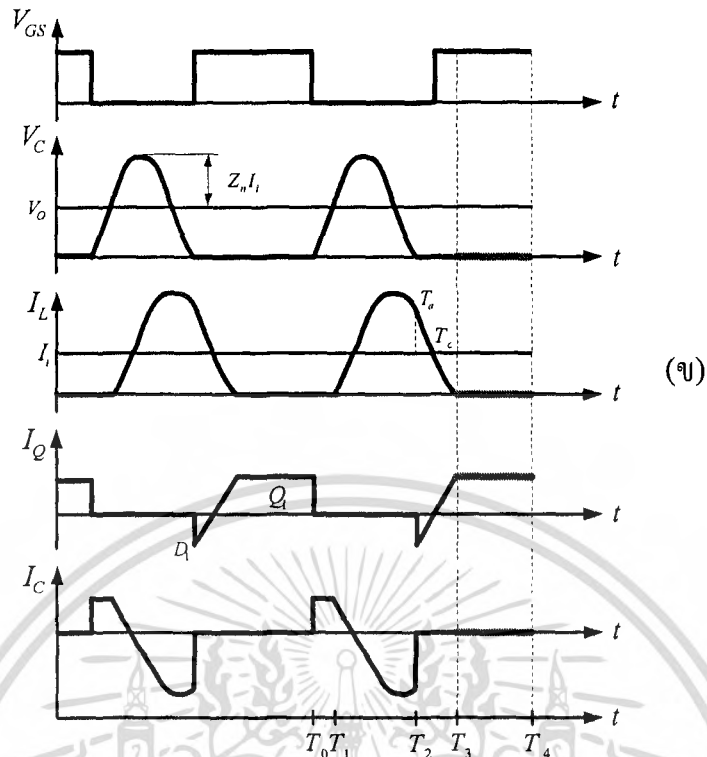
ที่เวลา T_3 กระแสไฟฟ้า I_1 ทั้งหมดจะไหลผ่านสวิตช์ เนื่องจากสวิตช์ S_1 นำกระแสไฟฟ้า (turns on) และสวิตช์ S_1 จะไม่นำกระแสไฟฟ้า (turns off) ที่เวลา T_4 หลังจากนั้นจะเริ่มเข้าสู่ช่วงเวลาที่ 1 ใหม่อีกครั้ง

ในช่วงเวลา T_{34} สามารถหาได้จาก

$$T_{34} = T_s - T_{01} - T_{12} - T_{23} \quad (2.34)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 (ก) วงจรช่วงการทำงานที่เวลา $T_3 - T_4$ (ข) รูปสัญญาณช่วงเวลา $T_3 - T_4$

2.3 สภาวะการทำงานคงที่

ที่สภาวะการทำงานคงที่ของวงจรสามารถหาค่า State equations ของ 4 ช่วงเวลาได้ สำหรับช่วงเวลากการทำงานที่ 2 สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมมอสเฟต และค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตส่วนของอัตราส่วนของแรงดัน $\frac{V_o}{V_i}$ ค่าความต้านทานโหลด R_o และความถี่สวิตซ์ f_{con} สามารถใช้ในการหาพลังงานอินพุต E_i และพลังงานเอาต์พุต E_o ได้ดังนี้

$$E_i = V_i I_i T_s \tag{2.35}$$

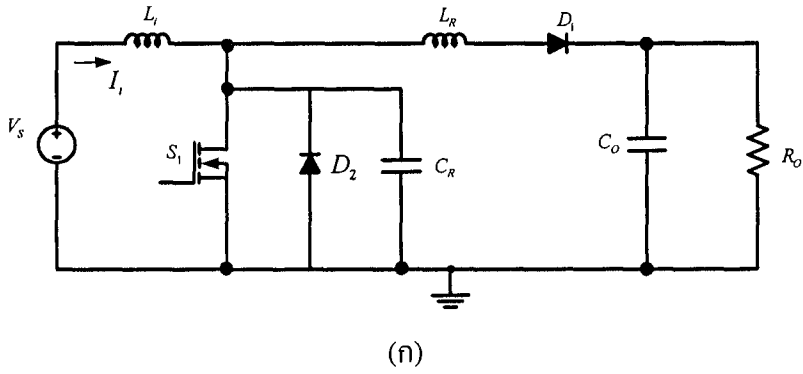
$$E_o = V_o \int_{T_1}^{T_2} I_L dt + V_o \int_{T_2}^{T_3} I_L dt \tag{2.36}$$

จากสมการที่ 30

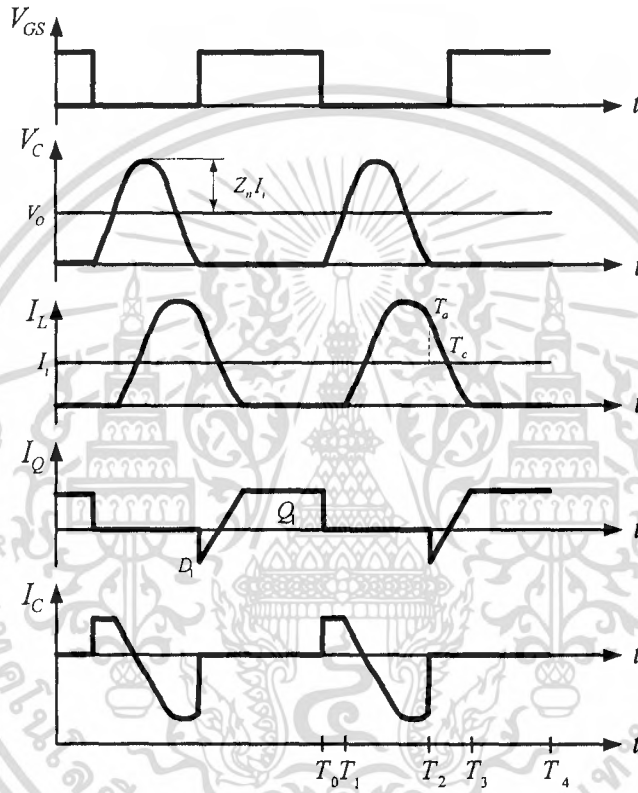
$$\begin{aligned} \int_{T_1}^{T_2} I_L dt &= \int_0^{T_2} I_i (1 - \cos \omega t) dt \\ &= \frac{I_i}{\omega} \left(\alpha + \frac{r}{M} \right) \end{aligned} \tag{2.37}$$

เมื่อ $r = \frac{R_o}{Z_n}$ และ $M = \frac{V_o}{V_i}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.12 (ก) รูปวงจร (ข) รูปสัญญาณของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

จากสมการที่ 33

$$\int_{T_2}^{T_3} I_L dt = \frac{I_i (1 - \cos \alpha)}{2} T_{23}$$

$$= \frac{I_i}{\omega} \left(\frac{M}{r} - \frac{r}{2M} - \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไข หรืออ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$E_o = \frac{V_o I_L}{\omega} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (2.39)$$

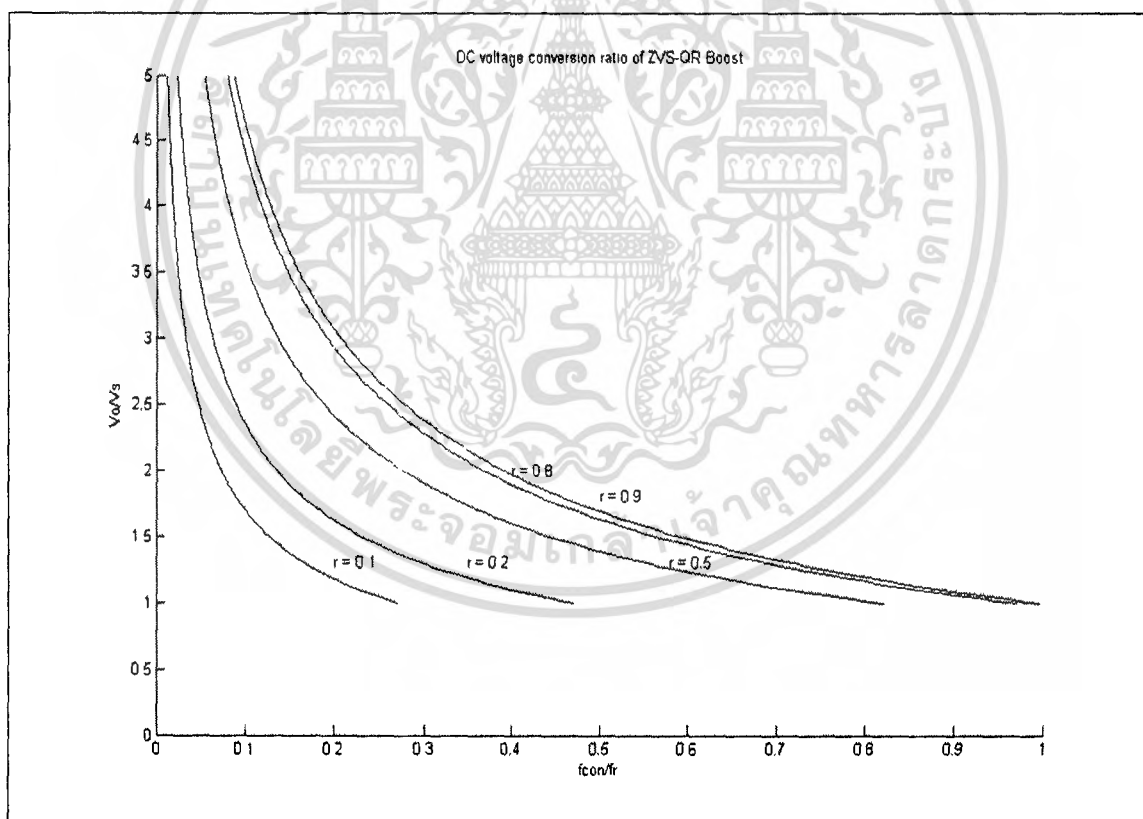
จากสมการที่ (36) และ (39)

จะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = M = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]} \quad (2.40)$$

เมื่อ $\alpha = \sin^{-1} \left(-\frac{r}{M} \right)$, $f_s = \frac{1}{T_s}$

และ $\pi < \alpha < \frac{3\pi}{2}$



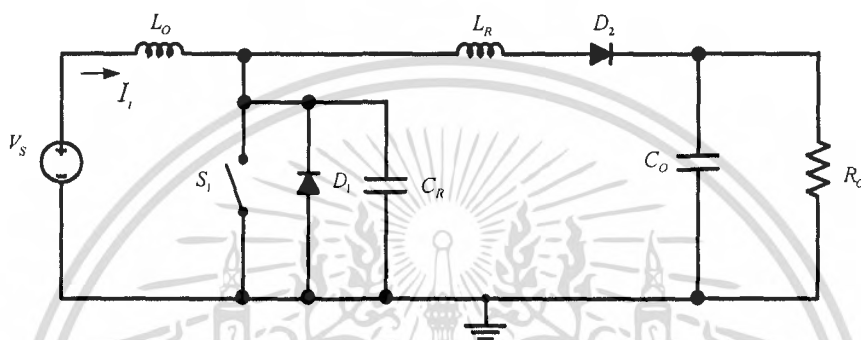
รูปที่ 2.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_{con}}{f_r}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.40 นำมาแก้สมการเพื่อใช้ในการเขียนกราฟเปรียบเทียบความเปลี่ยนแปลงต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นเมื่อค่าตัวแปรต่าง ๆ เปลี่ยนแปลง

2.4 พิจารณาการทำงานในสภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุตและโหลดเปลี่ยนแปลง

เพื่อศึกษาหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ากับค่าความต้านทานด้านออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นในวงจรว่ามีผลกระทบอะไรเกิดขึ้นกับวงจรบ้างและควรจะแก้ไขอย่างไร



รูปที่ 2.14 วงจร Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Boost Converter

เริ่มแรกพิจารณาค่า Minimum และ Maximum ของ Conversion ratio ที่เกิดขึ้นในวงจรก่อน
คือ

$$M_{\min} = \frac{V_{out}}{V_{S\max}} \tag{2.41}$$

$$M_{\max} = \frac{V_{out}}{V_{S\min}} \tag{2.42}$$

จากคุณสมบัติของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้รู้ค่า Minimum Conversion Ratio ที่สามารถเกิดขึ้นได้กับวงจร คือ

$$V_S = V_{out}$$

$$\therefore M_{\min} = 1$$

และที่ช่วงเวลา 2 ของวงจรจากสมการสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์ได้จาก

$$V_C(t) = V_{out} + Z_n I_i \sin \omega t$$

$$V_{Cpeak} = V_{out} + Z_n I_i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคุณสมบัติของกำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$V_S I_i = V_{out} I_{out}$$

จะได้ว่า

$$V_{out} \leq Z_n I_i$$

$$\frac{V_S I_i}{I_{out}} \leq Z_n I_i$$

$$V_S \leq Z_n I_{out}$$

$$\frac{V_S}{R_O} \leq \frac{Z_n}{R_O} I_{out}$$

$$\frac{R_O}{Z_n} \leq \frac{R_O}{V_S} I_{out}$$

$$r \leq M$$

เนื่องจาก $M_{\min} \geq 1$

$$\therefore r \leq 1 \leq M$$

จากเงื่อนไขนี้ทำให้รู้ว่า $r = \frac{R_O}{Z_n}$, $\therefore Z_n \geq R_O$

จากสมการที่ 2.40 จัดรูปให้อยู่ในรูปของอัตราส่วนระหว่างความถี่

$$\frac{f_{con}}{f_R} = \frac{2\pi}{M \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right]}$$

$$\text{เมื่อ } \alpha = \sin^{-1} \left(\frac{-r}{M} \right) = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{r}{M} \right)$$

จากรูปที่ 2.13 ทำให้รู้ว่า ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามากที่สุด $V_{S_{\max}}$ และโหลด $R_{O_{\max}}$ จะได้ความถี่ในหารควมสูงที่สุด $f_{con_{\max}}$

$$r_{\max} = \frac{R_{O_{\max}}}{Z_n} \quad (2.43)$$

$$\alpha_{\max} = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{r_{\max}}{M_{\min}} \right) \quad (2.44)$$

$$\frac{f_{con_{\max}}}{f_R} = \frac{2\pi}{M_{\min} \left[\alpha_{\max} + \frac{r_{\max}}{2M_{\min}} + \frac{M_{\min}}{r_{\max}} (1 - \cos \alpha_{\max}) \right]} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าน้อยที่สุด $V_{S\min}$ และโหลดน้อยที่สุด $R_{O\min}$ จะได้ความถี่ในการควบคุมต่ำสุด $f_{con\min}$

$$r_{\min} = \frac{R_{O\min}}{Z_n} \quad (2.46)$$

$$\alpha_{\min} = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{r_{\min}}{M_{\max}} \right) \quad (2.47)$$

$$\frac{f_{con\min}}{f_R} = \frac{2\pi}{M_{\max} \left[\alpha_{\min} + \frac{r_{\min}}{2M_{\max}} + \frac{M_{\max}}{r_{\min}} (1 - \cos \alpha_{\min}) \right]} \quad (2.48)$$

จากสมการที่ 2.45 และสมการที่ 2.48 ก็สามารถหาค่าความถี่ที่ใช้ในการควบคุมวงจรเรโซแนนท์ที่สามารถหาได้จากค่าความถี่เรโซแนนท์ที่เลือกใช้กับค่า Characteristic Impedance (Z_n) ได้ คือ

$$L_R = \frac{Z_n}{2\pi f_R} \quad (2.49)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_R Z_n} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบ

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเกี่ยวข้องกับการออกแบบคำนวณค่าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ และข้อมูลในการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

3.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์มีรายละเอียด ดังนี้

- แรงดันไฟฟ้านำเข้า $V_S = 10 - 12V$
- แรงดันไฟฟ้านำออก $V_O = 15V$
- กระแสไฟฟ้านำออก $I_O = 1 - 3A$
- ความถี่เรโซแนนท์ $f_R = 1MHz$

3.2.1 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนท์

จากสมการที่ (2.41) จะได้
$$M_{\min} = \frac{V_O}{V_{S\max}} = 1.25$$

จากสมการที่ (2.42) จะได้
$$M_{\max} = \frac{V_O}{V_{S\min}} = 1.5$$

จากสมการที่ (2.43) จะได้
$$r_{\max} = \frac{R_{O\max}}{Z_n} ; r_{\max} \leq 1$$

$$R_{O\max} = \frac{V_O}{I_{O\min}} = 15\Omega$$

$$\therefore Z_n \geq 15\Omega$$

จากเงื่อนไขนี้สามารถคำนวณหาตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการที่ (2.49) และสมการที่ (2.50)

$$L_R = \frac{Z_n}{2\pi f_R}$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_R Z_n}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่า Z_n มีหลายค่าที่จะนำมาคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจึงต้องพิจารณาว่าค่า Z_n ต่าง ๆ จะส่งผลกระทบต่อไร้บวงจรบ้าง สามารถพิจารณาได้จากตารางด้านล่างนี้

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าต่าง ๆ เมื่อ Z_n เปลี่ยนแปลง

Z_n	$L_R (\mu)$	$C_R (n)$	$f_{conmin} (kHz)$	$f_{conmax} (kHz)$
15	2.387	10.61	338.781	777.034
30	4.775	5.305	197.093	588.285
50	7.958	3.183	126.136	429.05
75	11.937	2.122	86.929	318.1
100	15.915	1.591	66.304	252.231

จากตารางจะเห็นว่าเมื่อค่า Z_n มากขึ้นเรื่อย ๆ จะทำให้ค่าความถี่ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์จะน้อยลง ค่าตัวเหนี่ยวนำก็จะมีค่ามากขึ้น จะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นจะเลือกค่า Z_n ที่ 50Ω มาใช้ในการเลือกค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ

จากค่า $Z_n = 50\Omega$ จะได้ $L_R = 7.95 \mu H$ และ $C_R = 3.183 nH$

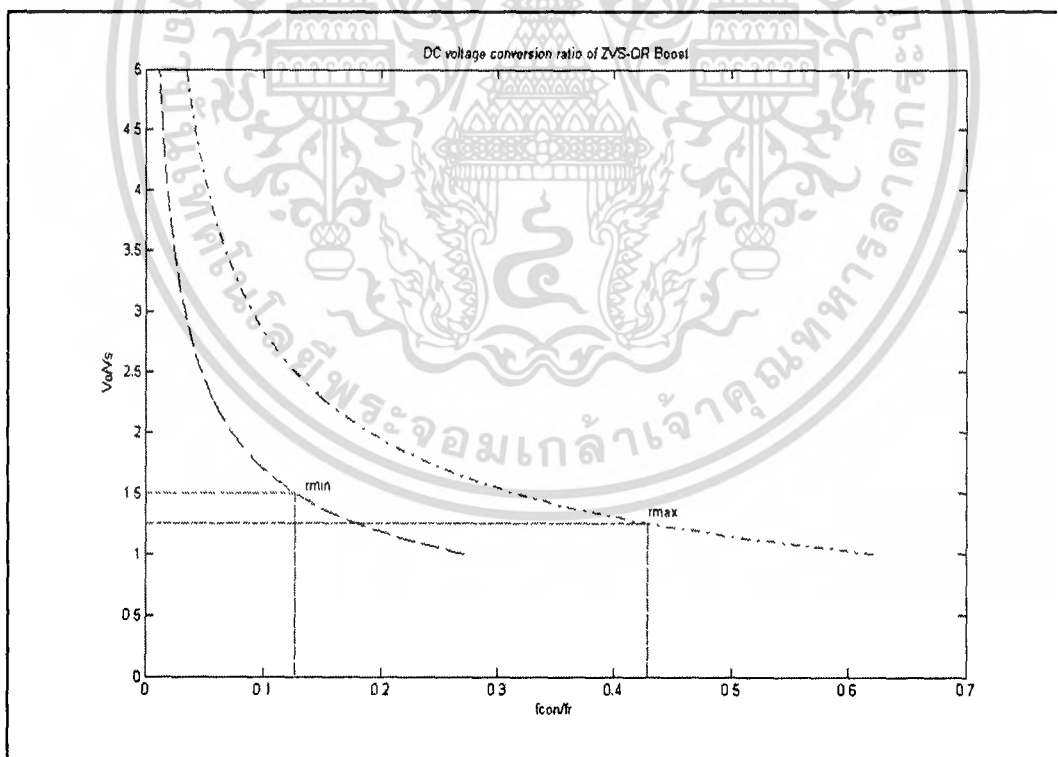
ตารางที่ 3.2 แสดงค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 10V$

V_S	ช่วงเวลา	สูตรที่ใช้คำนวณ	$I_O = 1A$	$I_O = 2A$	$I_O = 3A$
10	f_{con}	$(2\pi f_R) / \left[M \left(\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right) \right]$	313.956 k	180.228 k	126.137 k
	t_{01}	$C_R \frac{V_O}{I_i}$	31.83 ns	15.915 ns	10.61 ns
	t_{12}	$\frac{a}{\omega}$	$0.532 \mu s$	$0.516 \mu s$	$0.911 \mu s$
	t_{23}	$L_R I_i \frac{(1 - \cos a)}{V_O}$	$1.576 \mu s$	$3.179 \mu s$	$4.769 \mu s$
	t_{34}	$T_{con} - T_{01} - T_{12} - T_{23}$	$1.046 \mu s$	$1.841 \mu s$	$2.637 \mu s$
	T_{con}	$1 / f_{con}$	$3.195 \mu s$	$5.548 \mu s$	$7.928 \mu s$
	t_{02}	$t_{01} + t_{12}$	$0.564 \mu s$	$0.532 \mu s$	$0.521 \mu s$
	t_{0c}	$t_{02} + \left[-(L_R I_i \cos a) / V_O \right]$	$1.344 \mu s$	$2.115 \mu s$	$2.903 \mu s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 แสดงค่าช่วงเวลาต่างๆ ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 12V$

V_S	ช่วงเวลา	สูตรที่ใช้คำนวณ	$I_o = 1A$	$I_o = 2A$	$I_o = 3A$
12	f_{con}	$(2\pi f_R) / \left[M \left(\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r}(1 - \cos \alpha) \right) \right]$	429.051 k	252.231 k	178.11 k
	t_{01}	$C_R \frac{V_o}{I_i}$	38.196 ns	19.098 ns	12.732 ns
	t_{12}	$\frac{a}{\omega}$	0.538 μs	0.519 μs	0.513 μs
	t_{23}	$L_R I_i \frac{(1 - \cos \alpha)}{V_o}$	1.301 μs	2.643 μs	3.973 μs
	t_{34}	$T_{con} - T_{01} - T_{12} - T_{23}$	0.447 μs	0.783 μs	1.116 μs
	T_{con}	$1 / f_{con}$	2.331 μs	3.965 μs	5.615 μs
	t_{02}	$t_{01} + t_{12}$	0.577 μs	0.538 μs	0.525 μs
	t_{0C}	$t_{02} + \left[-(L_R I_i \cos \alpha) / V_o \right]$	1.221 μs	1.855 μs	2.579 μs



รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_S}$ และ $\frac{f_{con}}{f_R}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

จากการออกแบบวงจรเรโซแนนท์ เราจะประมาณให้วงจรทำงานอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 100 kHz – 450 kHz เพื่อใช้ความถี่ 100 kHz ในการออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะให้วงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยมีรายละเอียด ดังนี้

$$V_S = 10-12V , V_O = 15V , I_O = 1-3A , f_s = 100kHz$$

พิจารณาที่ $V_{Smin} = 10V$ และ $I_{Omax} = 3A$

เมื่อ

$$\begin{aligned} D_{max} &= 1 - \frac{V_{Smin}}{V_O} = 1 - \frac{10}{15} \\ &= 0.333 \\ R_{Omin} &= \frac{V_O}{I_{Omax}} = \frac{15}{3} \\ &= 5\Omega \\ L_{min} &= \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = \frac{0.333(1-0.333)^2 5}{2(100k)} \\ &= 3.704 \mu H \end{aligned}$$

พิจารณาที่ $V_{Smax} = 12V$ และ $I_{Omin} = 1A$

เมื่อ

$$\begin{aligned} D_{min} &= 1 - \frac{V_{Smax}}{V_O} = 1 - \frac{12}{15} \\ &= 0.2 \\ R_{Omax} &= \frac{V_O}{I_{Omin}} = \frac{15}{1} \\ &= 15\Omega \\ L_{min} &= \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = \frac{0.2(1-0.2)^2 15}{2(100k)} \\ &= 9.6 \mu H \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องได้ ค่าตัวเหนี่ยวนำ L , จะต้องมีความมากกว่า $9.6 \mu H$ ดังนั้นจึงเลือก $L = 62 \mu H$ เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง และมีรูปเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำเพียงเล็กน้อย พิจารณาค่ากระแสไฟฟ้า I , สูงสุดและต่ำสุดที่จะเกิดขึ้น

ที่ $V_{S_{\min}} = 10V$ และ $I_{O_{\max}} = 3A$

$$\begin{aligned}\Delta i_L &= \frac{V_S D}{Lf} = \frac{(10)(0.333)}{(62\mu)(100k)} \\ &= 0.537 A \\ I_i &= \frac{V_S}{(1-D)^2 R} = \frac{10}{(1-0.333)^2 5} \\ &= 4.496 A \\ I_{i,\max} &= I_i + \frac{\Delta i_L}{2} = 4.496 + \frac{0.537}{2} \\ &= 4.765 A \\ I_{i,\min} &= I_i - \frac{\Delta i_L}{2} = 4.496 - \frac{0.537}{2} \\ &= 4.228 A\end{aligned}$$

ที่ $V_{S_{\max}} = 12V$ และ $I_{O_{\min}} = 1A$

$$\begin{aligned}\Delta i_L &= \frac{V_S D}{Lf} = \frac{(12)(0.2)}{(62\mu)(100k)} \\ &= 0.387 A \\ I_i &= \frac{V_S}{(1-D)^2 R} = \frac{12}{(1-0.2)^2 15} \\ &= 1.25 A \\ I_{i,\max} &= I_i + \frac{\Delta i_L}{2} = 1.25 + \frac{0.387}{2} \\ &= 1.444 A \\ I_{i,\min} &= I_i - \frac{\Delta i_L}{2} = 1.25 - \frac{0.387}{2} \\ &= 1.057 A\end{aligned}$$

สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_o เป็นไปตามสมการ $C_o = \frac{D}{R \frac{\Delta V_o}{V_o} f}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดให้ $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.5\%$

ที่ $V_{S\min} = 10V$ และ $I_{O\max} = 3A$

$$C_o = \frac{0.333}{(5)(0.005)(100k)} = 133.2 \mu F$$

ที่ $V_{S\max} = 12V$ และ $I_{O\min} = 1A$

$$C_o = \frac{0.2}{(15)(0.005)(100k)} = 26.667 \mu F$$

เพราะฉะนั้นจะได้ค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_o มีค่าเท่ากับ $133.2 \mu F$ และเพื่อไม่ให้รีปเปิลของแรงดันเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ค่าความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าที่คำนวณได้ จึงเลือกใช้ $C_o = 500 \mu F$ โดยการนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า $100 \mu F$ และมีค่าความต้านทานแฝง (ESR) $R_c = 0.56 \Omega$ จำนวน 5 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทำให้ค่าความต้านทานแฝง (ESR) รวม $R_c = 0.112 \Omega$

ค่าแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุดและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเดรน-ซอร์สที่สูงที่สุดของ มอสเฟตกำลัง หาได้จากช่วงเวลา $[T_1, T_2]$

$$V_c(t) = V_o + Z_n I_i (\sin \omega t)$$

$$\therefore V_{Cpeak} = V_o + Z_n I_i$$

โดยจะพิจารณากระแสไฟฟ้า $I_{i\max} = 4.765 A$ และ $I_{i\min} = 1.057 A$ ที่ไหลผ่านมอสเฟต ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{Cpeak} &= 15 + (50)(4.765) \\ &= 253.25V \end{aligned}$$

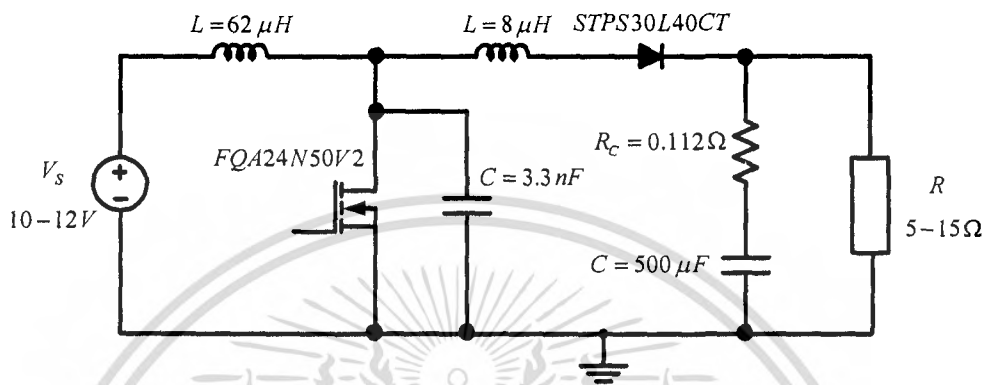
สำหรับไดโอดกำลังจะทนแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับเท่ากับ $15 V$ และกระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ยเท่ากับ $3 A$

พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ต้องมีค่าสูงกว่าที่คำนวณได้จึงเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ FQA24N50V2 พิกัดแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด $500 V$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าเดรนเฉลี่ย 24 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ STPS30L40CT ซึ่งมีพิคัดแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด 40 V และกระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ย 15 A

วงจร Zero – Voltage - Switched Quasi-Resonant Boost Converter ที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจร Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Boost Converter

3.3 พิจารณาการทำงานและการออกแบบตัวควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ คือ ช่วงเวลาของการทำงานของวงจรสวิตช์จะทำงานในช่วงเวลาการทำงาน t_{on} ซึ่งจากที่ได้ออกแบบไว้ก็จะกำหนดให้ t_{off} คงที่โดยทำการแปลงค่าความถี่เพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้จึงเลือกใช้ตัวควบคุม UC3864N สามารถควบคุมวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ ZVS ได้ และสามารถกำหนดช่วงเวลาการทำงาน t_{off} โดยโครงสร้างการทำงานของตัวควบคุม UC3864N จะประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังรูปที่ 3.3

Error amplifier(E/A)

ฟังก์ชันของError Amplifier(E/A)ที่ใช้ในการควบคุมระบบเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตซึ่งแตกต่างจากการทำงานของ IC PWM ทั่วไปตรงที่ผลต่างของแรงดันไฟฟ้าที่ได้นั้นแทนที่จะไปปรับความกว้างของพัลส์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแต่จะไปปรับความถี่ของพัลส์แทน

Voltage Controlled Oscillator(VCO)

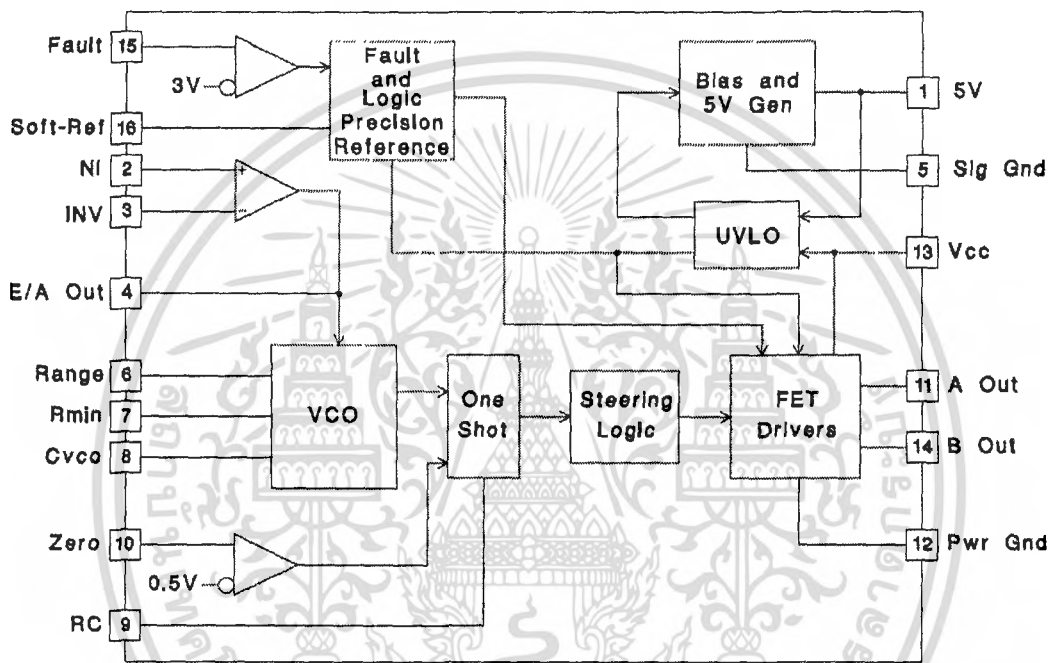
ฟังก์ชันVoltage Controlled Oscillator (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ตามที่ต้องการโดยค่าความถี่ที่ผลิตได้จะเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามาควบคุม โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมความถี่จะมาจากเปรียบเทียบความถี่ที่ต้องการกับฐานอ้างอิงโดยสัมพันธ์กับฟังก์ชันของ Error Amplifier(E/A)ซึ่งเอาต์พุตของ (E/A) ไปควบคุมแรงดันไฟฟ้า(VCO)ผ่านกระแสไฟฟ้า I_{rang}

เอกลัสโดยแรงดันไฟฟ้า(VCO)มีอินพุตจากความต้านทาน 2 ตัว R_{min} , R_{range} และตัวเก็บประจุ C_{VCO} การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นความถี่ของพัลส์สูงสุด-ต่ำสุดสามารถกำหนดผ่านฟังก์ชัน $R_{range}, R_{min}, C_{vco}$ สามารถหาความถี่ได้ตามสมการ

$$f_{conmin} = \frac{3.6}{R_{min} C_{vco}} \tag{3.1}$$

$$f_{conmax} = \frac{3.6}{(R_{min} // R_{range}) C_{vco}} \tag{3.2}$$



รูปที่ 3.3 โครงสร้างการทำงานตัวควบคุม

One shot timing generator and Zero wave crossing detection comparator

ฟังก์ชัน One shot ถูกนำมาใช้เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์สูงสุดโดยหา RC โดยสัญญาณพัลส์จาก One shot จะถูกนำมาปรับความกว้างของพัลส์อีกครั้งโดยเปรียบเทียบกับสัญญาณจากฟังก์ชัน Zero detection comparator (สัญญาณจากกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_R และแรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุ C_R) ซึ่งฟังก์ชันสามารถที่จะทำให้การสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์หรือแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จริงๆ ง่ายขึ้นตลอดย่าน line load และ temperature ที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ และยังเหมาะสมกับอุปกรณ์เรโซแนนซ์ที่มีการแปรผันได้และ ความกว้างของพัลส์สามารถหาได้จากสมการ

$$T_{max} = RC \tag{3.3}$$

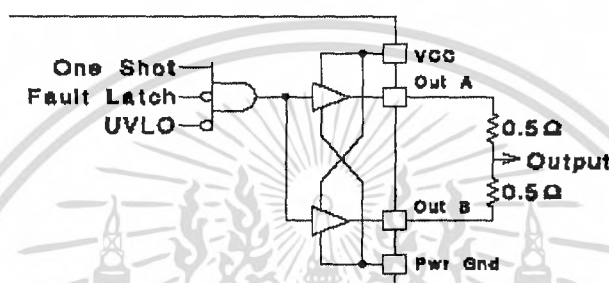
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $T_{min} = 0.3T_{max}$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Under voltage lockout(UVLO) and 5 V bias generator

ฟังก์ชัน (UVLO) การควบคุมการทำงานของไอซี เพื่อป้องกันความผิดปกติการทำงานของไอซีขณะเริ่มใช้งานไอซี นั่นคือถ้าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ตัวไอซีมีค่ามากกว่า UVLO threshold แล้วฟังก์ชัน 5 V bias generator จะถูก Enable เพื่อทำให้วงจรอื่น ๆ ภายในของตัวไอซีทำงานได้

Steering logic to output driver

เป็นวงจรรวมสัญญาณที่นำมาใช้ในการขับขาเกทของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.4 การต่อใช้งานของเอาต์พุต

รายละเอียดอื่น ๆ ของแต่ละขาของตัวควบคุม

ขา 5 V Pin ควรต่อ Bypass ไปที่ Signal Ground ด้วยตัวเก็บประจุ 0.1 μ F โดยตัวเก็บประจุนี้ควรมีค่า ESR และ ESL ต่ำ

Solf-Ref Pin จะบริการ 3 ฟังก์ชัน ได้แก่ System Reference, Restart Delay Soft-Start โดย Solf-Ref pin ขานี้ควรใช้เป็น Input Reference ให้กับ E/A จะทำให้ลด Overshoot ได้ในการ Control ZVS สำหรับขา นี้ใช้ Bypass Capacitor อย่างน้อย 0.1 μ F ซึ่งจะทำให้เกิดรีสตาร์ทหากเกิด Fault ขึ้นในระบบ โดยช่วงเวลาในการชาร์จ จะเป็นอัตราส่วน 19:1 (Restart Time:Soft Start)

สูตรที่ใช้คือ

$$T_{soft\ start} = C_{sr} \times 10k\Omega \quad (3.5)$$

$$T_{restart} = C_{sr} \times 190k\Omega \quad (3.6)$$

แต่ถ้าต้องการเวลาที่ Restart Delay สั้นลงสามารถใช้ R=20 k ต่อเพิ่มเข้าไปที่ขา Soft Ref ลงกราวด์ แต่จะได้สมการเปลี่ยนไป

$$T_{restart} = R_{sr} \times C_{sr} \times \ln \left[\frac{(0.48mA \times R_{sr}) - 0.2}{(0.48mA + R_{sr}) - 5} \right] \quad (3.7)$$

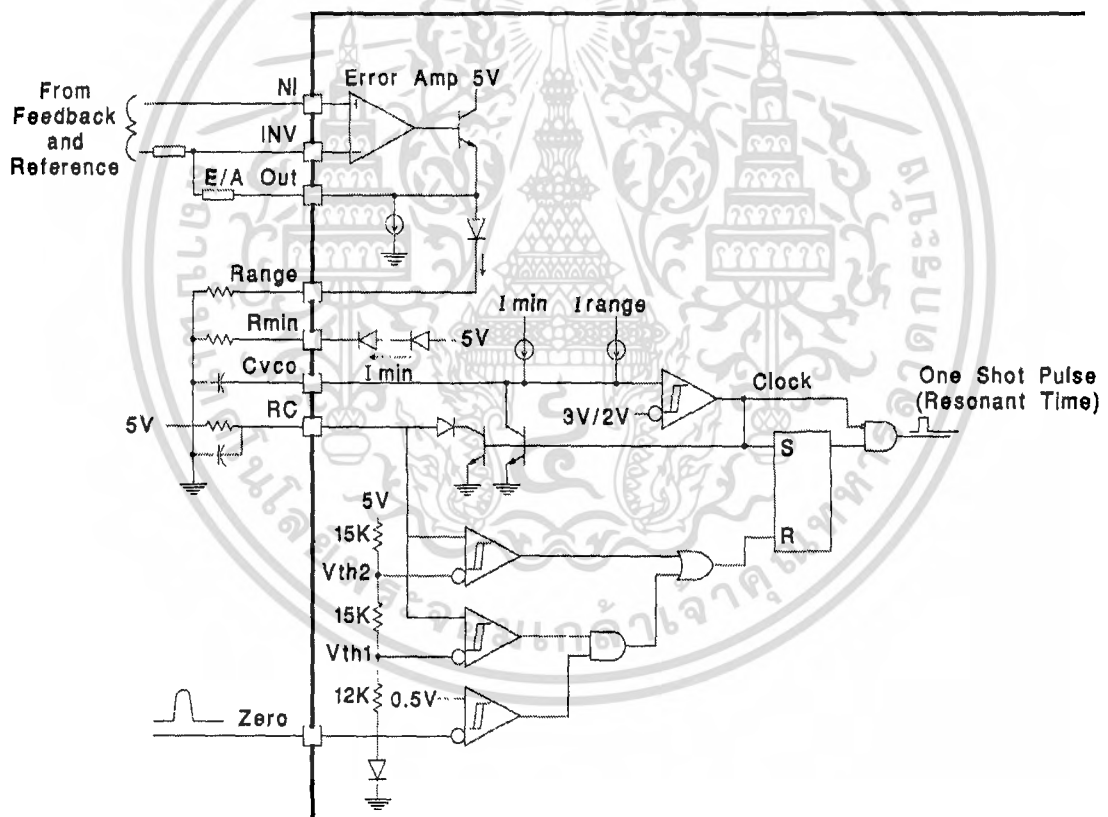
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 การออกแบบวงจรควบคุม

การออกแบบระบบควบคุมของวงจรรีโซแนนท์นั้นจะแตกต่างจากวงจรรีโคโนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปจะใช้ค่าความถี่ที่ในการควบคุมสวิตช์แต่วงจรรีโซแนนท์นั้นเมื่อเกิดสถานะของระบบเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

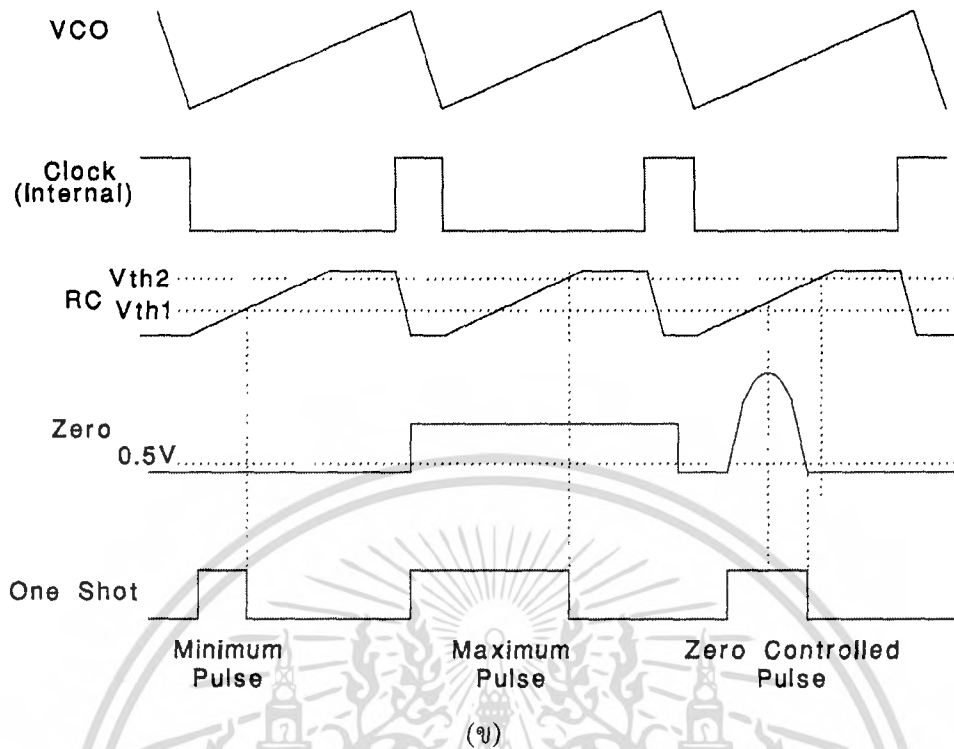
ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นวงจรแบบ Zero-Voltage Switched ซึ่งจะสนใจแรงดันไฟฟ้าที่มอสเฟตเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้าว่าแรงดันไฟฟ้าที่มอสเฟตเป็นศูนย์ก่อนจึงสั่งให้สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าได้

จากหลักการข้างต้น จึงเลือกใช้ชิปสร้างพัลส์ควบคุมสวิตช์เบอร์ UC3864N ซึ่งเป็นชิปที่สามารถควบคุมการทำงานของมอสเฟตได้ดี เพราะมีขา zero ไว้สำหรับตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าที่มอสเฟตว่าเป็นศูนย์หรือยัง ถ้าเป็นศูนย์แล้วจะสั่งให้มอสเฟตทำงานทันที



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 (ก) แสดงวงจรรภายในของชิปในส่วนของความถี่
(ข) ความถี่ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์

จากที่ได้คำนวณช่วงเวลาการทำงานของวงจรรีโชนันท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จะได้ความถี่ควบคุมต่ำสุด $f_{conmin} = 126.137 \text{ kHz}$ ความถี่ควบคุมสูงสุด $f_{conmax} = 429.051 \text{ kHz}$ และ $t_{off} = 0.6 \mu\text{s}$ จึงได้ออกแบบให้ชิปสร้างความถี่ควบคุมให้ทำงานที่ความถี่ควบคุมต่ำสุด $f_{conmin} = 72 \text{ kHz}$ ความถี่ควบคุมสูงสุด $f_{conmax} = 450 \text{ kHz}$ และ $t_{offmin} = 0.3 \mu\text{s}$ เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดในการหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่เหลือดังนี้ ส่วนของการสร้างความถี่ในการควบคุมมอสเฟต

$$f_{conmin} = \frac{3.6}{R_{min} C_{vco}}$$

และ

$$f_{conmax} = \frac{3.6}{(R_{min} // R_{range}) C_{vco}}$$

โดยจะกำหนดให้ $R_{min} = 100 \text{ k}\Omega$ เพื่อให้ง่ายต่อการหาค่าอื่น ๆ

$$\therefore C_{vco} (\mu) = \frac{0.036}{f_{conmin} (\text{kHz})} = 500 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $R_{range} (k\Omega) = \frac{100}{\left(\frac{f_{con\max}}{f_{con\min}} - 1\right)} = 19k\Omega$

