

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ZERO-VOLTAGE-SWITCHED

QUASI-SQUARE WAVE BUCK CONVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **ควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์**
ZERO-VOLTAGE-SWITCHED QUASI-SQUARE WAVE BUCK CONVERTER

ผู้จัดทำ นาย วราวุฒิ ศรีวงศา 47010668
นางสาว วัลลียา คนรู้ 47010691
นาย วิเชียร บุญสิทธิ์วัฒน์ 47010698



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กวดซ์สแควร์เวฟ บักคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์
ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

โดย

นาย วรารุฒิ ศรีวงสา 47010668

นางสาว วลลียา คนรู้ 47010691

นาย วิเชียร บุญลือระวัฒน์ 47010698

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการศึกษาวงจรกวดซ์สแควร์เวฟเรโซแนนท์บักคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ซึ่งเนื้อหาประกอบไปด้วยหลักการทำงานของวงจร การวิเคราะห์การทำงานของวงจร การออกแบบวงจรและการจำลองแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ผลการทดลองที่วัดได้พบว่าวงจรต้นแบบสามารถทำงานได้ดังที่ต้องการ

**ZERO-VOLTAGE-SWITCHED QUASI SQUARE WAVE
BUCK CONVERTER**

By

Mr. Warawut Sriwongsa

Miss Wanleeya Konroo

Mr. Wichean Boonleerawat

Adviser

Dr. Chanin Bunlaksananusorn

Academic Year 2007

ABSTRACT

In this thesis, a Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Square Wave (QSW) buck converter is studied. The topics under study include the principle of operation, analysis, design and simulation of the ZVS-QSW buck converter. Experimental results show that the designed prototype circuit achieves zero-voltage switching throughout its operation range.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะนามุสธัม ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับคำแนะนำ ข้อคิดต่างๆและความกรุณาที่คณะผู้จัดทำได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานนี้

ขอขอบคุณ พี่ศิระ เอกสุวรรณ และพี่ๆปริญญาโท สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเกี่ยวกับการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจคณะผู้จัดทำตลอดมา

ขอขอบคุณพี่ ๆ ห้องอุปกรณ์ที่ให้ผู้จัดทำได้ใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่าง ๆ ที่ใช้ในการทำโครงงานนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้จัดทำสำหรับการสนับสนุนและการส่งเสริมในทุกด้านจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

นายวรารุณี ศรีวงศา

นางสาววัลลียา คนรู้

นายวิเชียร บุญสิทธิ์วัฒน์

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	2
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	6
2.1.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	7
2.1.1.1 สถานะที่สวิตช์นำกระแส	7
2.1.1.2 สถานะที่สวิตช์หยุดนำกระแส	10
2.1.1.3 อัตรายาขยของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	11
2.1.1.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	12
2.1.1.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก	14
2.2 Zero -Voltage Switched Quasi – Square Wave Buck Converter	17
2.2.1 วิเคราะห์วงจร QSW-ZVS	17
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ	26
3.1 บทนำ	26
3.2 การออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	26
3.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	27
3.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรเรโซแนนซ์	33
3.2.3 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์และไดโอดกำลัง	39
3.2.4 การออกแบบการควบคุมแรงดัน	41
3.2.5 การออกแบบ Voltage control Output	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.6 การออกแบบบารสร้างวงจรจับเกดของมอสเฟตกำลังสำหรับบัคคอนเวอร์เตอร์	45
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	49
4.1 บทนำ	49
4.2 การจำลองวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	49
4.3 การทดสอบการเกิดเรโซแนนท์ของวงจรแบบ Closed-Loop	50
4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	52
4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	53
4.6 ประสิทธิภาพและรีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร	55
4.6.1 ประสิทธิภาพของวงจรที่ Closed-loop	55
4.6.2 รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	55
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผล	56
5.1 สรุปผลการทดลอง	56
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	56
เอกสารอ้างอิง	57
ภาคผนวก ก	ตารางแกนเฟอร์ไรต์
ภาคผนวก ข	ตารางขนาดลวดตัวนำ
ภาคผนวก ค	ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864
ภาคผนวก ง	ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ IRF 640
ภาคผนวก จ	ข้อมูลของไดโอดเบอร์ MBR 1645
ภาคผนวก ฉ	โปรแกรมคำนวณกราฟระหว่าง μ และ J

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ความคุมที่เกิดขึ้นในวงจรงริงกับที่เกิดจากการจำลอง	52
4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Close-loop	53
4.3 แสดงประสิทธิภาพของวงจร Closed-loop ที่สภาวะต่างๆ	55



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง- กระแสตรงพื้นฐาน	3
(ข) วงจรสมมูลของสวิตช์	3
(ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออก	4
2.2 แสดงวงจร Buck Converter	6
2.3 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	6
2.4 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส	7
2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส	7
2.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	8
2.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	8
2.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	8
2.9 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	10
2.10 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	12
2.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนต่างๆ	14
2.12 (ก) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	15
(ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	15
2.13 วงจรสมมูลของ ZVS-QSW Buck Converter	17
2.14 วงจร ZVS-QSW Buck Converter	17
2.15 กราฟ V_{sw} , V_{Cr} , i_{sw} , i_L ที่เกิดขึ้นในวงจร	18
2.16 วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ interval 1	18
2.17 วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ interval 2	20
2.18 วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ interval 3	22
2.19 วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ interval 4	24
3.1 กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	27
3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง μ กับ J	33
3.3 กราฟแสดงกระแสสูงสุดที่ไหลมอสเฟต	39
3.4 กราฟแสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด	40

สารบัญญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีควอซี สแควร์เวฟแบบบัค	40
3.6 วงจรภายในไอซี UC 3864	41
3.7 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	45
3.8 วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคควบคุมแบบแรงดันโดย UC 3864	48
4.1 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจร	
(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{Smin}	49
(ข) กรณี f_{conmax} , I_{Omin} และ V_{Smax}	50
4.2 ผลจากการทดลองสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจรที่กรณี Closed-loop	
(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{Smin}	51
(ข) กรณี f_{conmax} , I_{Omin} และ V_{Smax}	51
4.3 การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	52
4.4 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	52
4.5 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันอินพุต 20V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น1A	53
4.6 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันอินพุต 25V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น1A	54
4.7 ริปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_{s,max} = 25V$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด	54

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switched mode power supplies) มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในอุปกรณ์และระบบอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบลิเนียร์ ในการนำไปใช้งานแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์จะต้องมีเสถียรภาพ มีความคงที่ และตอบสนองได้อย่างรวดเร็วเมื่อกระแสเอาต์พุตหรือแรงดันอินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งผู้ออกแบบสามารถกระทำได้โดยการออกแบบวงจรชดเชยป้อนกลับให้เหมาะสม

วงจรคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะมี กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์ มีผลทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพต่ำ จึงได้มีการศึกษาค้นคว้าวิธีการสวิตช์เพื่อลดกำลังการสูญเสียทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้น หนึ่งในวิธีการที่มีการพัฒนาขึ้น คือ วิธีการเรโซแนนท์ ที่อาศัยหลักการเรโซแนนท์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุเพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้ามามีค่าเป็นศูนย์ในขณะสวิตช์ วงจรเรโซแนนท์คิซี-คิซีคอนเวอร์เตอร์ แบ่งออกได้เป็นสองแบบ คือ วงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ และวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ในปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทํางานวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
2. ศึกษาหลักการออกแบบและขั้นตอนการออกแบบของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
3. ศึกษาหลักการควบคุมวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
4. สร้างวงจรวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

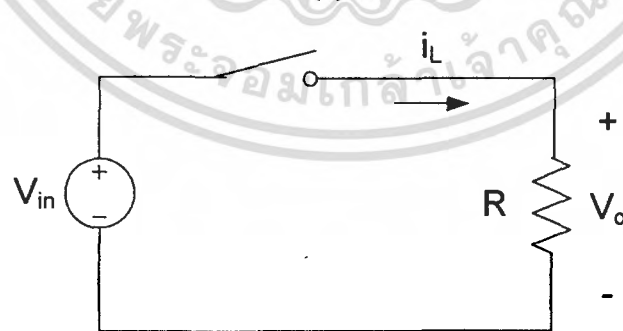
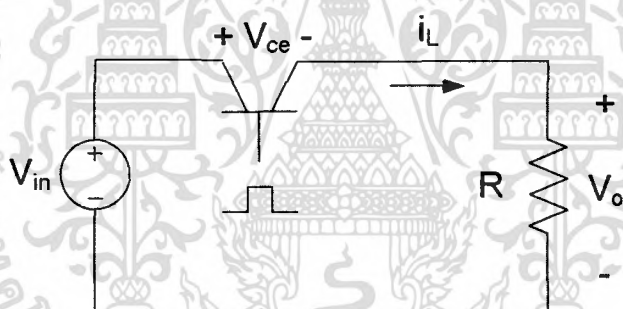
1. ศึกษาหลักการดำเนินงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลาง
2. ออกแบบวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลาง
3. จิมนูแลชันการทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลาง ด้วยโปรแกรมพีสไปซ์ (PSPICE)
4. สร้างวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลาง



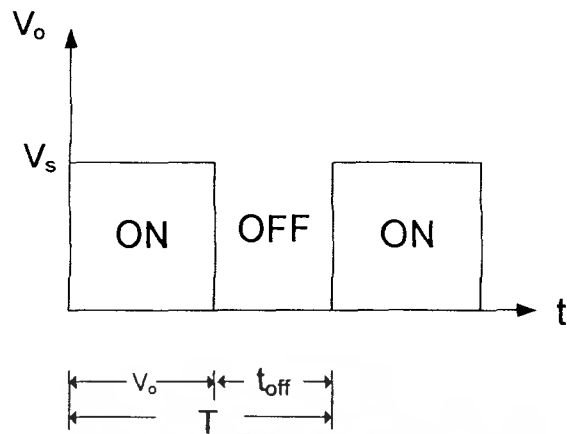
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจร กวนซ์สแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรแปลงผันแรงดัน DC-DC อาศัยหลักการทำงานแบบสวิตช์ ที่ทำงานด้วยคาบเวลาที่ซึ่งจะมีโหมดการทำงานของสวิตช์อยู่ 2 โหมด คือ ขณะสวิตช์นำกระแสและขณะสวิตช์หยุดนำกระแส โดยสวิตช์จะเป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ซึ่งมีวงจรพื้นฐานทำงานดังรูปที่ 2.1 (ก) วงจรสมมูลของสวิตช์ดังรูปที่ 2.1 (ข) และมีสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.1 (ค)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

- รูปที่ (2.1) (ก) วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง- กระแสตรงพื้นฐาน
 (ข) วงจรสมมูลของสวิตช์
 (ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออก

จากวงจรจะเห็นว่าขณะสวิตช์นำกระแสแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแสแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งแสดงสัญญาณตามรูปที่ 2.1 (ค) จะสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเฉลี่ยได้จากสมการที่ (2.1)

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_o(t) dt + \int_{DT}^T v_o(t) dt \right) \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_s dt + \int_{DT}^T 0 dt \right)
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_s dt + 0 \right)$$

$$= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} v_s dt \right)$$

$$= \frac{1}{T} [v_s t]_0^{DT}$$

$$= \frac{1}{T} v_s DT - \frac{1}{T} v_s \cdot 0$$

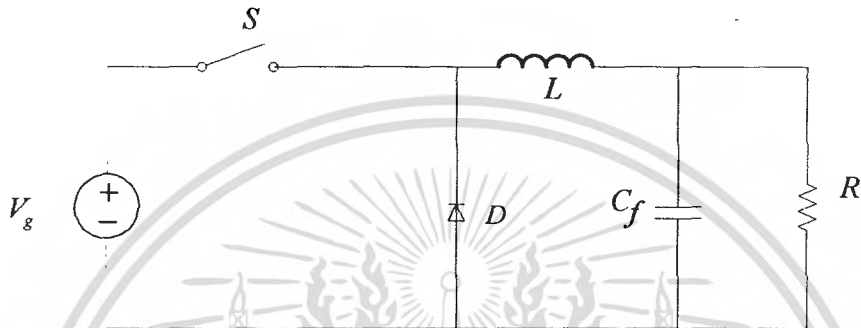
$$V_o = v_s D$$

(2.1)

- เมื่อ V_o = แรงดันไฟฟ้าด้านออก
 V_s = แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย
 D = ดิวตีไซเคิล

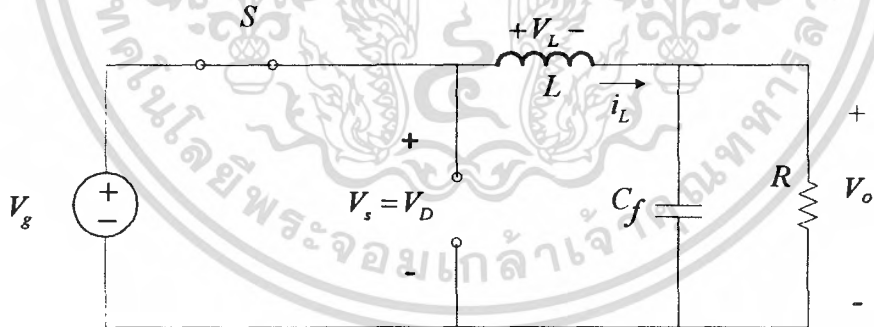
2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)

วงจรทอนระดับแรงดันบัคคอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ซึ่งอาศัยหลักการทำงานปิด-เปิด ด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์ซึ่งทำงานที่ความถี่สูง และทางด้านเอาต์พุตของวงจร มีโพลสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter) เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านขาออกมีความเป็นกระแสตรงมากขึ้น จะแสดงวงจรกำลังดังรูปที่ 2.2

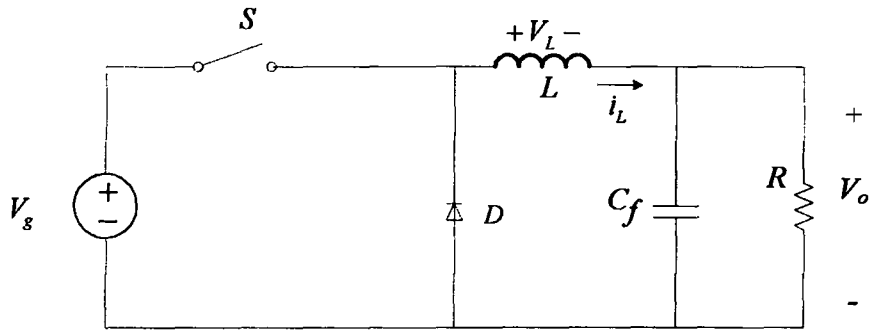


รูปที่ (2.2) แสดงวงจร Buck Converter

การทำงานจะมี 2 ลักษณะ คือ ช่วงที่สวิตช์นำกระแส ดังรูปที่ 2.3 และช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส ดังรูปที่ (2.4) ซึ่งการนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์จะเกิดขึ้นด้วยความถี่คงที่