ส่วนของการสร้างเวลาให้มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า

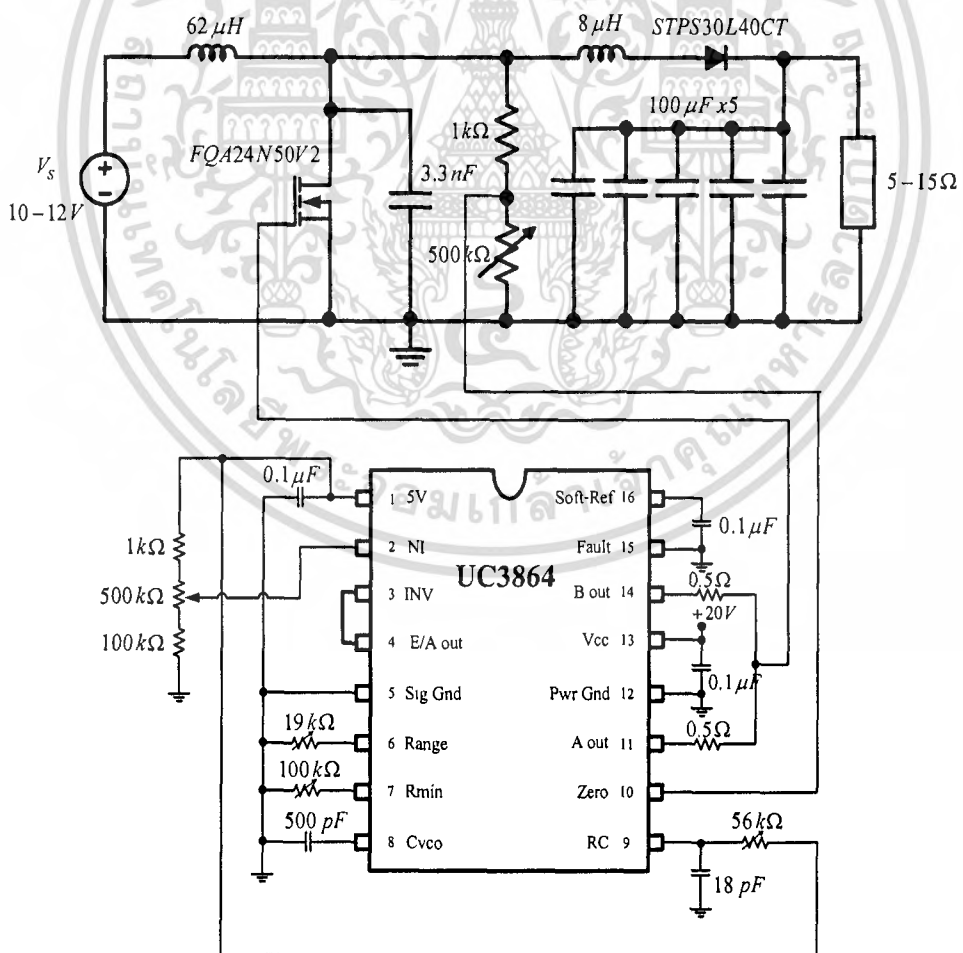
$$T_{off\max} = RC$$

$$T_{off\min} = 0.3T_{\max}$$

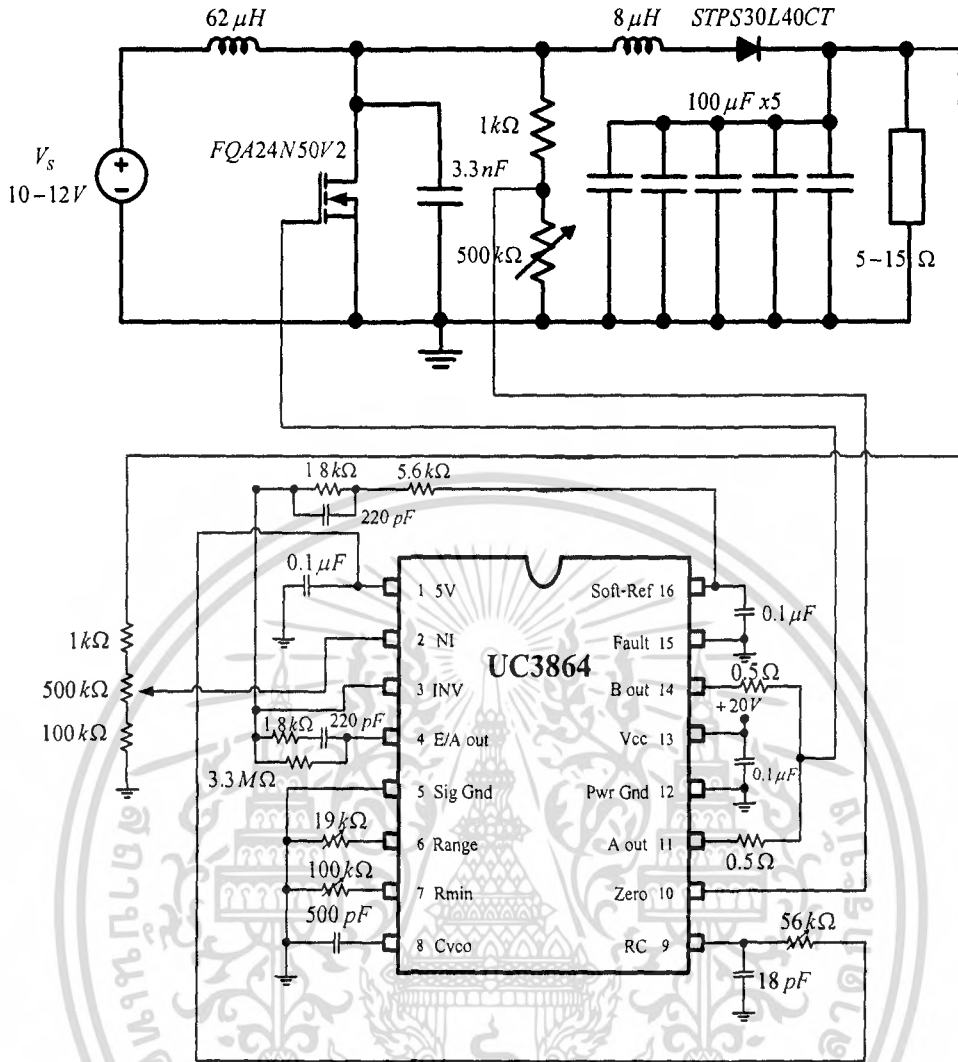
จากที่ได้กำหนดไว้ข้างต้นให้ $t_{off\min} = 0.3 \mu S$ เลือก $C = 18 pF$

จะได้ $R = \frac{0.3\mu}{(18p)(0.3)} = 56k\Omega$

เพราะฉะนั้น $T_{off\max} = RC = 1.008 \mu S$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 3.6 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Opened-Loop มาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Closed-Loop

3.4 การออกแบบจำนวนรอบการพันตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_r สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่อิ่มตัวในขณะที่กระแสไฟฟ้ามียุคสูงสุดวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (area product, A_p) ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน (core cross section area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window area, A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (3.8)

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{max}} \tag{3.8}$$

โดยที่

A_p คือ ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูสเซอร์เห็นใบแจ้งประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A_c	คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_w	คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
E	คือ พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
k_w	คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
k_c	คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าสูงสุดกับกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ (crest factor)
J	คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง
B_{max}	คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่(3.9)

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,max}^2 \quad (3.9)$$

เมื่อ

$$I_{L,max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.10)$$

โดยที่

$I_{L,max}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ

$I_{L,av}$ คือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

ΔI_L คือ ริบเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ

จำนวนรอบของลวดทองแดงคำนวณได้จากสมการที่ (3.11) โดยก่อนที่จะทำการคำนวณจำนวนรอบในการพันลวดทองแดงนั้น ต้องเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ก่อน เมื่อได้ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แล้วจึงนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มาแทนในสมการ

$$N = \frac{L I_{L,max}}{A_c B_{max}} \quad (3.11)$$

โดยที่

N คือ จำนวนรอบของลวดทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบการพัน $L_R = 8 \mu H$

โดยในการออกแบบจะกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้ $K_w = 0.6$ $K_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 A/m^2$

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

นำค่าต่าง ๆ ที่กำหนดไปแทนในสมการ

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}}$$

โดย

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 & ; I_{L,\max} &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{1}{2} (8 \mu H) (3.5)^2 & &= 3 + \frac{1}{2} \\ &= 49 \times 10^{-6} J & &= 3.5 A \end{aligned}$$

นำค่า E ที่ได้แทนในสมการที่ 3.8 จะได้

$$\begin{aligned} A_p &= \left[\frac{2 \times (49 \times 10^{-6})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6)(0.2)} \right] \\ &= 272 \text{ mm}^4 \end{aligned}$$

เปิดตารางรายละเอียดสินค้าหรืออ้างอิงจากภาคผนวก ก. เลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EE 25/19Z มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$$A_p = 3264.3 \text{ mm}^4$$

$$A_w = 81 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 40.3 \text{ mm}^2$$

แทนค่าที่ได้จากการเลือกแกนเฟอร์ไรต์ลงในสมการที่ 3.11 เพื่อหาจำนวนรอบที่จะต้องพัน ลวดทองแดงที่แกนเฟอร์ไรต์

$$\begin{aligned} N &= \frac{L I_{L,\max}}{B_{\max} A_c} \\ N &= \frac{(8 \mu H)(3.5)}{(40.3 \mu)(0.2)} \\ &= 4 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

การคำนวณจำนวนรอบที่ต้องพันลวดทองแดงถ้ามีเศษเหลือให้ปัดเศษขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบการพัน $L_p = 62 \mu H$

โดยในการออกแบบจะกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้ $K_w = 0.6$ $K_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 A/m^2$

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

นำค่าต่าง ๆ ที่กำหนดไปแทนในสมการ

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}}$$

โดย

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 & ; I_{L,\max} &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{1}{2} (62 \mu H) (5)^2 & &= 4.5 + \frac{1}{2} \\ &= 775 \times 10^{-6} J & &= 5A \end{aligned}$$

นำค่า E ที่ได้แทนในสมการที่ 3.8 จะได้

$$\begin{aligned} A_p &= \left[\frac{2 \times (775 \times 10^{-6})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6)(0.2)} \right] \\ &= 4305 \text{ mm}^4 \end{aligned}$$

เปิดตารางรายละเอียดสินค้าหรืออ้างอิงจากภาคผนวก ก. เลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EER 49/49 มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$$A_p = 78703 \text{ mm}^4$$

$$A_w = 373 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 211 \text{ mm}^2$$

แทนค่าที่ได้จากการเลือกแกนเฟอร์ไรต์ลงในสมการที่ 3.11 เพื่อหาจำนวนรอบที่จะต้องพัน ลวดทองแดงที่แกนเฟอร์ไรต์

$$\begin{aligned} N &= \frac{L I_{L,\max}}{B_{\max} A_c} \\ N &= \frac{(62 \mu H)(5)}{(211 \mu)(0.2)} \\ &= 8 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสำนักงานทรัพย์สินส่วนพระมหากษัตริย์ เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

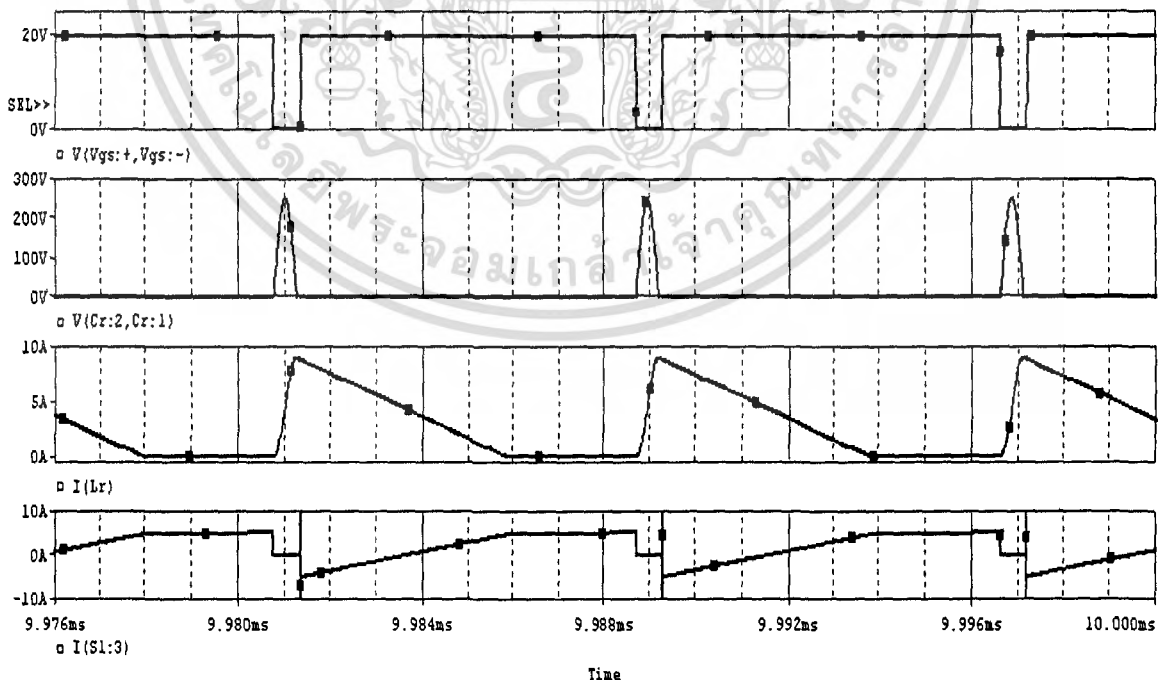
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

วงจร ZVS Quasi-Resonant Boost Converter ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ผ่านมา ได้ถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองว่าผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีหรือไม่ ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้

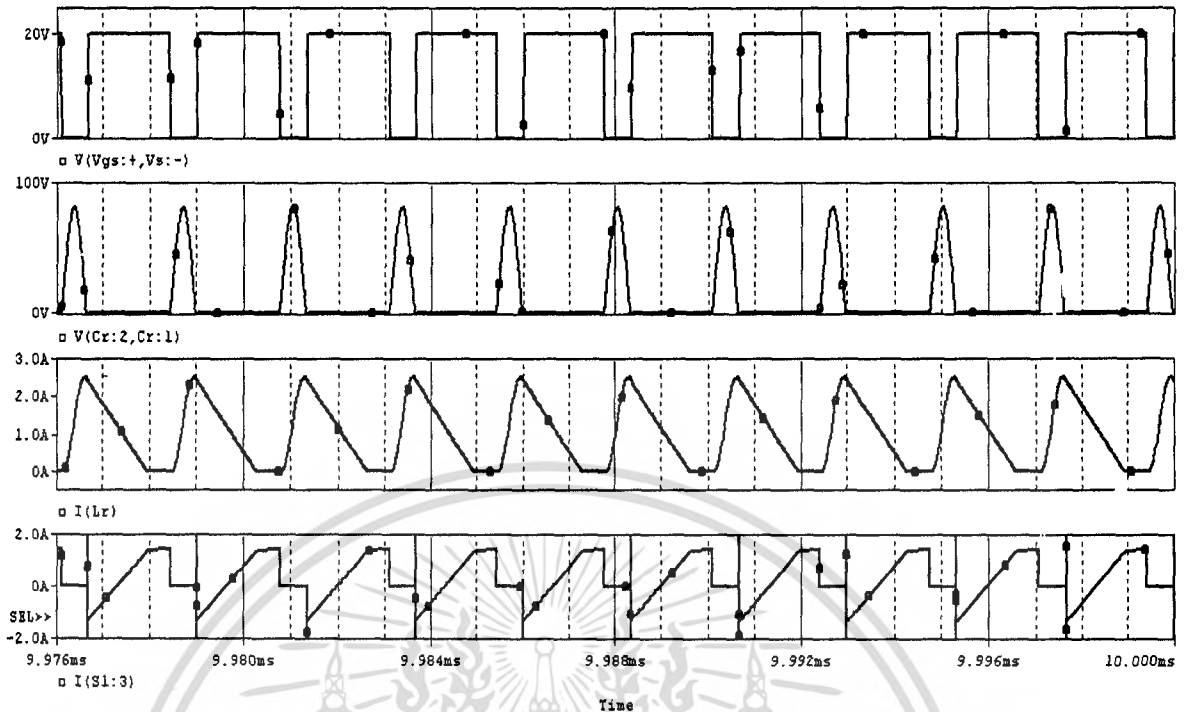
4.2 การจำลองวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

ในการจำลองวงจร ZVS Quasi-Resonant Boost Converter ในรูปที่ 4.1 จะพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วสวิตช์ (V_{gs}) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{ds}) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_d) ที่กรณีความถี่ควบคุมต่ำสุด $f_{conmin} = 126.137 \text{ kHz}$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omax} = 3 \text{ A}$, $V_{Smin} = 10 \text{ V}$ และที่กรณีความถี่ควบคุมสูงสุด $f_{conmax} = 429.051 \text{ kHz}$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omin} = 1 \text{ A}$, $V_{Smax} = 12 \text{ V}$ แสดงดังรูปที่ 4.1



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 4.1 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจร
 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (V_{gs})
 ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า
 เรโซแนนซ์ (V_{ds})
 ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า
 เรโซแนนซ์ (I_{LR})
 ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (i_d)

(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{Smin} (ข) กรณี f_{conmax} , I_{Omin} และ V_{Smax}

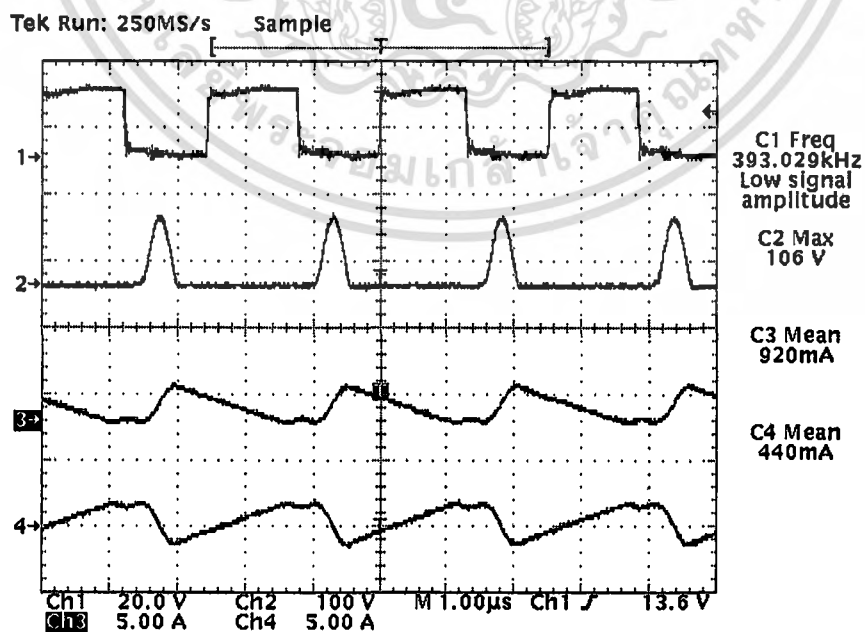
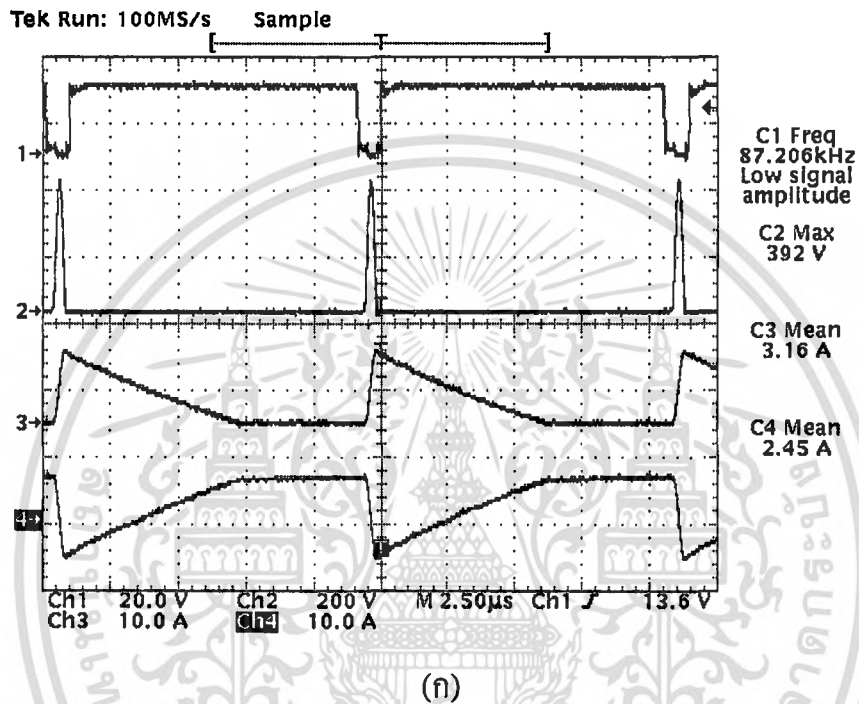
จากผลที่ได้จากการจำลองจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_R ลดลงถึงศูนย์ในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า และก่อนสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า นั่นก็คือวงจรจะไม่เกิดการสูญเสียในขณะที่สวิตช์

4.3 การทดลองวงจรเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

4.3.1 การทดสอบการเกิดเรโซแนนซ์ของวงจรแบบ Open-Loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่เกิดขึ้นกับวงจร โดยพิจารณาแรงดันไฟฟ้าขั้วสวิตช์ (V_{gs}) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{ds}) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_d) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_{LR}) ที่กรณีความถี่ความถี่ต่ำสุด f_{conmin} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omax} = 3A$ และ $V_{Smin} = 10V$ และกรณีความถี่ความถี่สูงสุด f_{conmax} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omin} = 1A$ และ $V_{Smax} = 12V$ แสดงดังรูปต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจรที่กรณี Open-loop

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (V_{gs})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าเรโซแนนซ์ (V_{ds})