รูปที่ (2.3) แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

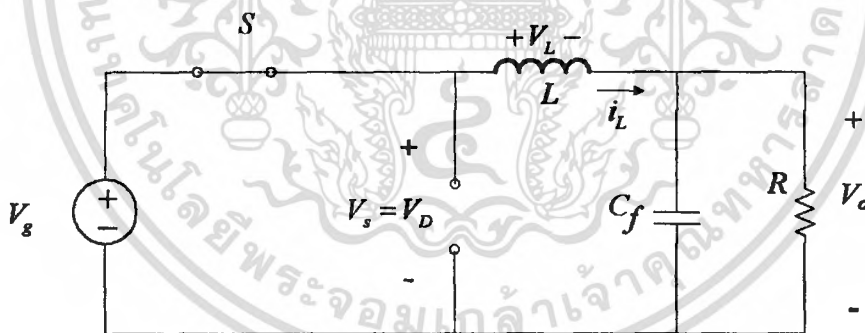


รูปที่ (2.4) แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส

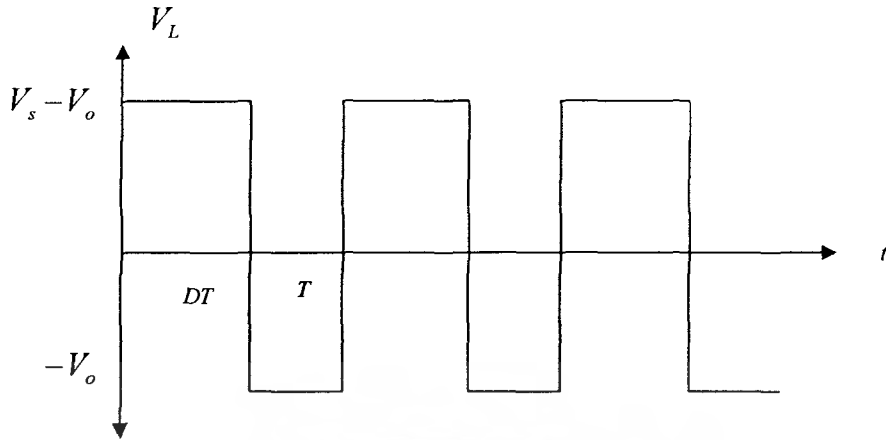
2.1.1 วิเคราะห์การทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

2.1.1.1 สถานะที่สวิตช์นำกระแส

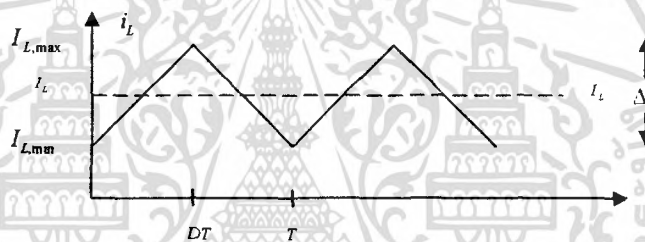
ขณะที่สวิตช์นำกระแสไดโอดได้รับแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับทำให้ไดโอดไม่นำกระแสจึงทำให้กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไหลผ่านตัวนำอย่างต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.6 และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.7 (ช่วงที่สวิตช์นำกระแส)



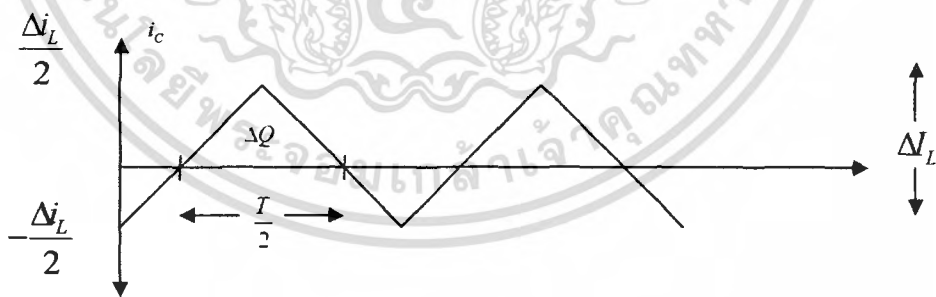
รูปที่ (2.5) วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ (2.6) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ (2.7) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ (2.8) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 2.5 ใช้อุปกรณ์ของเครื่องวัดที่ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันไฟฟ้าของวงจรซึ่งจะ
ได้สมการแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเหนี่ยวนำของสมการที่ (2.2) หรือสมการที่ (2.3)

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.2)$$

$$V_L = V_d - V_o \quad (2.3)$$

$$V_D = V_s$$

จากคุณสมบัติตัวเหนี่ยวนำ

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

แทนค่า V_L ลงในสมการที่ 2.3 จะได้ว่า

$$L \frac{di}{dt} = V_s - V_o$$

$$\frac{\Delta i L}{\Delta t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

ช่วงที่สวิตช์นำกระแส

$$\Delta t = DT$$

$$\frac{\Delta i L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

จะได้สมการ $\Delta i L$ ในช่วงที่สวิตช์นำกระแสดังนี้

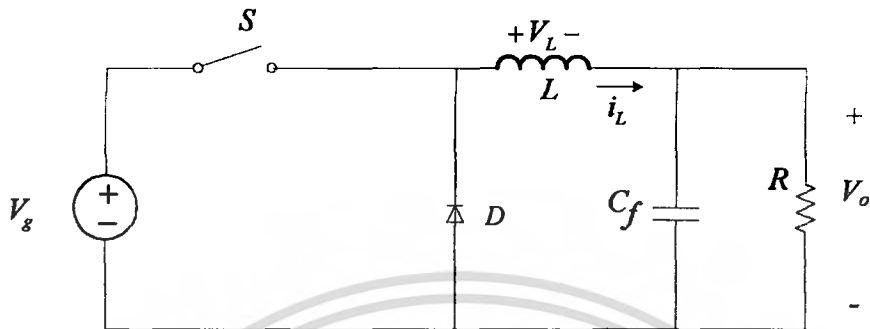
$$\Delta i_{L(close)} = \left(\frac{V_D - V_o}{L} \right) DT \quad (2.4)$$

หรือ

$$\Delta i_{L(close)} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.5)$$

2.1.1.2 สถานะที่สวิตช์หยุดนำกระแส

ขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส ไดโอดได้รับแรงดันไฟฟ้าทำให้ไดโอดทำหน้าที่นำกระแสดังรูปที่ 2.9 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ $-V_o$



รูปที่ (2.9) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการ (2.6)

$$V_L = -V_o \quad (2.6)$$

แทนค่า $V_L = L \frac{di}{dt}$ ลงในสมการที่ (2.6)

$$L \frac{di}{dt} = -V_o$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = -\frac{V_o}{L}$$

ช่วงที่สวิตช์นำกระแส $\Delta t = (1-D)T$ แทนค่าลงในสมการข้างต้น

$$\frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L}$$

จะได้สมการอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_L .

$$\Delta i_{L(opened)} = \frac{-V_o}{L} (1-D)T \quad (2.7)$$

2.1.1.3 อัตราขยายของวงจรมัลติเพลกอนเวอร์เตอร์

วงจรมัลติเพลกอนเวอร์เตอร์จะทำงานให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่จะเกิดขึ้นได้เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่สวิตช์นำกระแสและช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับศูนย์ทุกช่วงคาบเวลา จากเงื่อนไขสามารถเขียนเป็นเงื่อนไขได้ดังสมการที่ (2.8)

$$\Delta i_{L(closed)} + \Delta i_{L(opened)} = 0 \quad (2.8)$$

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

$$\frac{T}{L}[(V_s - V_o)D - V_o(1-D)] = 0$$

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

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

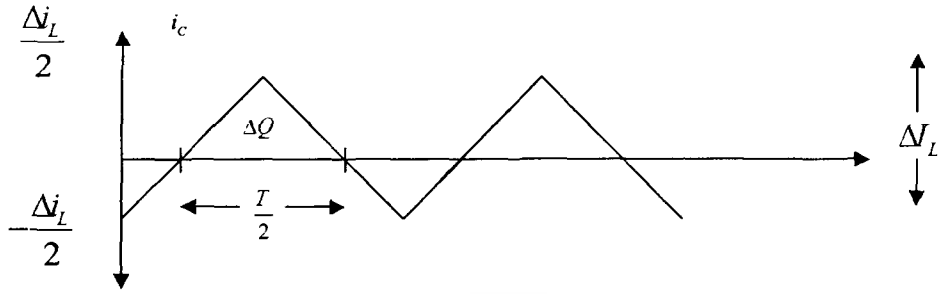
$$V_s D - V_o = 0$$

ซึ่งจะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรมัลติเพลกอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.10)

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

จากสมการที่ (2.10) และคุณสมบัติของวงจรมัลติเพลกอนเวอร์เตอร์ จะพบว่าค่า D จะมีค่าได้ไม่เกิน 1 เพราะแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกจะต้องมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเสมอ

2.1.1.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ (2.10) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่านโหลดซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2.11)

$$\begin{aligned} I_L &= I_R \\ I_L &= \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (2.11)$$

การวิเคราะห์หาค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะวิเคราะห์ในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส จากรูป 1.10 พบว่าถ้าต้องการทราบค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดจากการนำค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกับครึ่งหนึ่งของอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Δi_L) ซึ่งเขียนเป็นความสัมพันธ์ในรูปสมการได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\begin{aligned} I_{L,max} &= I_L + \frac{\Delta i_{L(OPEN)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \\ I_{L,max} &= V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2L_f} \right] \end{aligned} \quad (2.12)$$

เมื่อ $T = \frac{1}{f}$

$$\begin{aligned} I_{L,min} &= I_L - \frac{\Delta i_{L(opened)}}{2} \\ &= \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \\ I_{L,min} &= V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2L_f} \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นกระแสบวกเสมอ สมการที่(2.13) สามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำ โดยค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรสามารถทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถหาได้จากสมการที่ (2.14)

จากสมการ $I_{L,\min}$ สามารถนำไปกำหนดการทำงานของวงจร จะให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) หรือโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) ซึ่งจะกล่าวในบทการออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

$$I_{L,\min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0$$

จะได้ว่า



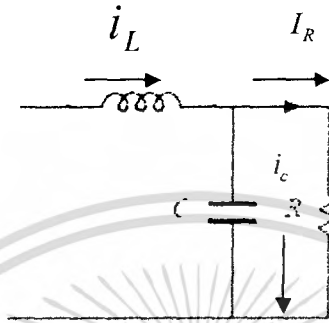
$$\left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0$$

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

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \tag{2.14}$$

2.1.1.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ถึงแม้ว่าในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะมีวงจรกรองความถี่แล้วก็ตามแต่ก็ไม่สามารถที่จะทำให้แรงดันทางด้านออก (V_o) เรียบได้ตามอุดมคติ เนื่องจากความจำกัดทางด้านอุปกรณ์พิจารณาจากรูปของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

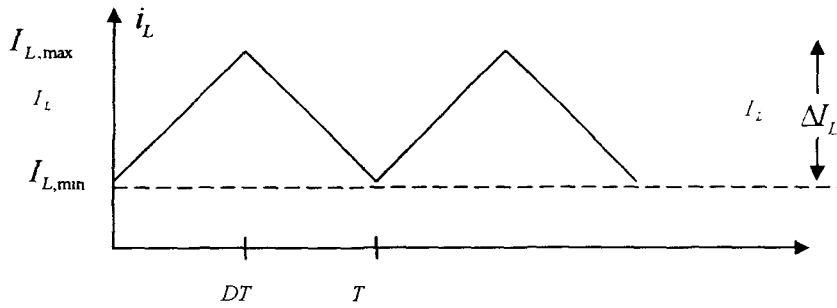


รูปที่ (2.11) แสดงทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนต่างๆ

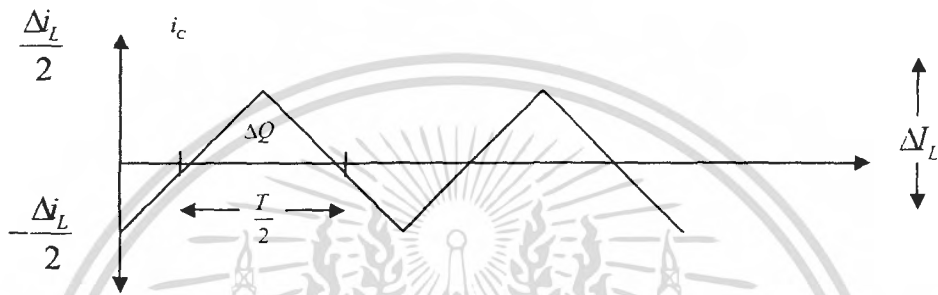
จากรูปที่ 2.11 หากกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุได้จาก

$$i_c = i_L - i_R$$

(2.15)



(ก)



(ข)

รูปที่ (2.12)

(ก) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

(ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

พิจารณาช่วงตัวเก็บประจุสะสมประจุ ซึ่งจากคุณสมบัติของตัวเก็บประจุจะได้สมการของประจุ

$$\begin{aligned}
 Q &= CV_o \\
 \Delta Q &= C\Delta V_o \\
 \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

ค่า ΔQ สามารถคำนวณหาจากพื้นที่ใต้กราฟของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \frac{\Delta i_{L(opened)}}{2}
 \tag{2.17}$$

เมื่อแทนค่า ΔQ ลงในสมการที่ (2.16) (พิจารณาที่ขนาด)

$$\begin{aligned}\Delta V_o &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right) \frac{V_o}{L} (1-D) T \\ &= \frac{T^2 (1-D) V_o}{8LC}\end{aligned}$$