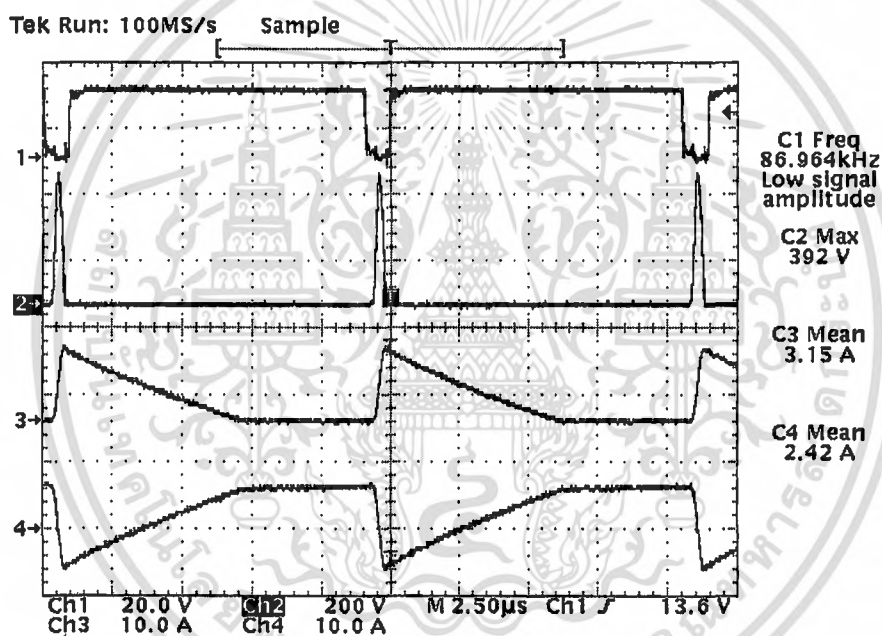
ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเรโซแนนซ์ (I_{LR})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (i_d)

(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{Smin}

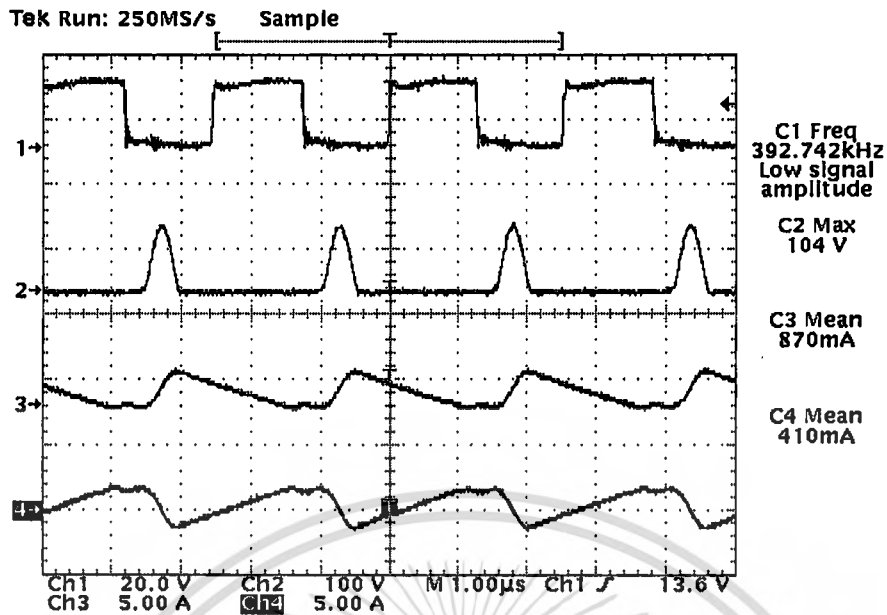
(ข) กรณี f_{conmax} , I_{Omin} และ V_{Smax}

4.3.2 การทดสอบการเกิดเรโซแนนซ์ของวงจรแบบ Closed-Loop



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจรที่กรณี Closed-loop

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (V_{gs})ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าเรโซแนนซ์ (V_{ds})ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเรโซแนนซ์ (I_{LR})ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (i_d)(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{Smin} (ข) กรณี f_{conmax} , I_{Omin} และ V_{Smax}

เพื่อเปรียบเทียบความถี่ควบคุมที่เกิดขึ้นกับวงจร โดยพิจารณาแรงดันไฟฟ้าจับสวิตช์ (V_{gs}) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{ds}) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_d) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_{LR}) ที่กรณีความถี่ควบคุมต่ำสุด f_{conmin} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omax} = 3A$ และ $V_{Smin} = 10V$ และกรณีความถี่ควบคุมสูงสุด f_{conmax} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omin} = 1A$ และ $V_{Smax} = 12V$ ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ต่อไปนี้

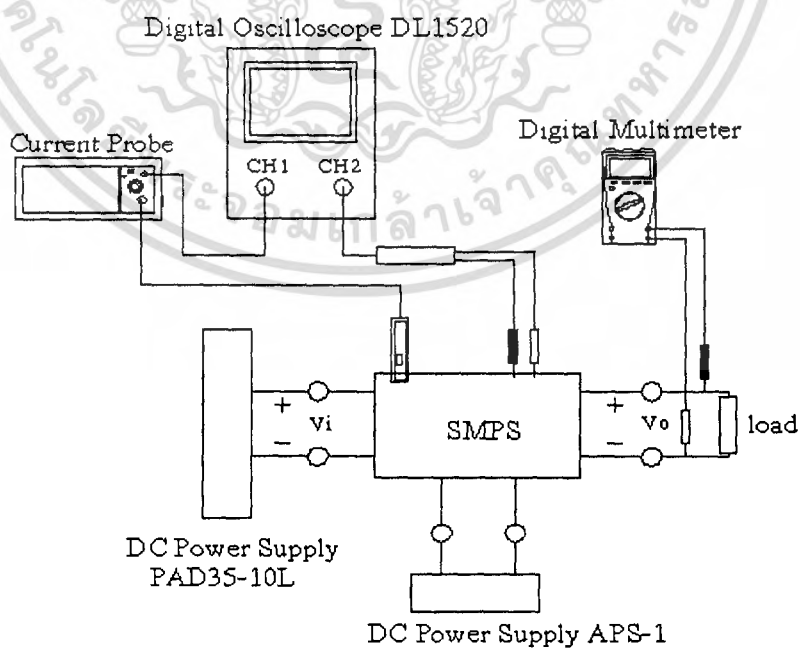
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่เกิดขึ้นในวงจรจริงกับที่เกิดจากการจำลอง

V_s (V)	I_o (A)	ความถี่ควบคุม (f_{con}) (kHz)		
		จากการจำลอง	Closed-loop	Open-loop
10	1	313.956	274.008	274.68
	2	180.188	142.363	147.77
	3	126.137	86.964	87.2
12	1	429.051	392.742	393.03
	2	252.231	213.832	212.99
	3	178.11	137.813	137.39

จากตารางจะเห็นว่าค่าความถี่ควบคุมที่ได้จากการทดลองจะมีค่าความถี่น้อยกว่าที่คำนวณได้ เนื่องจากในวงจรมีค่าความต้านทานแฝงเกิดขึ้นและค่าผิดพลาดจากอุปกรณ์ต่าง ๆ ทำให้ค่าไม่ได้ตามที่ต้องการ จึงต้องลดความถี่ลงเพื่อที่จะให้แรงดันเอาต์พุตได้ตามที่ต้องการ

4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

4.4.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ Open-loop



รูปที่ 4.4 การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.4
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 10 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรรักษากำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1A-3A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 12 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรรักษากำลัง

แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Open-loop

I_o (A)	V_o (V)	
	$V_s = 10V$	$V_s = 12V$
1	15	15
2	15	15
3	15	15

4.4.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ Closed-loop

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.4
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 10 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรรักษากำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1A-3A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 12 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรรักษากำลัง

แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4

ผลการทดลอง

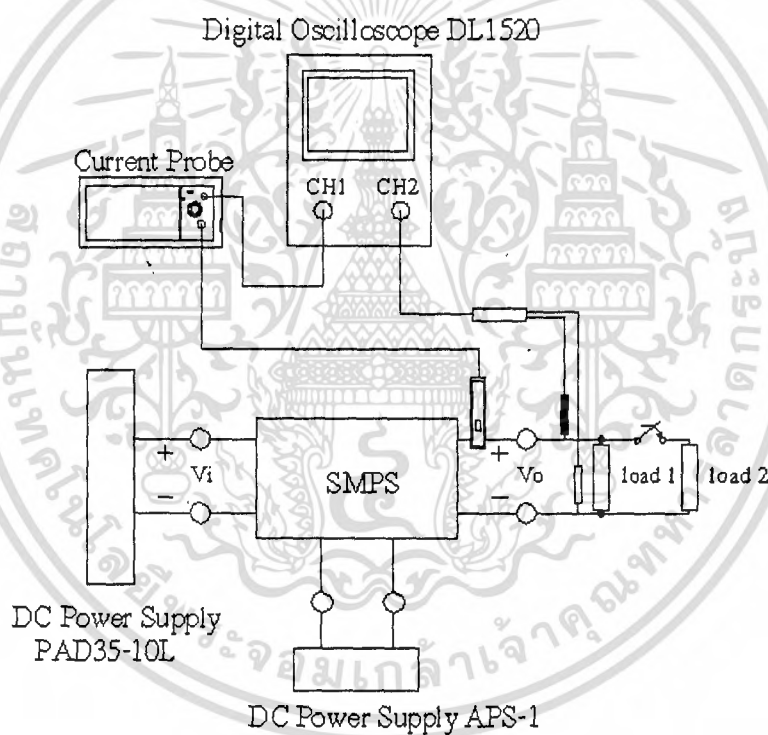
ตารางที่ 4.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Open-loop

I_o (A)	V_o (V)	
	$V_s = 10V$	$V_s = 12V$
1	14.99	14.97
2	14.97	14.99
3	14.95	15.00

4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

วิธีการทดลอง

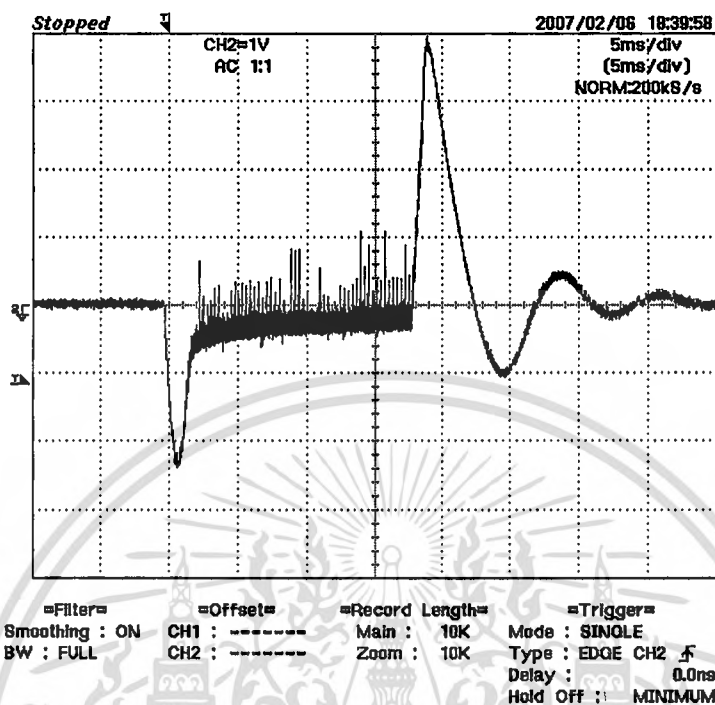
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.5
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 10 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 12 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4



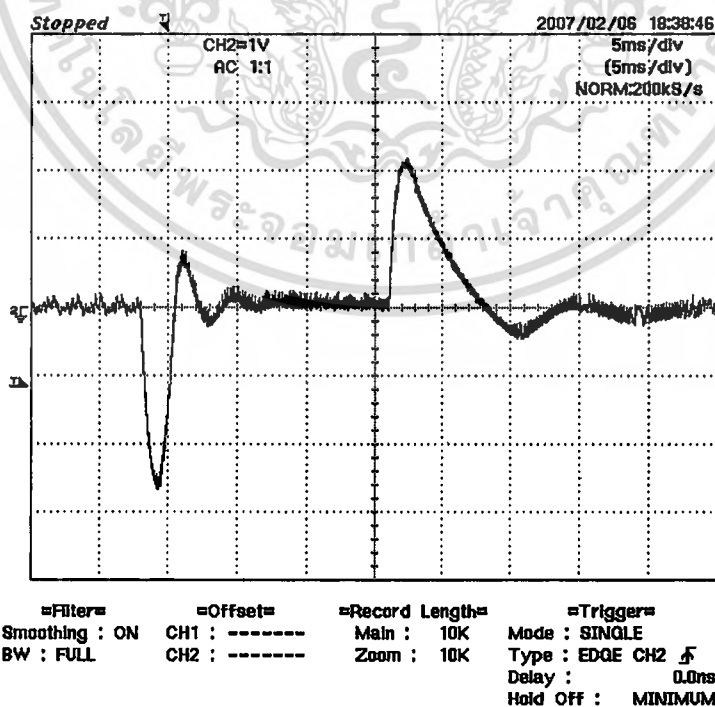
รูปที่ 4.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 10V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A



รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 12V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต

เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ประสิทธิภาพและรีปเปลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร

4.6.1 ประสิทธิภาพของวงจรที่ Open-loop

ตารางที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่ Open-loop (ก) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 10V$ (ข) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 12V$

V_S (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	R_o (Ω)	ประสิทธิภาพ %
10	1.67	15	0.99	15	88
	3.6	15	1.98	7.5	82.5
	5.75	15	3.05	5	79.6

(ก)

V_S (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	R_o (Ω)	ประสิทธิภาพ %
12	1.37	15	0.98	15	89
	2.87	15	1.98	7.5	86
	4.47	15	3.02	5	84.4

(ข)

4.6.2 ประสิทธิภาพของวงจรที่ Closed-loop

ตารางที่ 4.5 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่ Closed-loop (ก) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 10V$ (ข) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_S = 12V$

V_S (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	R_o (Ω)	ประสิทธิภาพ %
10	1.74	14.99	1.04	15	89.6
	3.61	14.97	2.0	7.5	82.9
	5.75	14.95	3.05	5	79.6

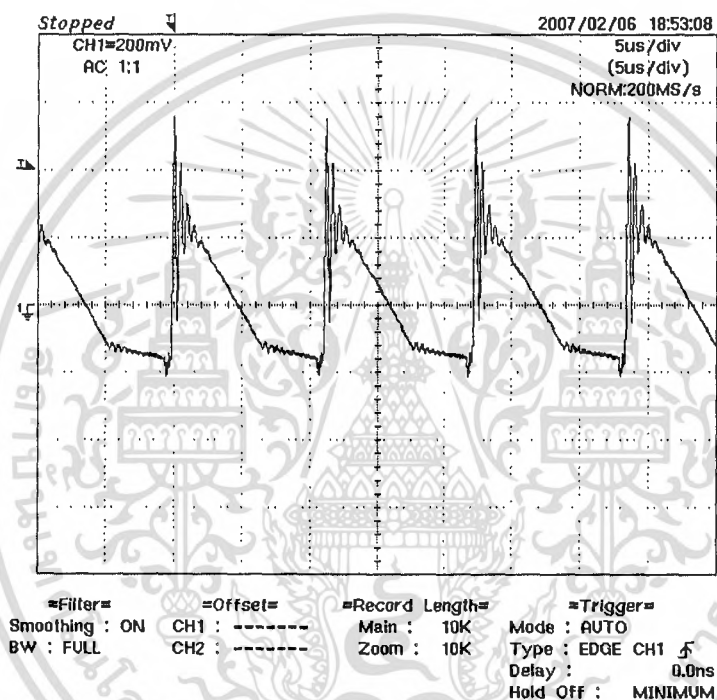
(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_s (V)	I_i (A)	V_o (V)	I_o (A)	R_o (Ω)	ประสิทธิภาพ %
12	1.4	15.00	1.05	15	93.75
	2.87	14.99	2.05	7.5	89.2
	4.47	14.97	3.03	5	84.6

(ข)

4.6.3 รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 4.8 รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_s = 10V$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุปผล

5.1 สรุปผลการทดลอง

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงถึงทฤษฎีการออกแบบและผลที่ได้จากการซิมูเลชัน และผลการทดลองของวงจรซึ่งสอดคล้องกัน และเพื่อให้ทราบถึงข้อดีของวงจรเรโซแนนซ์ที่นำมาใช้ในส่วนของการลดพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในสวิตช์ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์ เพื่อให้พลังงานสูญเสียในสวิตช์นี้ลดลงหรือหมดไป

5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

จากการที่ได้ทดสอบวงจรควอซี-เรโซแนนซ์ อนุสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ในบทที่ผ่านมา นั้น จะเห็นได้ถึงปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับวงจร ที่ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ

1. ค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_R และตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_R ทำให้มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ส่งผลให้เกิดพลังงานไฟฟ้าสูญเสียได้
2. ปัญหาจากมีสัญญาณรบกวนจากภายนอกหรือเกิดจากวงจรที่ออกแบบได้ไม่ค่อยดีนัก ทำให้วงจรทำงานผิดพลาดไปเนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูง
3. ค่าผิดพลาดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในวงจรไม่ได้ค่าตามที่ต้องการ

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าพัฒนา

ในการที่จะออกแบบวงจรสิ่งสำคัญที่สุดอย่างแรกก็คือควรจะคำนึงถึงค่าความต้านทานแฝงที่จะเกิดขึ้นกับตัวเก็บประจุไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าภายในวงจร เพื่อที่จะได้ออกแบบและชดเชยในส่วน of ค่าพลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้น เพื่อให้ค่าพลังงานที่สูญเสียมีค่าน้อยที่สุด

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bill Andreycak. “Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion” Unitrode Application Note. pp.3-331-3-351
- [2] D. W. Hart, “Introduction to Power Electronics”, Prentice-Hall International, 1997.
- [3] F. C. Lee, “High Frequency Quasi-Resonant Converter Technology”, Proc. IEEE, vol. 76, no.4, pp. 377-390, April 1988.
- [4] W. A. Tabisz, P. M. Gradzki and F. C. Lee, “Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters—Experimental Results at 10MHz, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, April 1989.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, “Power Electronics Converter, Applications, and Design”, 2nd Edition, John Wiley and Son, 1995.
- [6] L. Umanand, S.R. Bhat, “Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters”, Wiley Eastern Limited, 1992.
- [7] Larry Wofford. “A NEW FAMILY OF INTREGRATED CIRCUITS CONTROLS RESONANT MODE POWER CONVERTERS” Unitrode Application Note. 3-170-3 178
- [8] Wiliam H.Hayt,Jr.,Jack E.Kemmerly. **Engineering Circuit Analysis**. 1992.
- [9] กัณติชา กิตติพิรัชต์ “การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุมบัณฑิต วิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [10] ปรียดา ราวิศรี,เสาวลักษณ์ สุขเจริญโชค “คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์” ปริญญาโท วิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542

ภาคผนวก ก

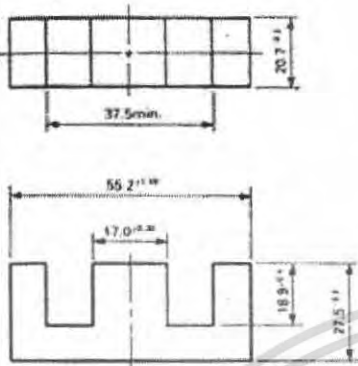
ตารางแทนเฟอร์ไรต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EE55/55A

EE CORES

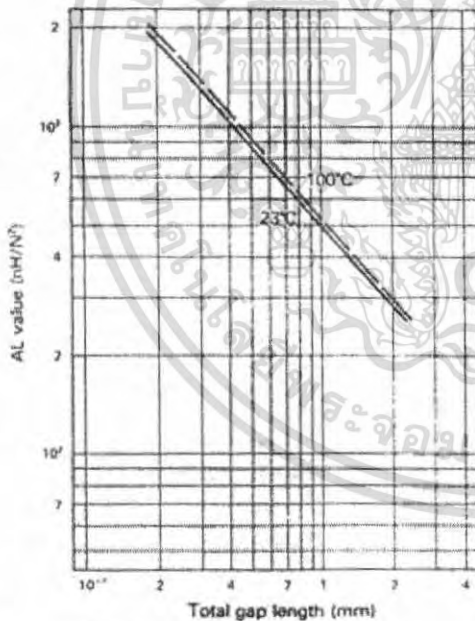


Magnetic Parameter

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

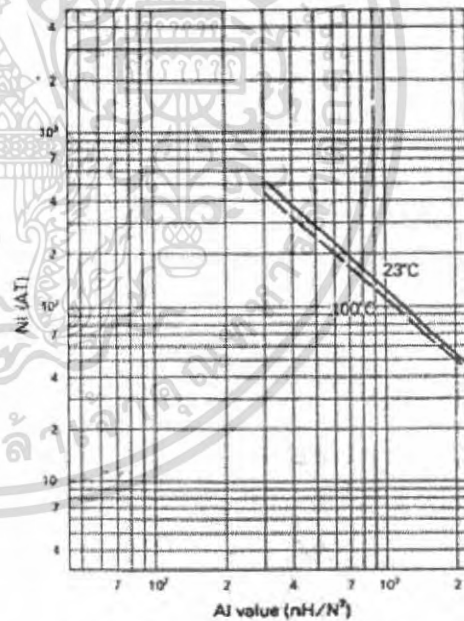
Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025–8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



23°C AL = 489.8 × G^{-0.78275} (nH/N²)
 G = 2449.5 × AL^{-1.26983} (mm)
 100°C AL = 507.1 × G^{-0.82799} (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

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

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_s (mm ⁻¹)	A_s (mm ²)	l_s (mm)	V_s (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	85.0	—	—
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	—	—

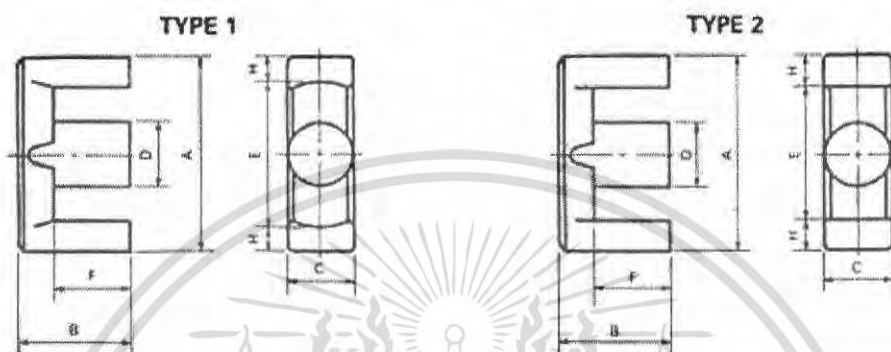
Note: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