จะค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าขาต้านออก

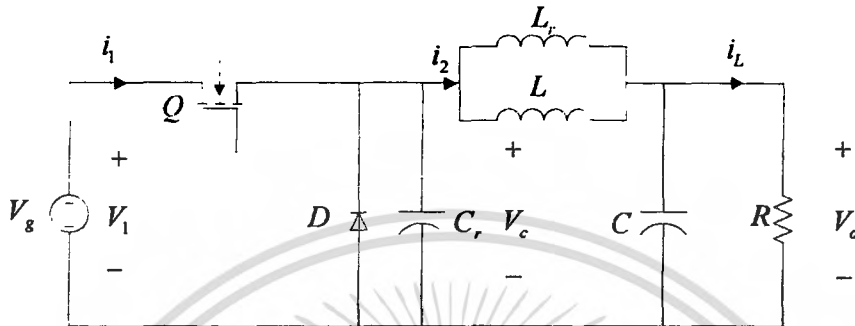
$$\Delta V_o = \frac{(1-D)V_o}{8LCf^2} \quad (2.18)$$

และจะได้ค่าอัตราระลอกคลื่น (Ripple Ratio)

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.18) ถ้าต้องการทำให้ระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าของวงจรมีค่าน้อยลงซึ่งก็หมายความว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านขาออกเรียบมากขึ้นสามารถทำได้สองแนวทางคือ พยายามทำให้เศษของสมการ (2.18) มีค่าน้อยที่สุดก็คือทำให้ค่า D มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง อีกวิธีหนึ่งคือทำให้ค่าส่วนของสมการ (2.18) มีค่ามากๆ โดยการเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ หรือเพิ่มค่าตัวเก็บประจุหรือเพิ่มความถี่ในสวิตช์ให้มากขึ้นก็จะทำให้สามารถโดยการเพิ่มค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกได้

2.2 กวอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS-QSW)

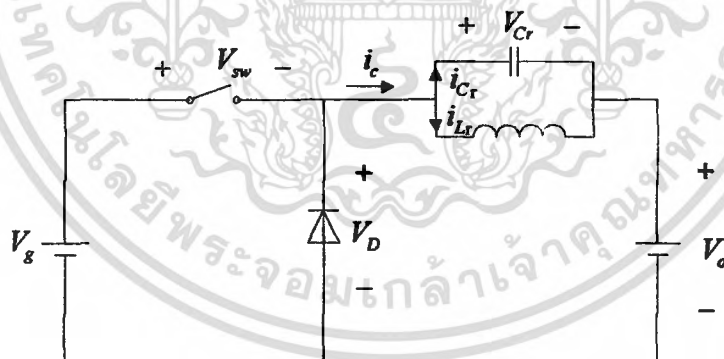


รูปที่ (2.13) วงจรสมมูลของ ZVS-QSW Buck Converter

2.2.1 วิเคราะห์วงจร ZVS-QSW Buck Converter

หลักการทํางาน

หลักการทํางานของวงจร สามารถแบ่งขั้นตอนการทํางานได้เป็น 4 ช่วงเวลา โดยใช้สมการทางคณิตศาสตร์ช่วยในการศึกษาและอธิบายการทํางานของวงจรทั้งหมด



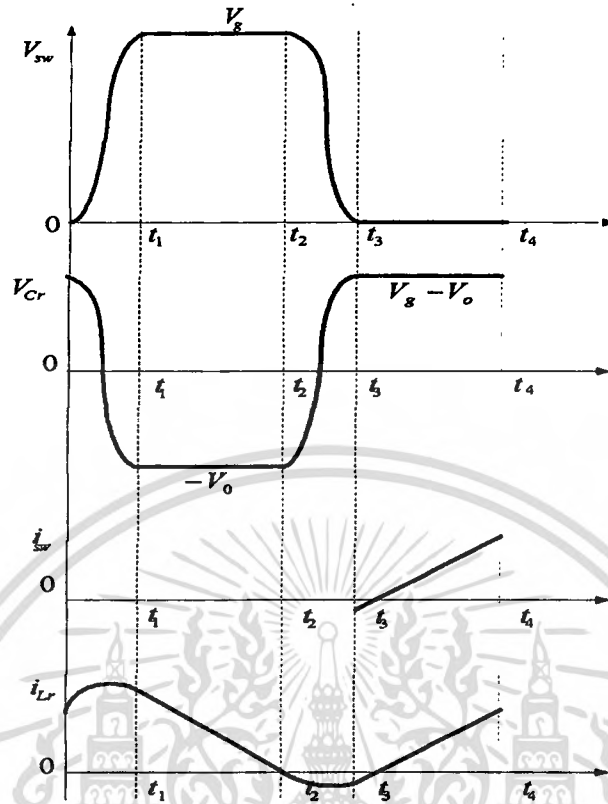
รูปที่ (2.14) วงจร ZVS-QSW Buck Converter

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

$$i_L = \int_{t_0}^t V_L(t) dt + i_c(t_0)$$

$$V_c = \int_{t_0}^t V_L(t) dt + V_c(t_0)$$

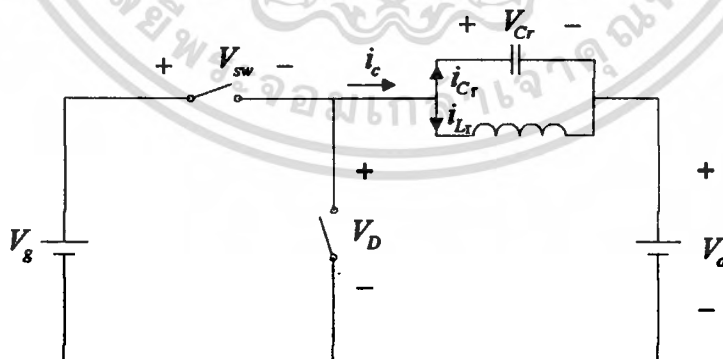
$$V_L = L \frac{di_c}{dt}$$



รูปที่ (2.15) กราฟ V_{sw} , V_{cr} , i_{sw} , i_{Lr} ที่เกิดขึ้นในวงจร

Interval 1 ($0 < t < t_1$)

เริ่มจาก Switch turn off และ ตัวเก็บประจุรโชนาแนซ (C_r) ที่ $V_{cr} = V_g - V_o$ ในขณะเดียวกันนี้ $V_{sw} = 0$ ด้วยจึงทำให้ไดโอดไม่ทำงาน การทำงานในช่วงเวลานี้จะเกิดการเรโซแนนซ์ขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุรโชนาแนซ (C_r) กับตัวเหนี่ยวนำรโชนาแนซ (L_r) และมีผลทำให้ตัวเก็บประจุรโชนาแนซเกิดการคายประจุจนกระทั่ง $V_{cr} = -V_o$ และในเวลาเดียวกันนี้ V_{sw} จะเพิ่มขึ้นจนกระทั่ง $V_{sw} = V_g$



รูปที่ (2.16) วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ Interval 1

KCL

$$i_C = i_{Cr} + i_{Lr}$$

$$i_C = 0 \longrightarrow i_{Cr} = -i_{Lr}$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = - \left[\frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_L(t) dt + i_L(0) \right]$$

ทำการแปลงลาปลาซ

$$C [sV(s) - V(0)] = \frac{-1}{LS} V(s) - \frac{i(0)}{S}$$

$$sV(s) - V(0) = \frac{-1}{LCS} V(s) - \frac{i(0)}{SC}$$

$$V(s) \left[s + \frac{1}{LCS} \right] = V(0) - \frac{i(0)}{SC}$$

$$V(s) = \frac{V(0)}{s + \frac{1}{LCS}} - \frac{i(0)}{s^2 C + \frac{SC}{LCS}}$$

$$V(s) = \frac{s}{s} \cdot \frac{V(0)}{\left(s + \frac{1}{LCS} \right)} - \frac{i(0)}{C \left(s^2 + \frac{1}{LC} \right)}$$

$$= \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] V(0) - \frac{\frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C}}}{\frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \sqrt{C}} \cdot \frac{i(0)}{\left(s^2 + \frac{1}{LC} \right)}$$

$$= \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] V(0) - \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}} \cdot \left[\frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] i(0)$$

$$= \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] V(0) - \frac{\sqrt{LC}}{L} \left[\frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] i(0)$$