Summary

EER CORES

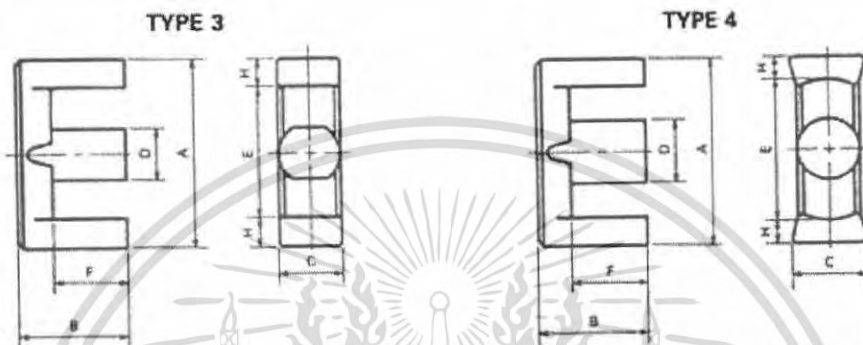


Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	E	F	H	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.8	8.9±0.20	2.60	
EER28/33	2	28.2±0.40	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	10.7±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	9.80±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	10.9±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	25.8	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
EER40/46	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	
EER55/67	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	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2(ต่อ) ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

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_m (mm ²)	β_m (mm)	V_m (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	24.5	24.6	C	74.8	8.20	--
EER26/33	1.6905	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	--
EER28/20	0.58524	66.3	50.5	4360	97.7	85.7	LB	81.2	21.8	--
EER28/34	0.86900	85.8	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	--
EER29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	--
EER29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29
EER30/26	0.47976	120	57.4	6660	113	113	C	70.8	36.3	--
EER33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.8	--
EER34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.6	91.6	C	188	38.0	30
EER35/41	0.81729	110	90.1	9930	100	100	C	218	52.7	31
EER38/44	0.50604	185	93.8	17300	181	181	C	183	86.5	--
EER39/40	0.74141	126	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32
EER39/45	0.75038	138	102	13900	129	129	C	277	69.7	33
EER40/45	0.63353	153	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34
EER42/42	0.52664	183	96.3	17800	181	179	B	242	92.5	35
EER42/43	0.57274	173	99.0	17100	170	165	B	261	67.7	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	273	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	129	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ตารางขนาดลวดตัวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864N



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

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 (150 μ A typical)
- Dual 1 Amp Peak FET Drivers
- UVLO Option for Off-Line or DC/DC Applications

DESCRIPTION

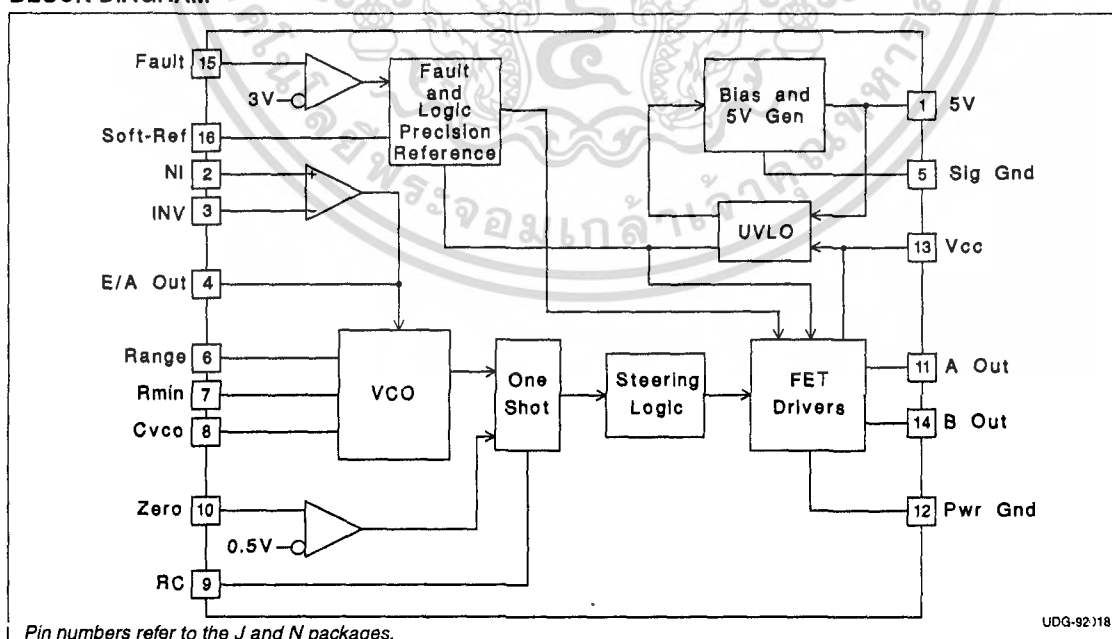
The UC1861-1868 family of ICs is optimized for the control of Zero Current Switched and Zero Voltage Switched quasi-resonant converters. Differences between members of this device family result from the various combinations of UVLO thresholds and output options. Additionally, the one-shot pulse steering 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 150 μ A, 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

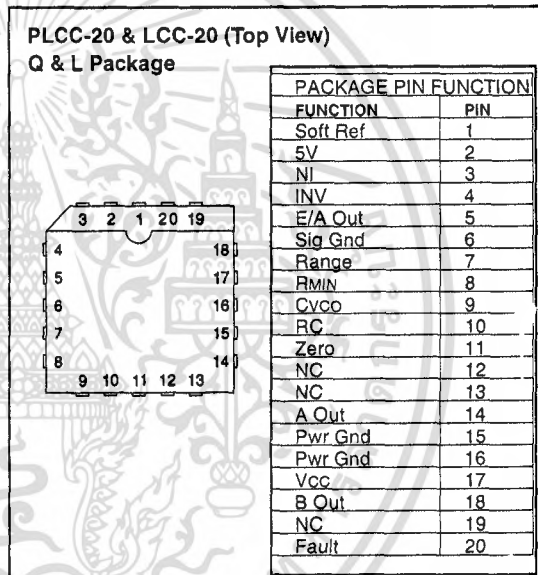
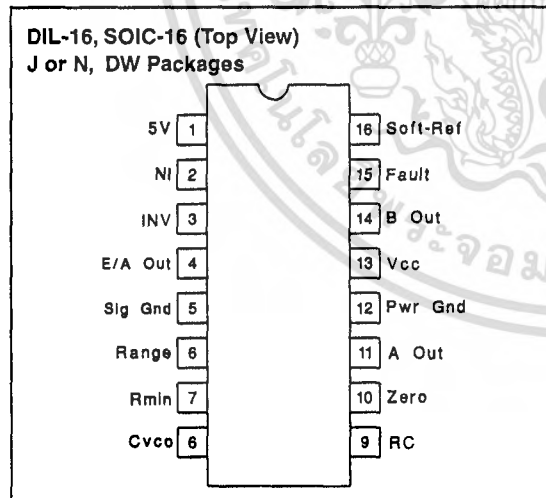
Each device features dual 1 Amp peak totem pole output drivers for direct interface to power MOSFETS. The outputs are programmed to alternate in the UC1861/63/65/67 devices. The UC1862/64/66/68 outputs operate in unison allowing a 2 Amp peak current.

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 Unitorde Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limitations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS



UC1861-1868

UC2861-2168

UC3861-3168

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

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	$\text{T}_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{I}_\text{o} = 0\text{A}$	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	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$, $\text{T}_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$	450	500	550	kHz
	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$	425		575	kHz
Minimum Frequency	$\text{V}_{\text{ID}} (\text{Error Amp}) = -100\text{mV}$, $\text{T}_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$	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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

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

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

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

Note 2: Pulse measurement techniques are used to insure that $\text{TJ} = \text{TA}$.

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: $V_{\text{I}} = 0$ to 4V $t_{\text{r}}(V_{\text{I}}) = 10\text{ns}$ $t_{\text{pd}} = t(V_{\text{O}} = 6\text{V}) - t(V_{\text{I}} = 3\text{V})$

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 $300\mu\text{A}$, 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 $0.1\mu\text{F}$ 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 $200\mu\text{A}$, this pin should be used as the input reference for the error amplifier circuit. This pin requires a bypass capacitor of at least $0.1\mu\text{F}$. 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 $20\mu\text{A}$. 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 $20\text{k}\Omega$ or larger resistor from Soft-Ref to ground.

A $100\text{k}\Omega$ resistor from Soft-Ref to 5V will have the effect of permanent shut down after a fault since the internal $20\mu\text{A}$ 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.

UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION

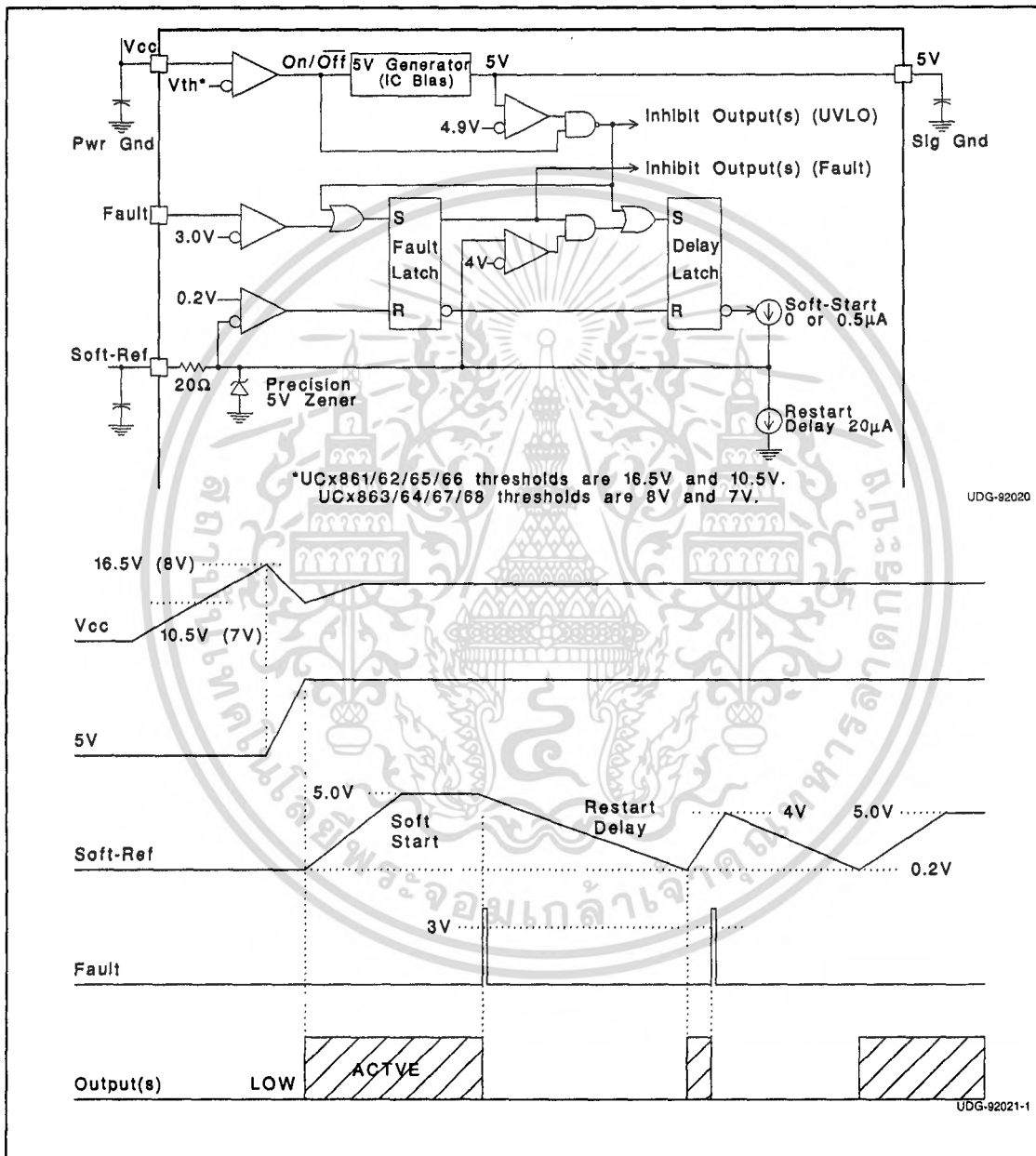


Figure 1. UVLO, 5V, fault and soft-ref.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
 UC2861-2868
 UC3861-3868

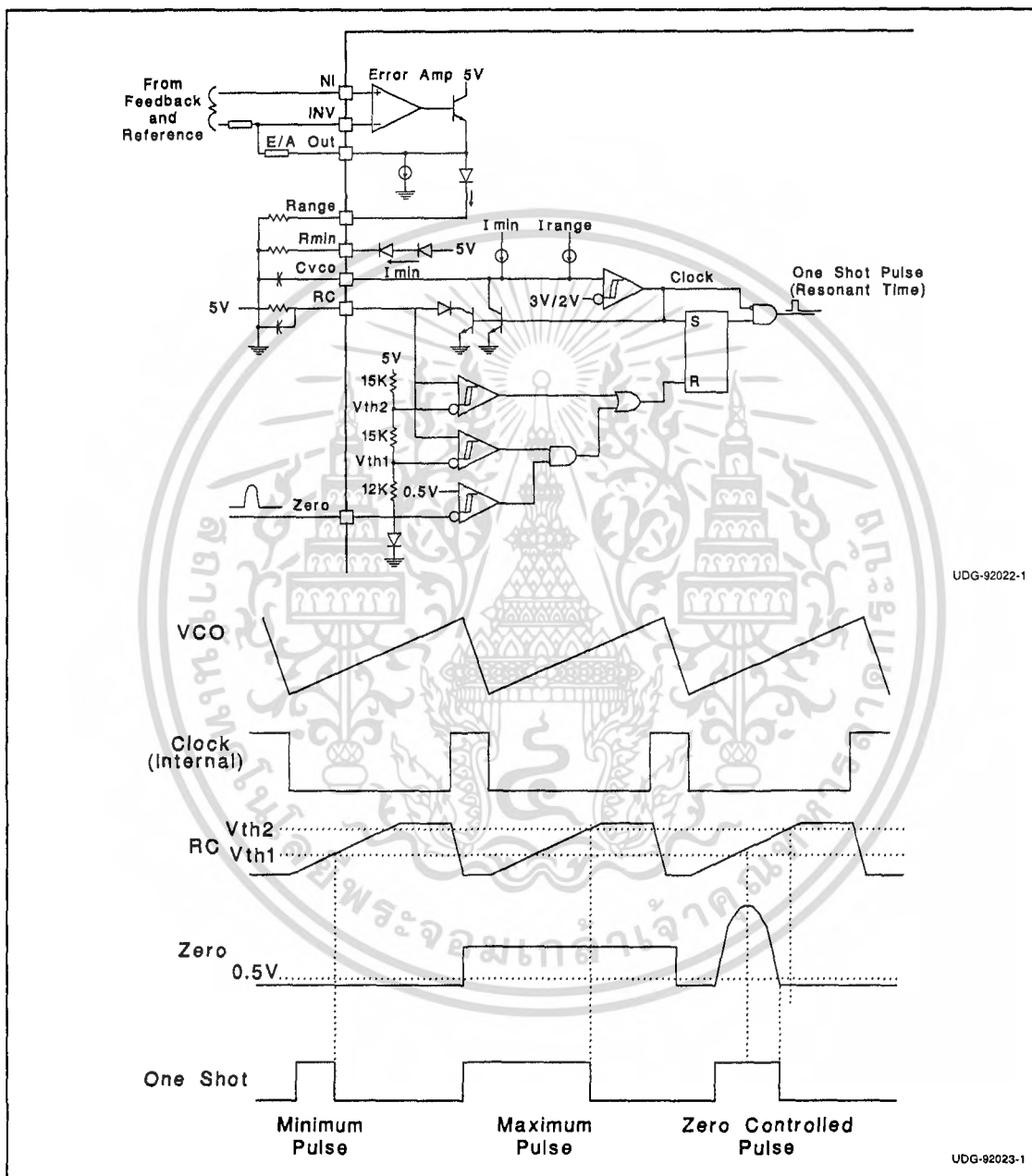


Figure 2. Error Amp, Voltage Controlled Oscillator, and One Shot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868
UC2861-2868
UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION

Minimum oscillator frequency is set by Rmin and Cvco. The minimum frequency is approximately given by the equation:

$$F_{MIN} \cong \frac{4.3}{R_{MIN} \cdot C_{VCO}}$$

Maximum oscillator frequency is set by Rmin, Range & Cvco. The maximum frequency is approximately given by the equation:

$$F_{MAX} \cong \frac{3.3}{(R_{MIN} // Range) \cdot C_{VCO}}$$

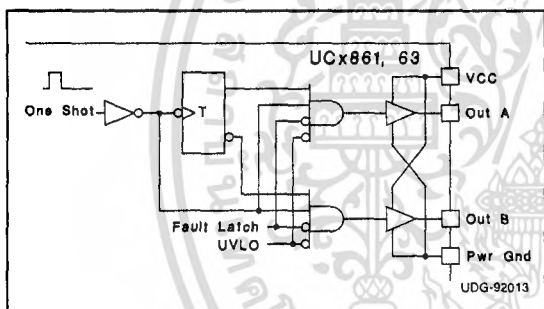
The Error Amplifier directly controls the oscillator frequency. E/A output low corresponds to minimum frequency and output high corresponds to maximum frequency. At the end of each oscillator cycle, the RC pin is discharged to one diode drop above ground. At the beginning of the oscillator cycle, V(RC) is less than Vth1 and so the output of the zero detect comparator is ignored. After V(RC) exceeds Vth1, the one shot pulse will be terminated as soon as the zero pin falls below 0.5V or V(RC) exceeds Vth2. The minimum one shot pulse width is approximately given by the equation:

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

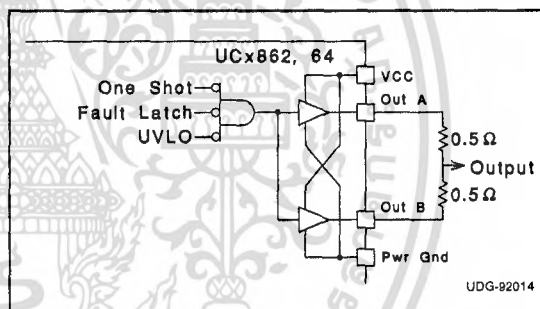
The maximum pulse width is approximately given by:

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

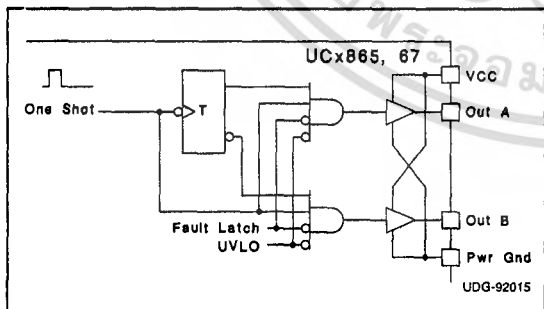
STEERING LOGIC



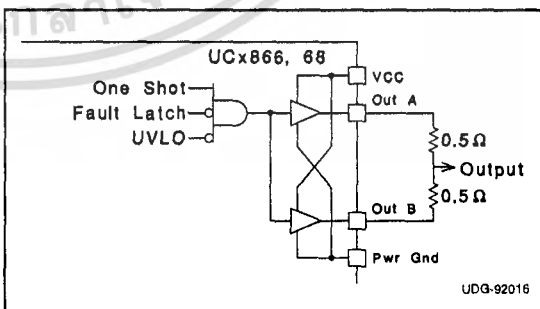
The steering logic is configured on the UC1861,63 to result in dual non-overlapping square waves at outputs A & B. This is suited to drive dual switch ZVS systems.



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.)

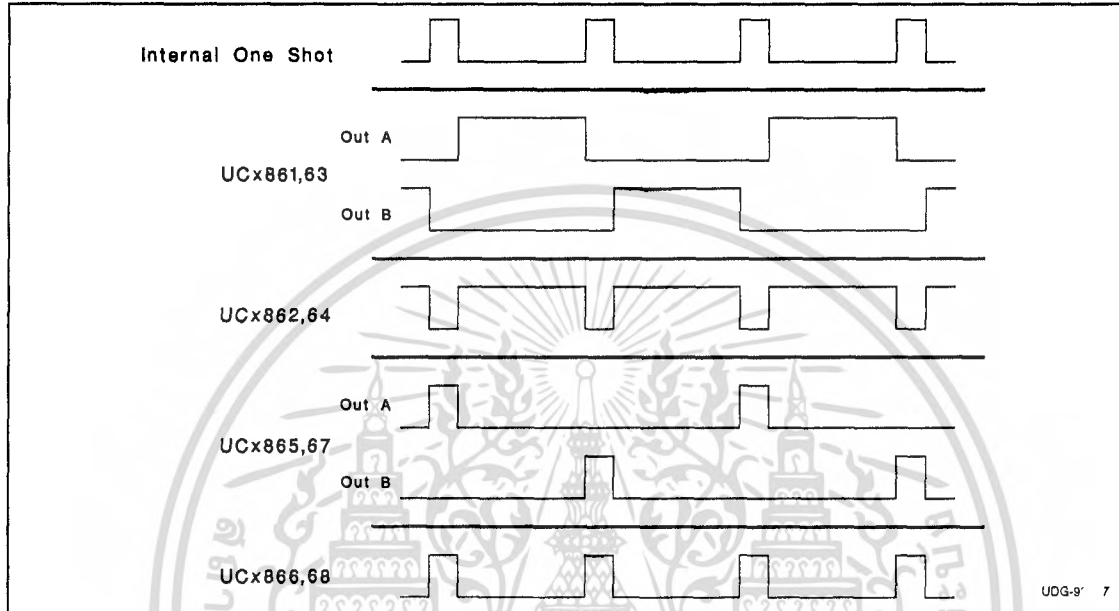


Figure 3. Current waveforms.

ภาคผนวก ง

ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ FQA24N50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

September 2001

FRFET™

FQA24N50F

FQA24N50F

500V N-Channel MOSFET

General 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 efficiency switch mode power supplies, where the body diode is used such as phase-shift ZVS, basic full-bridge topology.