จาก $V(0) = V_g - V_0$, $Z_0 = \omega_0 L$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

ทำการลาปลาซอินเวิร์ด

$$\tilde{v}(t) = (V_g - V_o) \cos \omega_0 t - \tilde{i}(0) Z_0 \sin \omega_0 t \quad (1.1)$$

จาก $I = \frac{V}{Z_0}$

$$\tilde{i}(t) = \frac{(V_g - V_o)}{Z_0} \sin \omega_0 t - \tilde{i}(0) \cos \omega_0 t \quad (1.2)$$

จากกราฟ $V(t_1) = -V_o$, กำหนดให้ $\theta_1 = \omega_0(t_1 - t_0)$

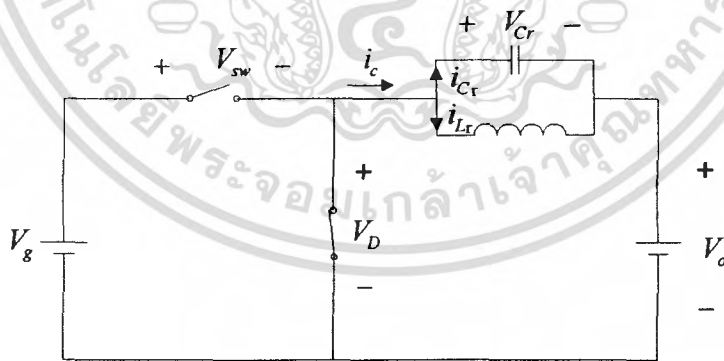
$$-V_o = (V_g - V_o) \cos \theta_1 - \tilde{i}(0) Z_0 \sin \theta_1 \quad (1.3)$$

จาก $M = \frac{V_o}{V_g}$ นำ (1.3) มาหารด้วย V_g แล้วทำการจัดรูปจะได้

$$M + (1 - M) \cos \theta_1 - \frac{\tilde{i}(0) Z_0}{V_g} \sin \theta_1 = 0 \quad (1.4)$$

Interval 2 ($t_1 < t < t_2$)

ต่อเนื่องมาจากช่วงเวลาแรกที่ $V_{sw} = V_g$ จึงทำให้ไดโอดทำงาน จากรูปที่ 1.2 จะเห็นว่า $V_{Cr} = -V_o$ และจากการเกิดรีโซแนนซ์ในช่วงเวลาแรก กระแสในตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ยังคงรักษาคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำโดยคายประจุออกมาเป็นแบบเชิงเส้นจนกระทั่ง $i_{Lr} = 0$



รูปที่ (2.17) วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ Interval 2

จากวงจร

$$\begin{aligned}\tilde{i}(t) &= i_L \\ &= \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} V_L(t) dt + i(t_1) \\ &= \frac{V_L}{L} (t_2 - t_1) + i(t_1)\end{aligned}$$

จากวงจร $V_L = V_c = -V_0$

$$\tilde{i}(t) = \frac{-V_0}{L} (t_2 - t_1) + \tilde{i}(t_1) \quad (1.5)$$

จุดสิ้นสุดของช่วงเวลาที่สอง

$$\tilde{i}(t_2) = 0$$

$$\frac{-V_0}{L_0} (t_2 - t_1) + i(t_1) = 0$$

$$(t_2 - t_1) = i(t_1) \frac{L_0}{V_0}$$

นำ ω_0 คูณทั้งสองสมการ

$$\omega_0 (t_2 - t_1) = \frac{\omega_0 L_0}{V_0} i(t_1)$$

$$\theta_2 = \frac{Z_0}{V_0} \tilde{i}(t_1)$$

(1.6)

นำ (2) แทนใน (6)

$$\theta_2 = \frac{Z_0}{V_0} \left[\frac{(V_g - V_0)}{Z_0} \sin \omega_0 t_1 - \tilde{i} \cos \omega_0 t_1 \right]$$

$$V_0 \theta_2 = (V_g - V_0) \sin \omega_0 t_1 - \tilde{i}(0) Z_0 \cos \omega_0 t_1$$

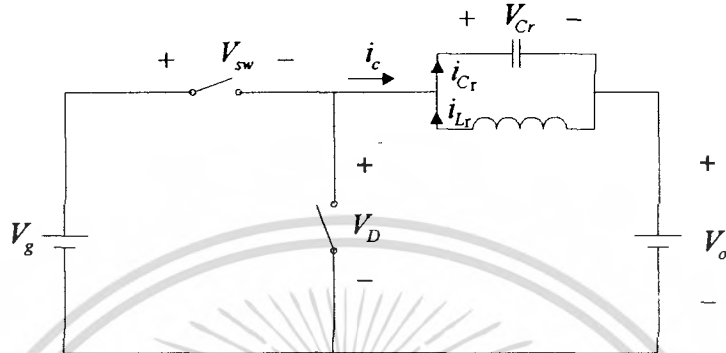
จาก $M = \frac{V_0}{V_g}$

$$M \theta_2 = (1 - M) \sin \theta_1 + \frac{\tilde{i}(0)}{V_g} Z_0 \cos \theta_1$$

(1.7)

Interval 3 ($t_2 < t < t_3$)

ในช่วงเวลานี้ได้เกิดการเรโซแนนซ์ขึ้น โดยเริ่มที่ $i_L = 0$ และกระแสในคัพเหนี่ยวนำไหลกลับทิศทาง จึงทำให้ไดโอดไม่ทำงานและทำให้เกิดการคายประจุที่ตัวเก็บประจุ(C)จนกระทั่ง $V_C = V_g - V_o$ และในเวลาเดียวกันนี้ V_{sw} จะลดลงจนกระทั่ง $V_{sw} = 0$



รูปที่ (2.18) วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ Interval 3

KCL

$$i_c = i_{cr} + i_{Lr}$$

$$i_c = 0 \rightarrow$$

$$i_{cr} = -i_{Lr}$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = - \left[\frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} V_L(t) dt + i(t_2) \right]$$

$$t_2 = 0$$

ทำการแปลงลาปลาซ

$$C(SV(s) - V(t_2)) = - \frac{1}{LS} V(s)$$

$$SV(s) + \frac{1}{LCS} V(s) = V(t_2)$$

จาก $V(t_2) = -V_o$

$$V(s) \left[CS + \frac{1}{LS} \right] = -V_o$$

$$V(s) = \frac{s}{s} \cdot \frac{-V_o}{s + \frac{1}{LCS}}$$

$$V(s) = -V_o \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right]$$

ทำการแปลงลาปลาซอินเวิร์ด

$$\tilde{v}(t) = -V_0 \cos \omega_0 (t_3 - t_2) \quad (1.8)$$

จุดสุดท้ายของช่วงเวลาที่สาม
จากสมการ (1.8)

$$V(t_3) = V_g - V_0$$

$$V_g - V_0 = -V_0 \cos \omega_0 (t_3 - t_2)$$

$$V_g - V_0 = -V_0 \cos \theta_3 \quad (1.9)$$

นำ V_g หาคลอด

$$1 - M = -M \cos \theta_3$$

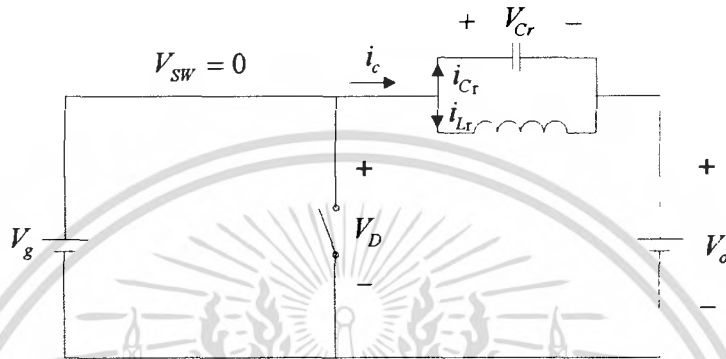
$$\cos \theta_3 = \frac{M - 1}{M}$$

(1.10)