Features

- 24A, 500V, $R_{DS(on)} = 0.2\Omega @ V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 90 nC)
- Low C_{rss} (typical 55 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability
- Fast recovery body diode (max, 250ns)



TO-3P
FQA Series



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	FQA24N50F	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	500	V
I_D	Drain Current - Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	24	A
		15.2	A
I_{DM}	Drain Current - Pulsed (Note 1)	96	A
V_{GSS}	Gate-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 2)	1100	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (Note 1)	24	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (Note 1)	29	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)	15	V/ns
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	290	W
		2.33	W/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_L	Maximum lead temperature for soldering purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	°C

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ	Max	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	0.43	°C/W
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink	0.24	--	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	40	°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics <small>T_C = 25°C unless otherwise noted</small>						
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Off Characteristics						
V_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	500	--	--	V
$\frac{\Delta V_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$, Referenced to 25°C	--	0.53	--	V/°C
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 400\text{ V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	--	--	50 500	μA 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	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 12\text{ A}$	--	0.158	0.2	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 12\text{ A}$ (Note 4)	--	22	--	S
Dynamic Characteristics						
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1.0\text{ MHz}$	--	3500	4500	pF
C_{oss}	Output Capacitance		--	520	870	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		--	55	70	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 250\text{ V}, I_D = 24\text{ A}$ $R_G = 25\ \Omega$	--	80	170	ns
t_r	Turn-On Rise Time		--	250	500	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	200	400	ns
t_f	Turn-Off Fall Time	(Note 4, 5)	--	155	320	ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DS} = 400\text{ V}, I_D = 24\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$	--	90	120	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge		--	23	--	nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge	(Note 4, 5)	--	52	--	nC
Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings						
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		--	--	24	A
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		--	--	98	A
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 24\text{ A}$	--	--	1.4	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 24\text{ A}$ $dI_F / dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	--	--	250	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	(Note 4)	--	1.1	--	μC
Notes: 1. Repetitive Rating : Pulse width limited by maximum junction temperature 2. L = 3.4mH, $I_{AS} = 24\text{ A}$, $V_{DD} = 80\text{ V}$, $R_G = 25\ \Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$ 3. $I_{SD} \leq 24\text{ A}$, $dI/dt \leq 350\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$ 4. Pulse Test : Pulse width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 2\%$ 5. Essentially independent of operating temperature						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

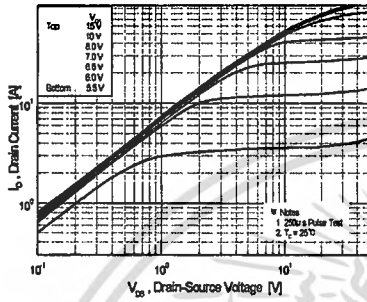


Figure 1. On-Region Characteristics

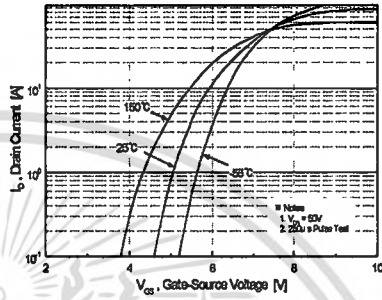


Figure 2. Transfer Characteristics

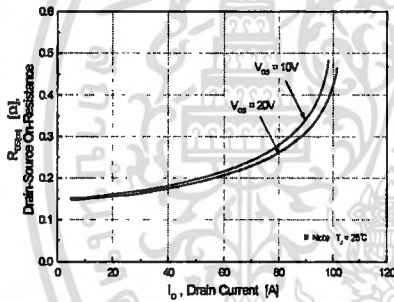


Figure 3. On-Resistance Variation vs Drain Current and Gate Voltage

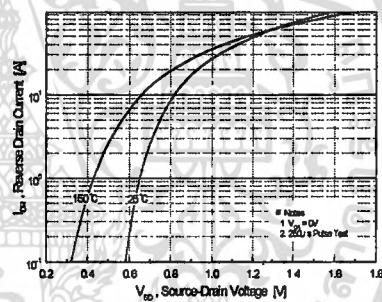


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature

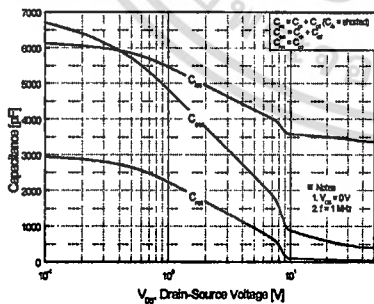


Figure 5. Capacitance Characteristics

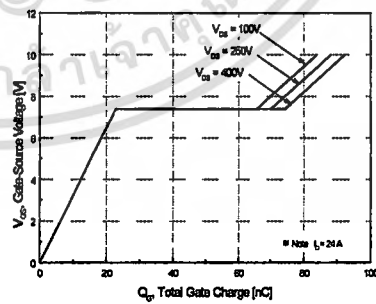


Figure 6. Gate Charge Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics (Continued)

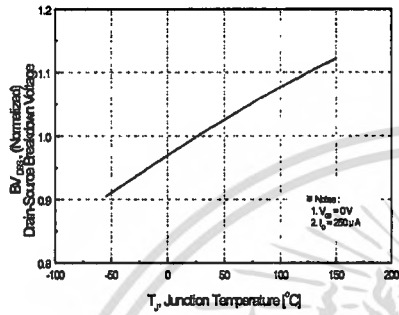


Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs Temperature

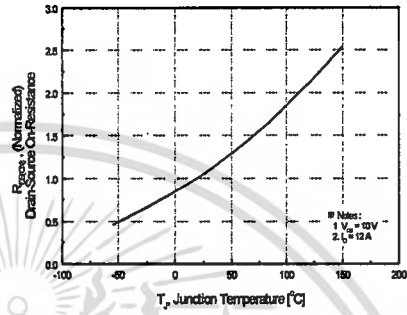


Figure 8. On-Resistance Variation vs Temperature

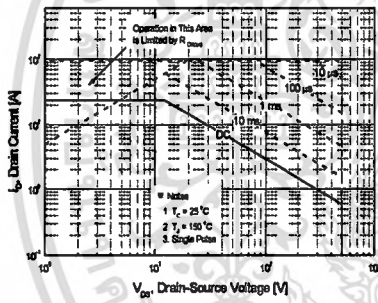


Figure 9. Maximum Safe Operating Area

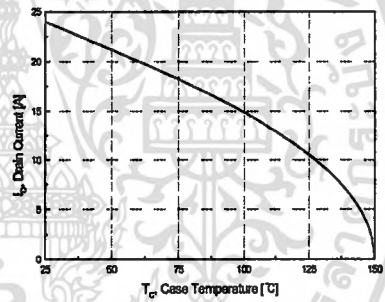


Figure 10. Maximum Drain Current vs Case Temperature

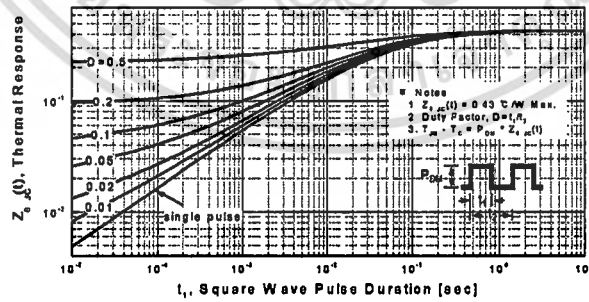
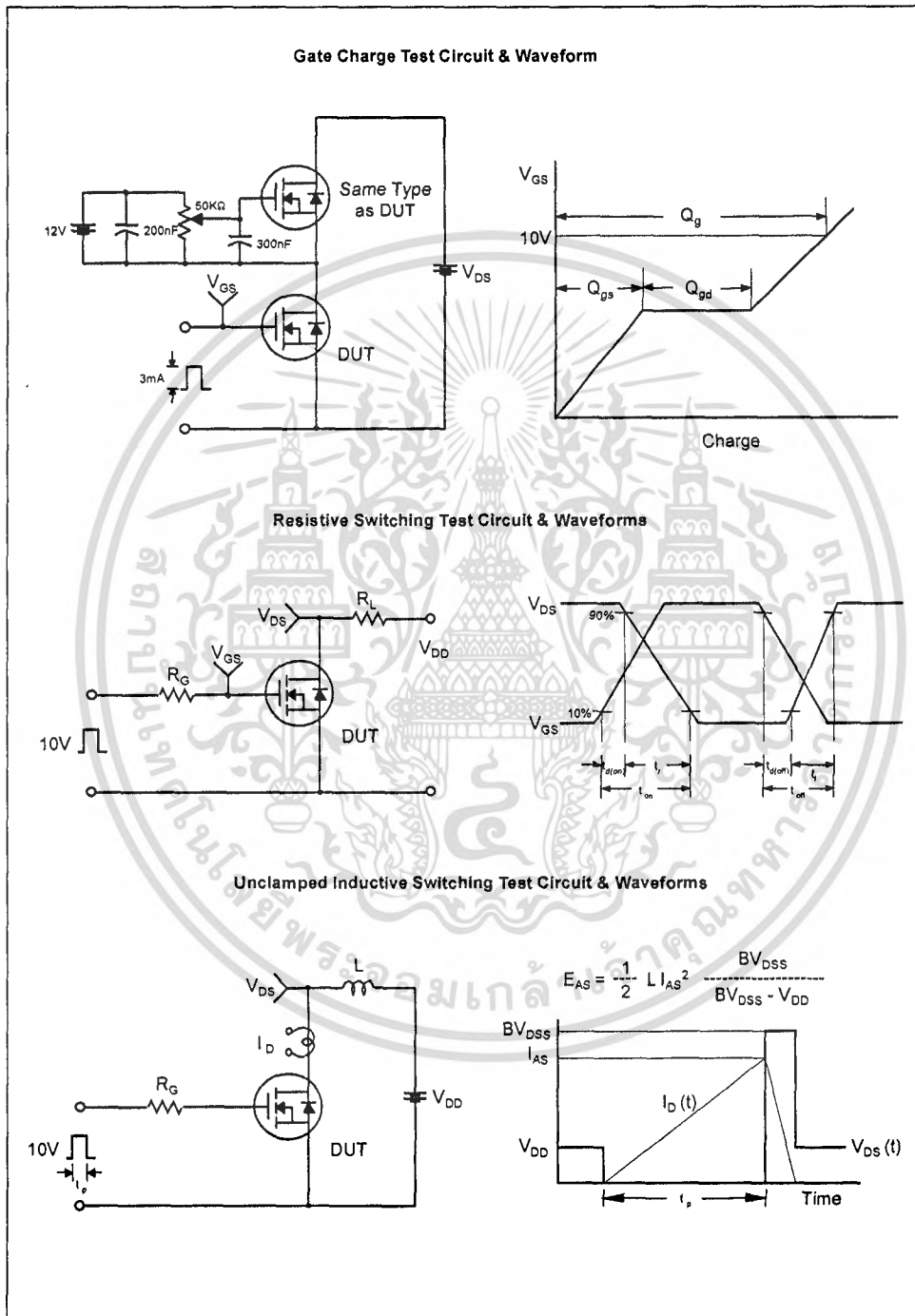
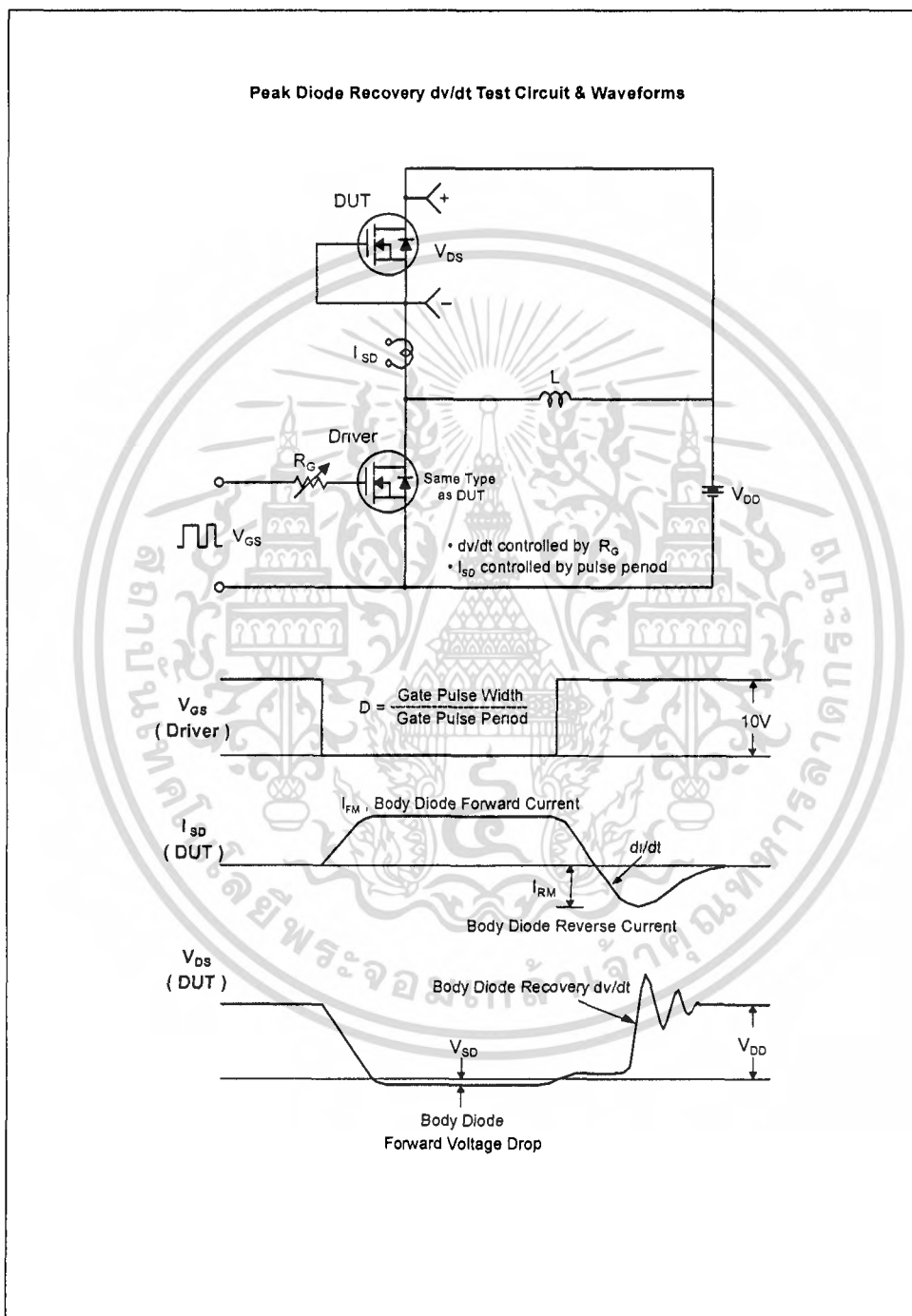


Figure 11. Transient Thermal Response Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

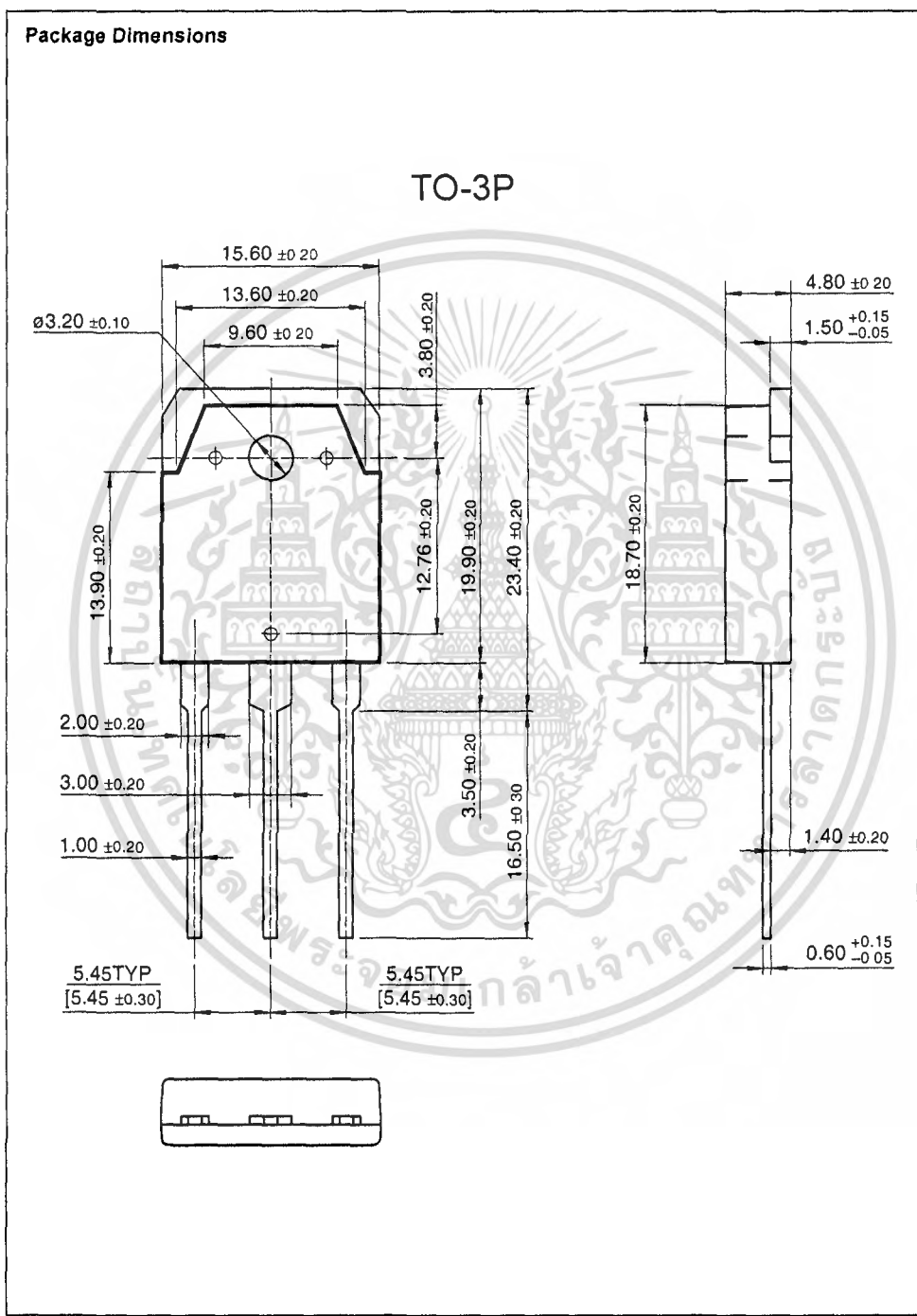


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FQA24N50F



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, license, warranty or endorsement thereof.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations and notices. Representation or reproduction of this information with alteration voids all warranties provided for an associated TI product or service, is an unfair and deceptive business practice, and TI is not responsible nor liable for any such use.

Resale of TI's products or services with *statements different from or beyond the parameters* stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service, is an unfair and deceptive business practice, and TI is not responsible nor liable for any such use.

Also see: [Standard Terms and Conditions of Sale for Semiconductor Products, www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm](http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm)

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

ข้อมูลของไดโอดเบอร์ STTH3003CT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

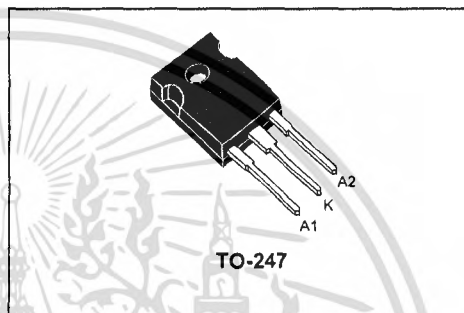


STTH3003CW

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 30 Per device	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10 \text{ ms sinusoidal}$	140	A
I_{RSM}	Non repetitive peak reverse current	$t_p = 20 \mu\text{s square}$	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
		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	1	

Pulse test : * tp = 5 ms, δ < 2 %

** tp = 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 _{FR}	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).

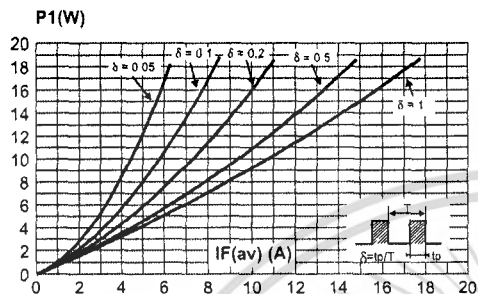


Fig. 2: Forward voltage drop versus forward current (maximum values, per diode).

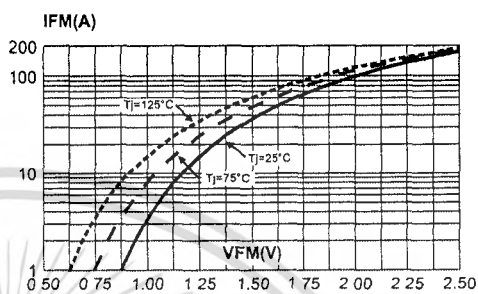


Fig. 3: Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration.

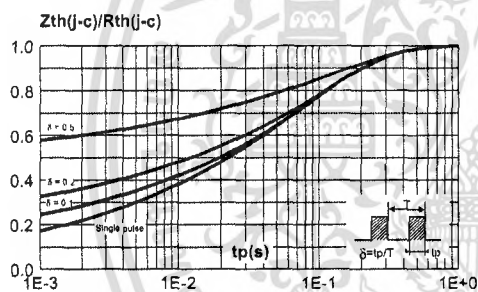


Fig. 4: Peak reverse recovery current versus di/dt (90% confidence, per diode).

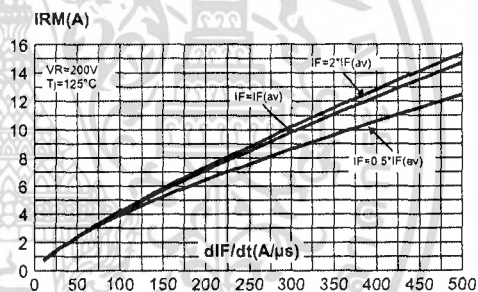


Fig. 5: Reverse recovery time versus di/dt (90% confidence, per diode).

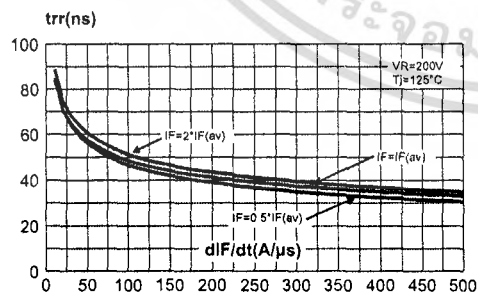
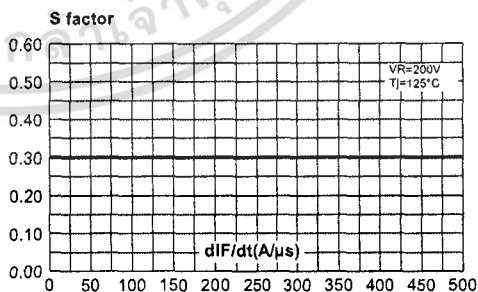


Fig. 6: Softness factor versus di/dt (typical values, per diode).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STTH3003CW

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

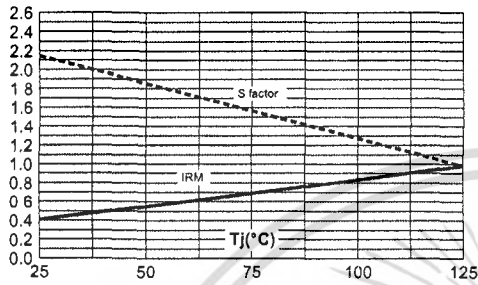


Fig. 8: Transient peak forward voltage versus dI_F/dt (90% confidence, per diode).

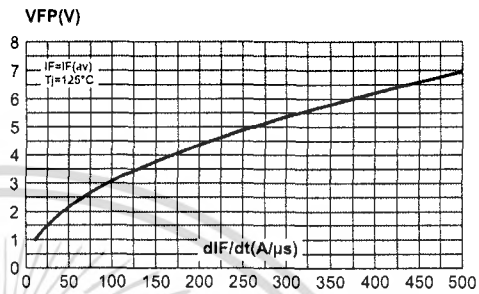
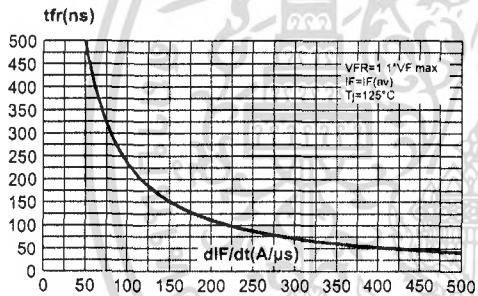
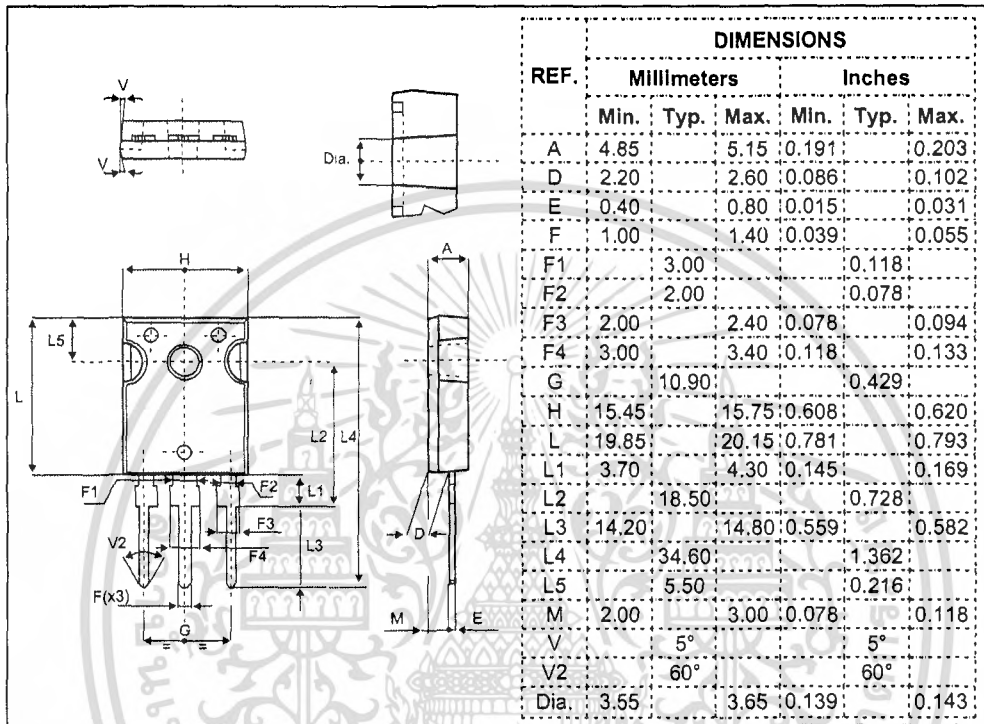


Fig. 9: Forward recovery time versus dI_F/dt (90% confidence, per diode).



STTH3003CW

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>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

ข้อมูลของไดโอดเบอร์ STPS30L40CT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



STPS30L40CG/CT/CW

LOW DROP POWER SCHOTTKY RECTIFIER

MAIN PRODUCTS CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	2 x 15 A
V_{RRM}	40 V
T_j (max)	150 °C
V_F (max)	0.50 V

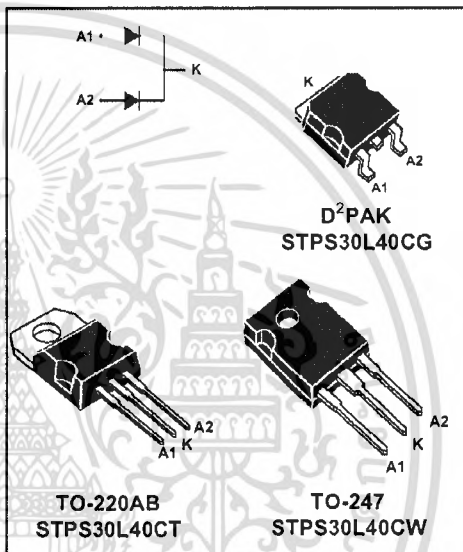
FEATURES AND BENEFITS

- VERY SMALL CONDUCTION LOSSES
- NEGLIGIBLE SWITCHING LOSSES
- LOW FORWARD VOLTAGE DROP
- LOW THERMAL RESISTANCE
- AVALANCHE RATED

DESCRIPTION

Dual center tap schottky rectifiers suited for Switched Mode Power Supplies and high frequency DC to DC converters.

Packaged in TO-247, TO-220AB and D²PAK these devices are intended for use in low voltage, high frequency inverters, free-wheeling and polarity protection applications.



ABSOLUTE RATINGS (limiting values, per diode)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	40	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	$t_p = 10 \text{ ms Sinusoidal}$	220 A
I_{RRM}	Repetitive peak reverse current	$t_p = 2 \mu\text{s square F} = 1\text{kHz}$	1 A
I_{RSM}	Non repetitive peak reverse current	$t_p = 100 \mu\text{s square}$	3 A
T_{stg}	Storage temperature range	- 65 to + 150	°C
T_j	Maximum operating junction temperature *	150	°C
dV/dt	Critical rate of rise of reverse voltage	10000	V/ μs

$$* : \frac{dP_{tot}}{dT_j} < \frac{1}{R_{th(j-a)}} \text{ thermal runaway condition for a diode on its own heatsink}$$

STPS30L40CG/CT/CW

THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter		Value	Unit
R _{th(j-c)}	Junction to case	Per diode	1.60	°C/W
		Total	0.85	
R _{th(c)}		Coupling	0.10	°C/W

When the diodes 1 and 2 are used simultaneously :
 $\Delta T_j(\text{diode } 1) = P(\text{diode } 1) \times R_{th(j-c)}(\text{Per diode}) + P(\text{diode } 2) \times R_{th(c)}$

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (per diode)

Symbol	Parameter	Tests Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I _R *	Reverse leakage current	T _j = 25°C	V _R = V _{RRM}			360	μA
		T _j = 100°C			20	50	mA
V _F *	Forward voltage drop	T _j = 25°C	I _F = 15 A			0.55	V
		T _j = 125°C	I _F = 15 A		0.42	0.50	
		T _j = 25°C	I _F = 30 A			0.74	
		T _j = 125°C	I _F = 30 A		0.59	0.67	

Pulse test : * t_p = 380 μs, δ < 2%

To evaluate the conduction losses use the following equation :

$$P = 0.330 \times I_{F(AV)} + 0.011 I_{F(RMS)}^2$$

Fig. 1: Average forward power dissipation versus average forward current (per diode).

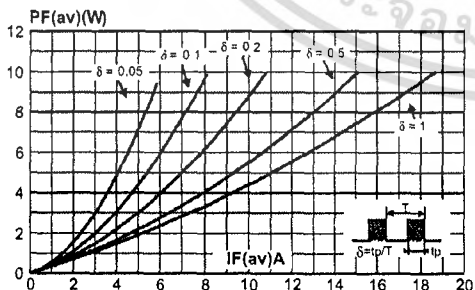
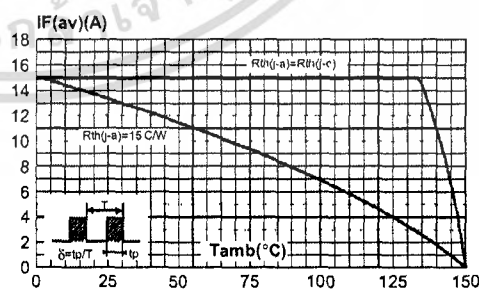


Fig. 2: Average current versus ambient temperature (delta=0.5) (per diode).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STPS30L40CG/CT/CW

Fig. 3: Non repetitive surge peak forward current versus overload duration (maximum values) (per diode).

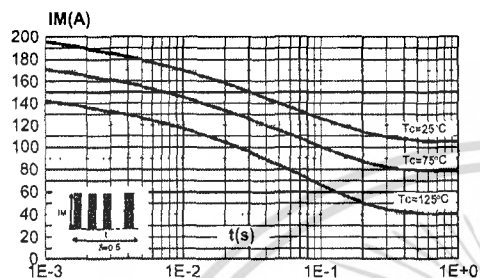


Fig. 4: Relative variation of thermal transient impedance junction to case versus pulse duration.

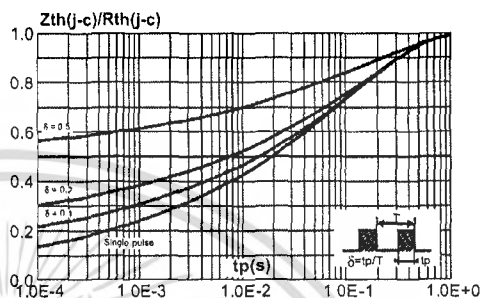


Fig. 5: Reverse leakage current versus reverse voltage applied (typical values) (per diode).

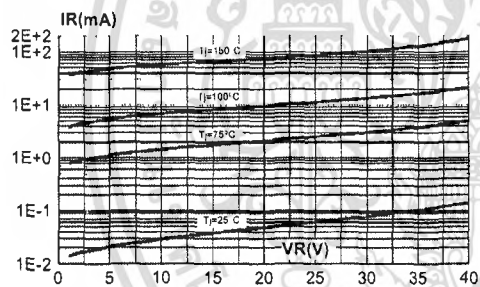


Fig. 6: Junction capacitance versus reverse voltage applied (typical values) (per diode).

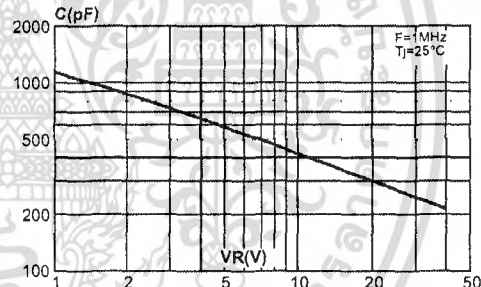


Fig. 7: Forward voltage drop versus forward current (maximum values) (per diode).

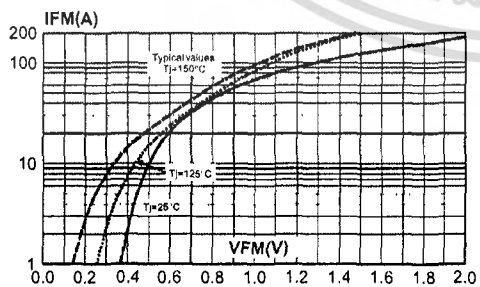
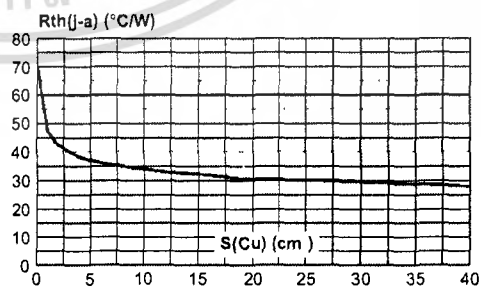
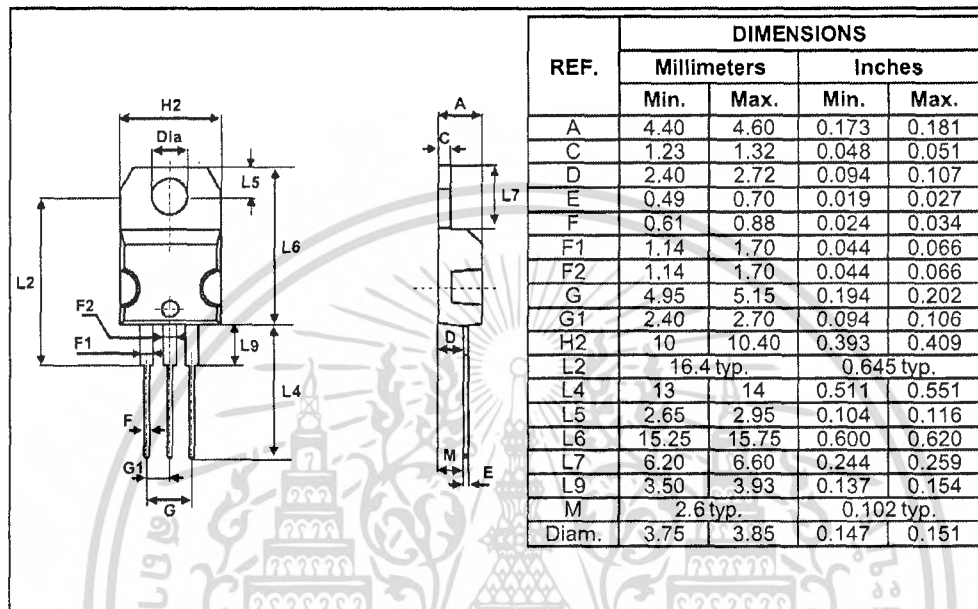


Fig. 8: Thermal resistance junction to ambient versus copper surface under tab (Epoxy printed circuit board FR4, copper thickness: 35µm) (STPS30L40CG only).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

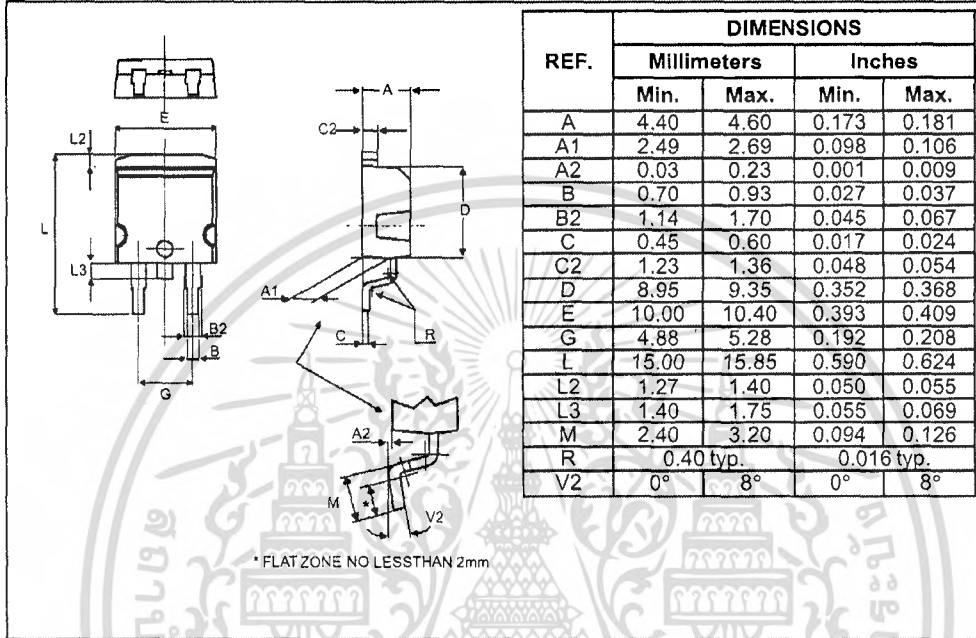
STPS30L40CG/CT/CW

PACKAGE MECHANICAL DATA
TO-220AB

- Cooling method : C
- Recommended torque value : 0.55 m.N
- Maximum torque value : 0.70 m.N

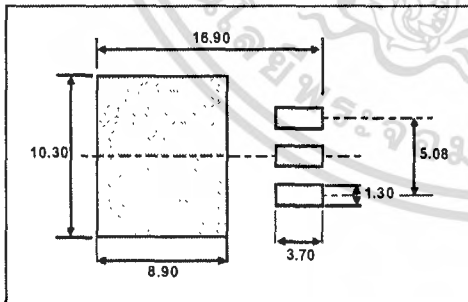
STPS30L40CG/CT/CW

PACKAGE MECHANICAL DATA
D²PAK



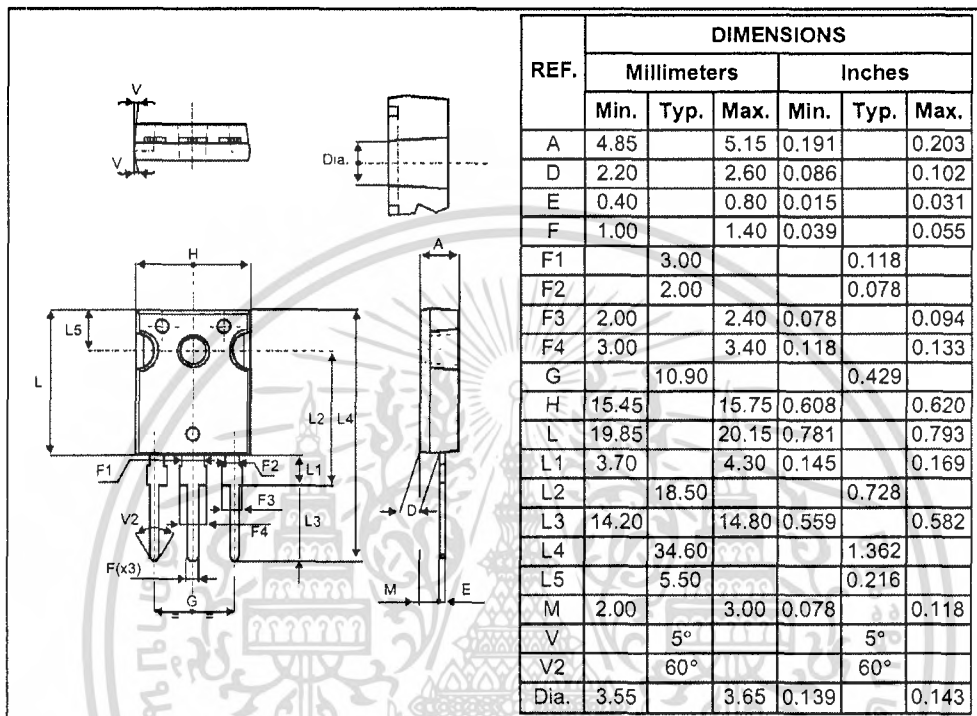
■ Cooling method : by conduction (method C)

FOOT PRINT (in millimeters)
D²PAK



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STPS30L40CG/CT/CW
PACKAGE MECHANICAL DATA
TO-247



- Cooling method : C
- Recommended torque value : 0.8m.N
- Maximum torque value : 1.0m.N

Ordering type	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STPS30L40CT	STPS30L40CT	TO-220AB	2g	50	Tube
STPS30L40CG	STPS30L40CG	D ² PAK	1.8g	50	Tube
STPS30L40CG-TR	STPS30L40CG	D ² PAK	1.8g	500	Tape & reel
STPS30L40CW	STPS30L40CW	TO-247	4.4g	30	Tube

- Epoxy meets UL94, 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>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

การพิสูจน์สมการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิสูจน์สมการเพื่อหาค่าต่าง ๆ

ที่ $[T_0 - T_1]$:

Initial condition : $V_{C(0)} = 0$

State equation : $C_R \frac{d}{dt} V_C = I_i$,

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{I_i}{C_R}$$

$$V_C = \frac{1}{C_R} \int_0^{t_1} I_i dt$$

$$= \frac{I_i}{C_R} t + V_{C(0)}$$

$$V_C = \frac{I_i}{C_R} t$$

$$\therefore T_{01} = \frac{V_C C_R}{I_i}$$

ที่ $t_1 \Rightarrow V_C = V_O$

$$\therefore T_{01} = \frac{V_O C_R}{I_i}$$

ที่ $[T_1 - T_2]$:

Initial condition : $I_{L(0)} = 0$

$$V_{C(0)} = V_O$$

State equation : $L_R \frac{d}{dt} I_L = V_C - V_O$

$$C_R \frac{d}{dt} V_C = I_i - I_L$$

$$L_R \frac{d^2}{dt^2} I_L = \frac{d}{dt} V_C$$

$$L_R \frac{d^2}{dt^2} I_L = \frac{I_i - I_L}{C_R}$$

$$\frac{d^2}{dt^2} I_L + \frac{I_L}{L_R C_R} = \frac{I_i}{L_R C_R}$$

$$I_{L(s)} S^2 - I_{L(0)} S - I'_{L(0)} + \frac{I_{L(s)}}{L_R C_R} = \frac{I_i}{L_R C_R S}$$

$$I_{L(s)} S^2 + \frac{I_{L(s)}}{L_R C_R} = \frac{I_i}{L_R C_R S}$$

$$I_{L(s)} \left(S^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right) = \frac{I_i}{L_R C_R S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L(s)}(S^2 + \omega^2) = \frac{I_1 \omega^2}{S}$$

$$I_{L(s)} = \frac{I_1 \omega^2}{S(S^2 + \omega^2)}$$

$$I_{L(t)} = I_1 (1 - \cos \omega t)$$

จาก $I_L = I_1 - I_1 \cos \omega t$

$$C_R \frac{d}{dt} V_C = I_1 - I_L$$

$$C_R \frac{d}{dt} V_C = I_1 - I_1 + I_1 \cos \omega t$$

$$\frac{d}{dt} V_C = \frac{I_1}{C_R} \cos \omega t$$

$$V_C = \frac{I_1}{C_R} \int \cos \omega t dt$$

$$= \frac{I_1}{C_R} \frac{\sin \omega t}{\omega} + V_{C(0)}$$

$$= \frac{I_1 \sqrt{L_R C_R}}{C_R} \sin \omega t + V_O$$

$$V_{C(t)} = I_1 Z_n \sin \omega t + V_O$$

ที่ $t_2 \Rightarrow V_C = 0$

$$I_1 Z_n \sin \omega T_{12} + V_O = 0$$

$$\sin \omega T_{12} = \frac{-V_O}{I_1 Z_n}$$

$$\omega T_{12} = \sin^{-1} \left(\frac{-V_O}{I_1 Z_n} \right)$$

$$T_{12} = \frac{\sin^{-1} \left(\frac{-V_O}{I_1 Z_n} \right)}{\omega} = \frac{a}{\omega}$$

ที่ $[T_2 - T_3]$:

Initial condition : $I_{L(0)} = I_1 (1 - \cos a)$

State equation : $L_R \frac{d}{dt} I_L = -V_O$

$$\frac{d}{dt} I_L = -\frac{V_O}{L_R}$$

$$I_L = \int_{t_2}^{t_3} -\frac{V_O}{L_R} dt$$

$$= -\frac{V_O}{L_R} t + I_{L(0)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรในหน่วยงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L(t)} = -\frac{V_o}{L_R}t + I_i(1 - \cos a)$$