Interval 4 ($t_3 < t < t_4$)

เริ่มที่ Switch turn off และเนื่องมาจากช่วงเวลาที่ผ่านมาที่ $V_{sw} = 0$ และ $V_{Cr} = V_g - V_o$ ทำให้ $V_{sw} = 0$ เช่นเดิม จากรูปจะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์คือกระแสเดียวกันกับกระแสที่เกิดขึ้นภายในตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ ($i_L = i_{sw}$) โดย i_L จะไหลกลับทิศทางกับช่วงเวลาที่ผ่านมา และเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นจนกระทั่งถึงจุด ๆ หนึ่ง



รูปที่ (2.19) วงจรสมมูลของ ZVS-QSW ที่ Interval 4

KVL

$$-V_L + V_g + V_o = 0$$

$$V_L = V_g - V_o$$

$$L \frac{di}{dt} = V_g - V_o$$

ทำการแปลงลาปลาซ

$$L(SI(s) - i(t_3)) = V_g - V_o$$

$$I(s) = \frac{V_g - V_o}{L} i(t_3)$$

แปลงลาปลาซอินเวิร์ด

$$i(t) = i(t_3) \frac{1}{L_0} (V_g - V_o) (t_s - t_3) \quad (1.11)$$

จุดสุดท้ายช่วงเวลาที่สี่ ก็คือจุดเริ่มต้นของช่วงเวลาที่หนึ่ง $i(t_s) = i(0)$

เอาสมการ (1.9) แทนใน $i(t_3)$ ของสมการ (1.11)

$$\begin{aligned}
 i(0) &= \frac{-V_0}{Z_0} \sin \omega_0(t_3 - t_2) + \frac{1}{L_0}(V_g - V_0)(t_s - t_3) \frac{\omega_0}{\omega_0} \\
 &= \frac{-V_0}{Z_0} \sin \theta_3 + \frac{1}{\omega_0 L_0}(V_g - V_0)\theta_4
 \end{aligned}$$

นำ $\frac{V_g}{V_g}$ คูณทั้งสมการ

$$i(0) = \frac{V_g}{V_g} \cdot \frac{V_0}{Z_0} \sin \theta_3 + \frac{V_g}{V_g} \cdot \frac{1}{\omega_0 L_0}(V_g - V_0)\theta_4$$

$$i(0) = \frac{V_g}{Z_0} [\theta_4(1 - M) - M \sin \theta_3]$$

(1.12)



บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบวงจร

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเกี่ยวข้องกับการออกแบบคำนวณค่าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ และข้อมูลในการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

3.2 การออกแบบสร้างวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์

กำหนดแรงดันอินพุต 20V – 25V

แรงดันเอาต์พุต 15V

โหลด 5Ω – 15Ω

ความถี่สวิตช์ต่ำสุด 100 kHz

$$M_{\max} = \frac{V_o}{V_{in,\min}}$$

$$M_{\min} = \frac{V_o}{V_{in,\max}}$$

เมื่อ M คือ คิวดีไซเคิล
 V_{in} คือ แรงดันด้านเข้าของวงจร
 V_{out} คือ แรงดันด้านออกของวงจร

ช่วงกระแสเอาต์พุต

$$I_{o,max} = \frac{V_o}{R_{L,min}} \quad (3.1)$$

$$I_{o,min} = \frac{V_o}{R_{L,max}} \quad (3.2)$$

เมื่อ R_L คือ โหลด

แทนค่า $V_o = 15V, R_{L,min} = 5\Omega, R_{L,max} = 15\Omega$ ลงในสมการที่ (3.1) และ (3.2)

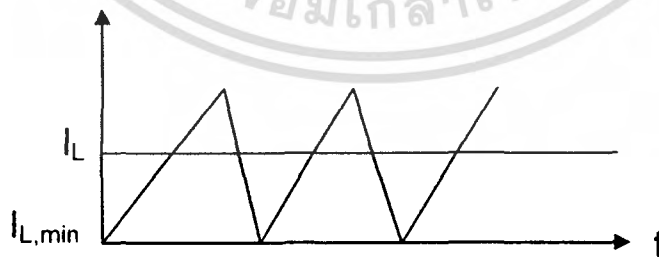
$$I_{o,max} = \frac{15}{5} = 3A$$

$$I_{o,min} = \frac{15}{15} = 1A$$

3.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำ เส้นแรงแม่เหล็กในแกนเหล็กจะขึ้นอยู่กับกระแสไหลคด เมื่อกระแสไหลคดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้น ก็อาจมีผลทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวได้และเมื่อแกนแม่เหล็กอิ่มตัว ก็จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำในแกนแม่เหล็กมีค่าลดลง ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ จำเป็นที่จะต้องมีการระบุค่ากระแสไหลคดสูงสุด เพื่อสามารถทำการออกแบบเลือกแกนแม่เหล็กที่จะไม่เกิดการอิ่มตัวได้ และด้วยสาเหตุดังกล่าวทำให้ ในกรณีที่กระแสไหลคดมีค่าสูงๆ ขนาดของแกนแม่เหล็กก็จะมีขนาดใหญ่มากขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ (3.1) กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่สำหรับแกนเฟอร์ไรต์

(ก) คำนวณหาค่าเหนี่ยวนำ

จากสมการที่(2.14) คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ

$$L_{\min} = \frac{(1 - M_{\min}) R_{L \max}}{2f}$$

$$= \frac{(1 - 0.6) 15}{2(100 \times 10^3)}$$

$$L_{\min} = 30 \mu H$$

เพื่อความมั่นใจได้ว่าวงจรทำงานในโหมด(CCM) จึงจึงเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำให้มากกว่า30μH ดังนั้นจึงเลือกค่า 55μH

(ข) คำนวณหาค่าพื้นที่ (A_p)

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำL สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่อิ่มตัวแม้ในขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้กัน วิธีกำหนดขนาดของแกน ด้วยค่าผลคูณของพื้นที่ (Area Product , A_p) ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน (Window Area , A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่(3.3)