ที่ $t_3 \Rightarrow I_L = 0$

$$I_i(1 - \cos a) - \frac{V_o}{L_R}T_{23} = 0$$

$$\frac{V_o}{L_R}T_{23} = I_i(1 - \cos a)$$

$$T_{23} = \frac{L_R I_i (1 - \cos a)}{V_o}$$

ที่ $[T_3 - T_4]$:

$$T_S = T_{01} + T_{12} + T_{23} + T_{34}$$

$$\therefore T_{34} = T_S - T_{01} - T_{12} - T_{23}$$

การพิสูจน์สมการด้านอินพุตและเอาต์พุต

$$E_i = V_i I_i T_S$$

$$E_o = V_o \int_{t_1}^{t_2} I_L dt + V_o \int_{t_2}^{t_3} I_L dt$$

$$\int_{t_1}^{t_2} I_L dt = \int_{t_1}^{t_2} I_i (1 - \cos \omega t) dt$$

$$= I_i \left[t - \frac{\sin \omega t}{\omega} \right]$$

$$= I_i \left[\frac{\sin^{-1} \left(-\frac{V_o}{I_i Z_n} \right) - \sin \omega \frac{\sin^{-1} \left(-\frac{V_o}{I_i Z_n} \right)}{\omega}}{\omega} \right]$$

$$= \frac{I_i}{\omega} \left[\sin^{-1} \left(-\frac{V_o}{I_i Z_n} \right) + \frac{V_o}{I_i Z_n} \right]$$

$$= \frac{I_i}{\omega} \left[\sin^{-1} \left(-\frac{I_o R_o V_i}{Z_n V_o I_o} \right) + \frac{I_o R_o V_i}{Z_n V_o I_o} \right]$$

$$= \frac{I_i}{\omega} \left[\sin^{-1} \left(-\frac{r}{M} \right) + \frac{r}{M} \right]$$

$$= \frac{I_i}{\omega} \left[\alpha + \frac{r}{M} \right]$$

$$\int_{t_2}^{t_3} I_L dt = \int_{t_2}^{t_3} -\frac{V_o t}{L_R} + I_i (1 - \cos a) dt$$

$$= -\frac{V_o t^2}{2L_R} + I_i (1 - \cos a) t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= -\frac{V_o T_{23}^2}{2L_R} + I_i(1-\cos a)T_{23} \\
&= -\frac{V_o}{2L_R} \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} + I_i(1-\cos a) \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} \\
&= -\frac{I_i(1-\cos a)}{2} \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} + I_i(1-\cos a) \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} \\
&= I_i(1-\cos a)T_{23} \left(1 - \frac{1}{2}\right) \\
&= \frac{I_i(1-\cos a)T_{23}}{2} \\
&= \frac{I_i(1-\cos a)}{2} \frac{L_R I_i(1-\cos a)}{V_o} \\
&= \frac{L_R I_i^2}{2V_o} [(1-\cos a)(1-\cos a)] \\
&= \frac{L_R I_i^2}{2V_o} [1 - 2\cos a + \cos^2 a] \\
&= \frac{L_R I_i}{2V_o} [I_i - 2I_i \cos a + I_i \cos^2 a] \\
&= \frac{L_R I_i}{2Z_n} \left[\frac{V_o I_o Z_n}{V_i V_o} - \frac{2V_o I_o Z_n}{V_i V_o} \cos a + \frac{V_o I_o Z_n}{V_i V_o} \cos^2 a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{M}{r} - \frac{2M}{r} \cos a + \frac{M}{r} \cos^2 a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{M}{r} + \frac{M}{r} \left(\frac{1+\cos 2a}{2} \right) - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{M}{r} + \frac{M}{2r} \cos 2a - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{3M}{2r} + \frac{M}{2r} (1 - 2\sin^2 a) - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{3M}{2r} + \frac{M}{2r} \left(1 - 2 \left[\sin \sin^{-1} \left(-\frac{r}{M} \right) \right]^2 \right) - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{3M}{2r} + \frac{M}{2r} \left(1 - 2 \left[-\frac{r}{M} \right]^2 \right) - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{3M}{2r} + \frac{M}{2r} - \frac{M}{r} \left(\frac{r}{M} \right) \left(\frac{r}{M} \right) - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{2M}{r} - \frac{r}{M} - \frac{2M}{r} \cos a \right] \\
&= \frac{I_i}{2\omega} \left[\frac{M}{r} - \frac{r}{2M} - \frac{M}{r} \cos a \right]
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\therefore E_o &= \frac{V_o I_t}{\omega} \left(\alpha + \frac{r}{M} \right) + \frac{V_o I_t}{\omega} \left(\frac{M}{r} - \frac{r}{2M} - \frac{M}{r} \cos a \right) \\
&= \frac{V_o I_t}{\omega} \left[\alpha + \frac{r}{M} \left(1 - \frac{1}{2} \right) + \frac{M}{r} (1 - \cos a) \right] \\
&= \frac{V_o I_t}{\omega} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos a) \right] \\
\therefore E_t &= \frac{T_s \omega}{\left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos a) \right]} \\
&= \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos a) \right]}
\end{aligned}$$



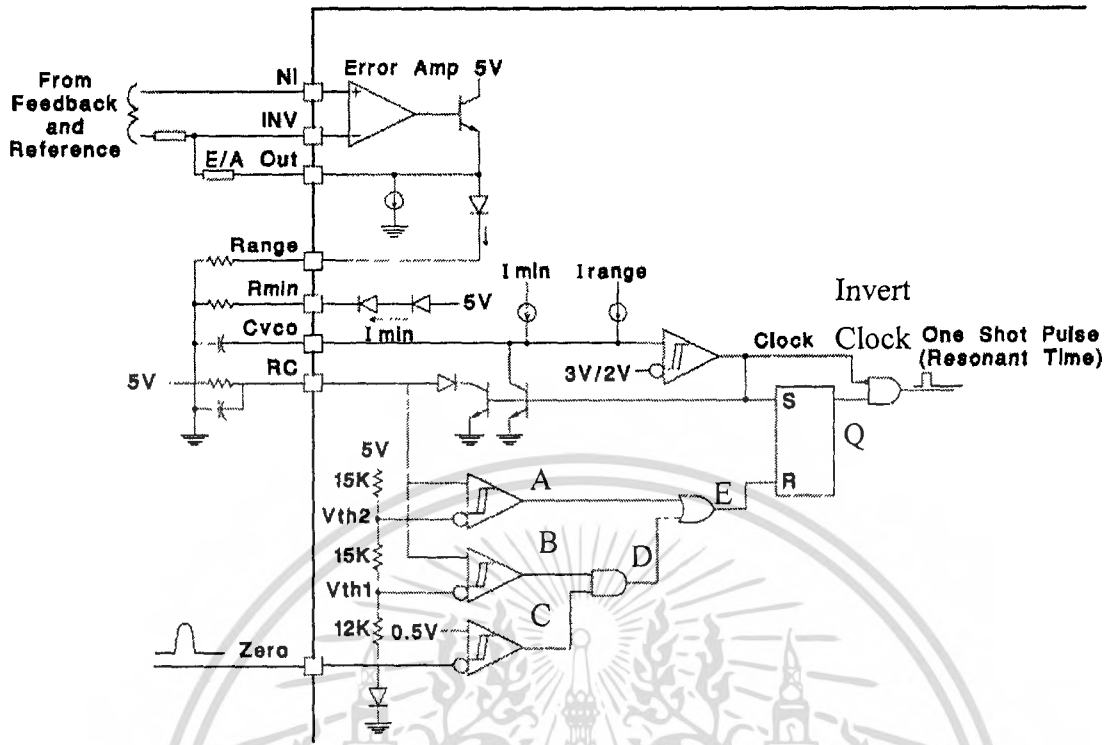
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ซ

รูปสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุม

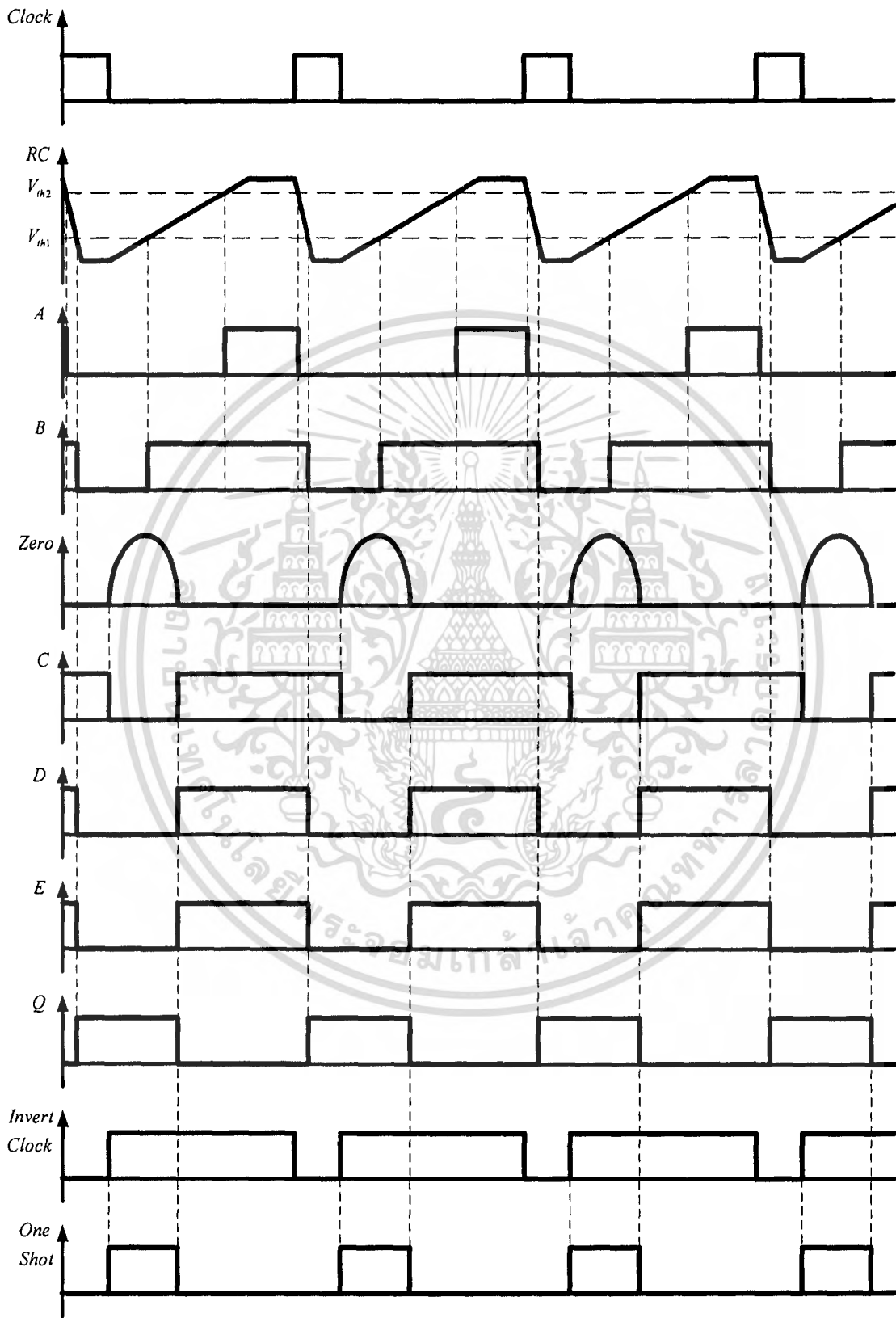


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



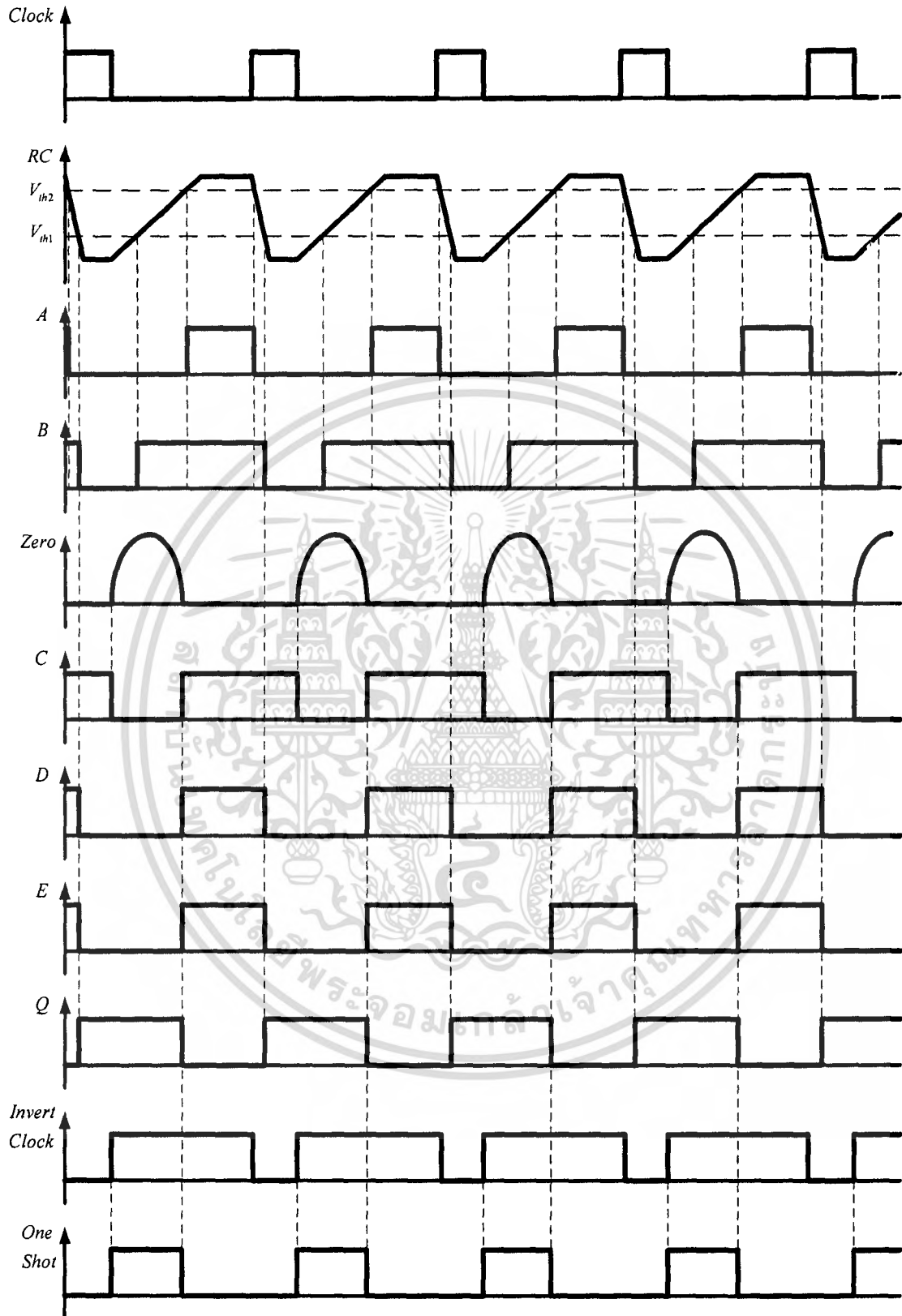
รูปที่ ช.1 รูปวงจรภายในตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



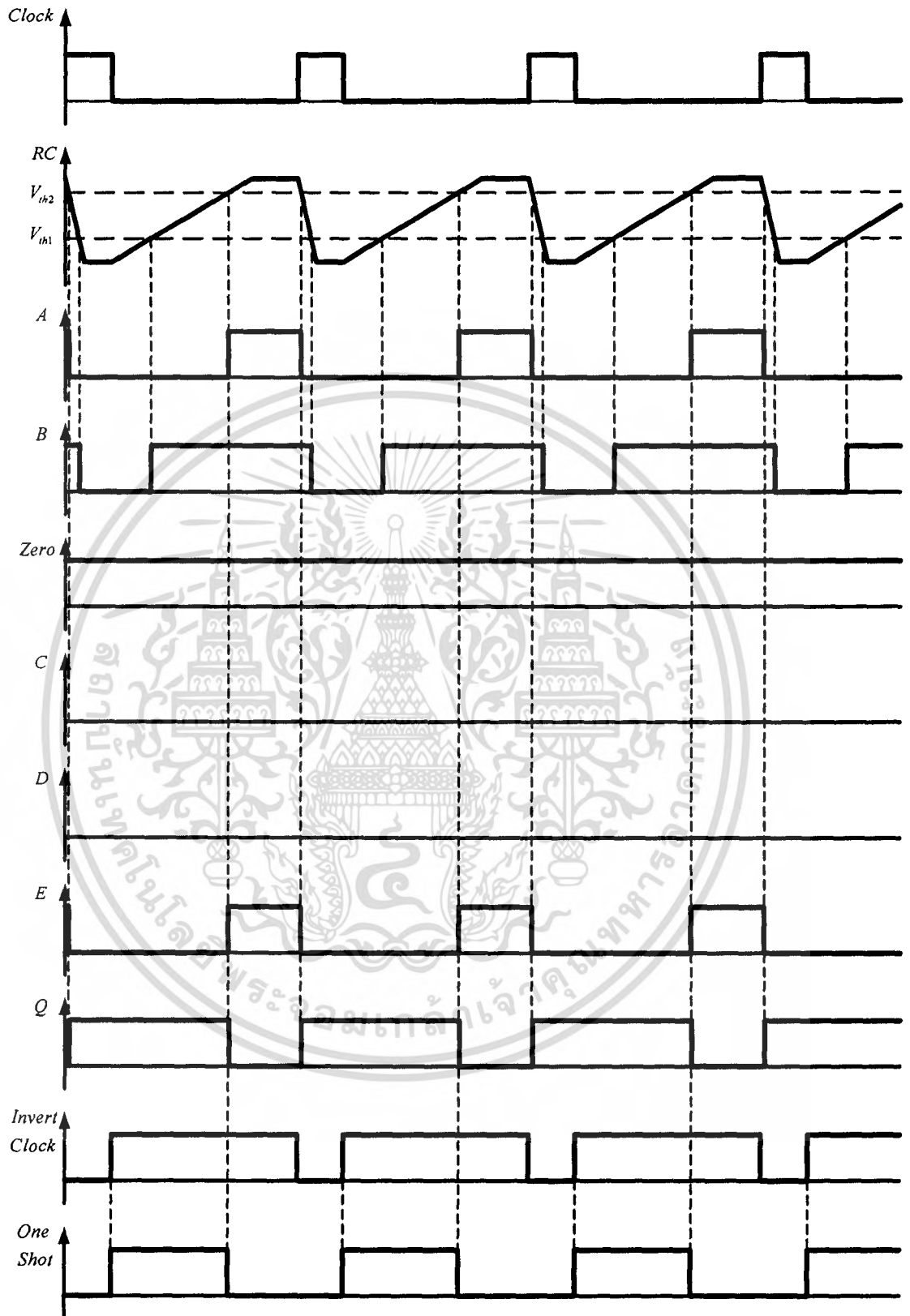
รูปที่ ข.2 รูปสัญญาณที่ได้จากการ Sense zero ที่ความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดที่เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



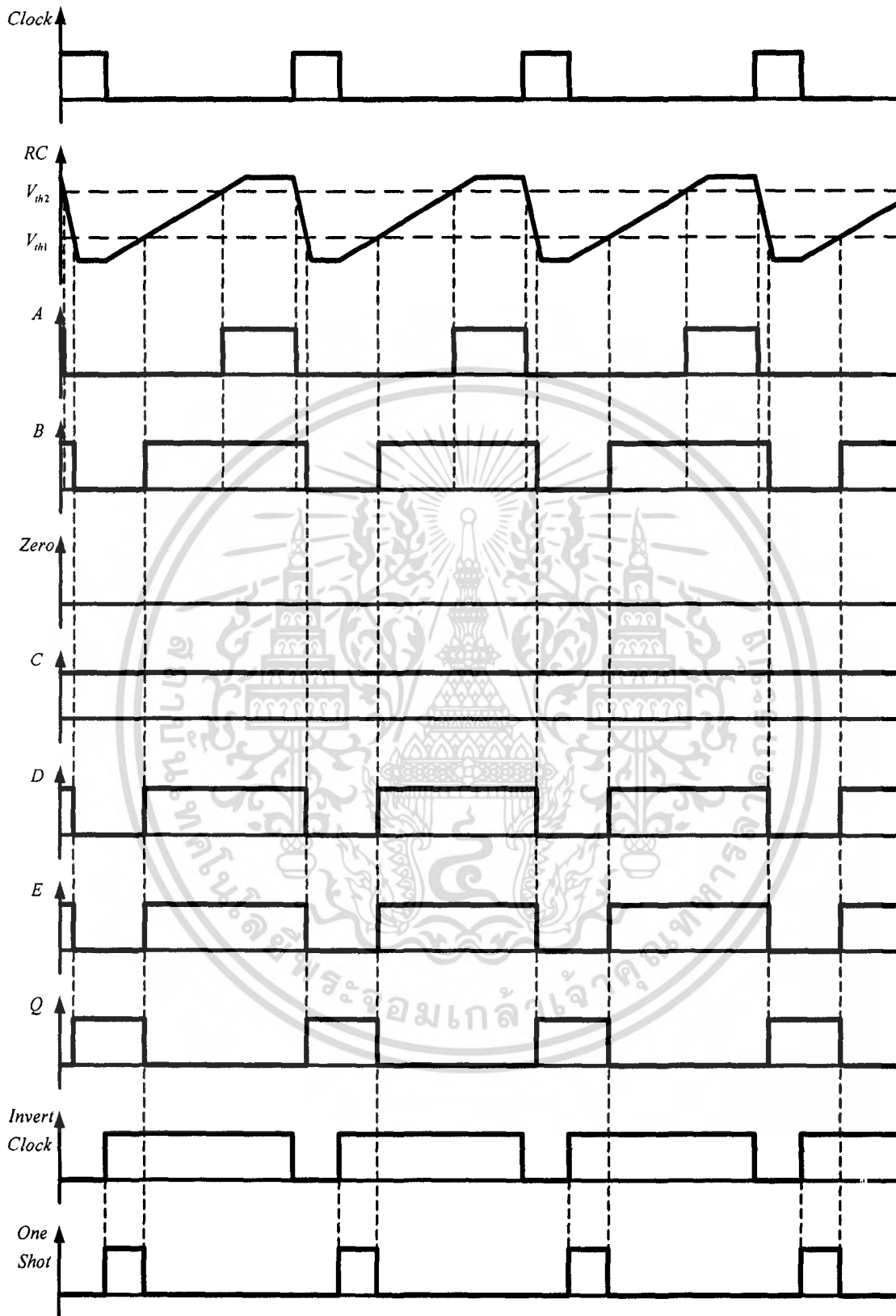
รูปที่ ข.3 รูปสัญญาณที่ได้จากการ Sense zero ที่ความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.4 รูปสัญญาณที่ได้จากการจ่ายสัญญาณให้ขา zero

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.5 รูปสัญญาณที่ได้จากการต่อขา zero ลงกราวนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้