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}} \quad (3.3)$$

เมื่อ	A_p	คือ	ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกนกับพื้นที่บรรจุคลวด
	A_c	คือ	พื้นที่ตัดขวางของแกน
	A_w	คือ	พื้นที่ที่ใช้บรรจุคลวด
	E	คือ	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
	k_w	คือ	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุคลวด
	k_c	คือ	อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอส(RMS) ของตัวเหนี่ยวนำ
	J	คือ	ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
	B_{\max}	คือ	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่(3.4)

$$E = \frac{1}{2}LI_{L,\max}^2 \quad (3.4)$$

เมื่อ

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

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร

$$I_L = I_o = 3A$$

$$\Delta I_L = 10\%I_L$$

$$= 0.1(3)$$

$$= 0.3$$

ดังนั้นจะได้

$$I_{L,\max} = 3 + \frac{0.3}{2} = 3.15A$$

แทนค่า $I_{L,\max} = 3.15A, L = 55\mu H$ ลงในสมการที่ (3.4) จะได้ว่า

$$E = \frac{1}{2}(55 \times 10^{-6})(3.15)^2 J$$

$$= 0.27mJ$$

เนื่องจากนิยาม Crest factor: k_c จะได้ว่า

$$k_c = \frac{I_m}{I}$$

เมื่อ I_m คือ กระแสสูงสุด

I คือ ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแส

แทนค่า $I_m = 3, I = 2.121$ ลงในสมการข้างต้นจะได้

$$k_c = 1.4142$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้ 29 ใช้

แทนค่า $E = 0.27mJ, kw = 0.6, k_c = 1.4142, J = 3 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{max} = 0.2$ ลงในสมการที่(3.3)

$$A_p = A_c A_w = \frac{2(0.27 \times 10^{-3})}{(0.6)(1.4142)(3 \times 10^6)(0.2)}$$

$$= 1.0606 \times 10^{-9}$$

$$= 1061 \times 10^{-12}$$

$$= 1061 \text{ mm}^4$$

จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE25/20

(ค) คำนวณหาจำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้ลวดทองแดง โดยจำนวนรอบของลวดทองแดง คำนวณได้จากสมการที่ (3.5)

$$N = \frac{L I_{L \max}}{A_c B_{\max}} \quad (3.5)$$

แทนค่า $I_{L \max} = 3.15A, L = 55 \mu H, A_c = 41 \text{ mm}^2, B = 0.2$ ลงในสมการที่(3.5)

$$N = \frac{(55 \times 10^{-6})(3.15)}{(41 \text{ mm}^2)(0.2)}$$

$$= 21.128 \sim 22 \text{ รอบ}$$

(ง) ขนาดของขดลวดทองแดง

$$a = \frac{I}{J} \quad (3.6)$$

เมื่อ a คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง

J คือ ความหนาแน่นกระแสในลวดทองแดง

แทนค่า $I = 3A, J = 3 \times 10^6 A/m^2$ ลงในสมการที่ (3.6)

$$a = \frac{3}{3 \times 10^6 A/m^2}$$

$$a = 1mm^2$$

โดยลวดทองแดงที่ใช้พื้น คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG26 ($a_{20} = 0.519 mm^2$ $\varnothing 0.8128 mm$)

จำนวน 2 เส้น

(จ) ช่องอากาศ

ระยะความกว้างของช่องอากาศ (Air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามที่ต้องการสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.7)

$$I_s = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L} \quad (3.7)$$

แทนค่า $N = 22, A_c = 41mm^2, L = 55\mu H$ ลงในสมการที่ (3.7)

$$L_s = \frac{4\pi \times 10^{-7} (22)^2 (41mm^2)}{55 \times 10^{-6}}$$

$$= 4.531 mm$$

การออกแบบตัวเก็บประจุ

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าพิจารณาจากสมการค่ารีปเปิลของแรงดันเอาต์พุต สมการที่(2.19) จะได้สมการที่ใช้คำนวณหาค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุดังนี้

จาก
$$\Delta V_o = \frac{(1 - D_{\min}) V_o}{8 L C f_s^2}$$

$$C = \frac{V_o (1 - D_{\min})}{\Delta V_o 8 L f_s^2} \quad (3.8)$$

แทนค่า $\Delta V_o = 0.5\% V_o, D_{\min} = 0.2, L = 55 \mu H, f_s = 100 kHz$ ลงในสมการที่(3.16)

$$C = \frac{V_o (1 - 0.6)(100)}{0.5 V_o (8)(55 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)^2}$$
$$= 18.18 \mu F$$

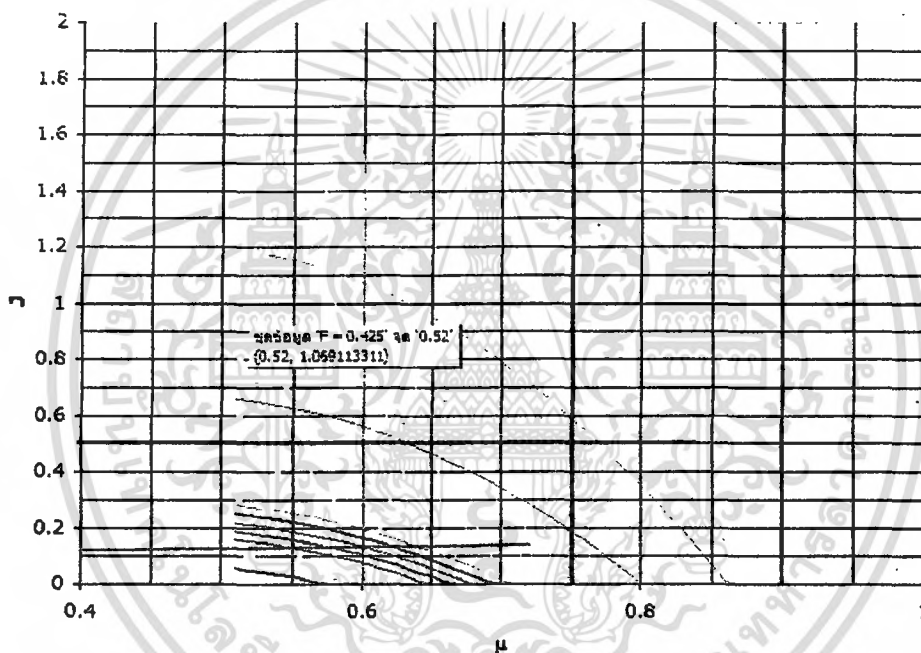
เนื่องจากในวงจร ไม่ต้องการให้แรงดันไฟฟ้าค่านอกมีค่ารีปเปิลมากเกินไปเกินค่าที่กำหนด จึงเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุให้มากกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือก $C = 640 \mu F$

3.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์และตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์
จากคุณสมบัติในการออกแบบที่กำหนด

$$M_{\min} = 0.6 \quad \text{และ} \quad M_{\max} = 0.75$$

(ก) คำนวณหาค่าเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ จะใช้กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง μ กับ J (ดูภาคผนวก ฉ) มาช่วยในการคำนวณ โดยลากเส้น M_{\min} และ M_{\max} ลงในกราฟระหว่าง μ กับ J



รูปที่ (3.2) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง μ กับ J

เงื่อนไขในการวิเคราะห์

$$J = \frac{I_o}{I_{base}}$$

$$I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_o}$$

จะได้ว่า

$$J = \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \tag{3.9}$$

เมื่อ Z_o คือ ค่าความต้านทานอิมพีแดนซ์
 J คือ กระแสไฟฟ้าในรูป per unit

ที่สภาวะความถี่ต่ำสุด ($f_{s,min}$)

$$J_{max} = \frac{I_{o,max} \cdot Z_o}{V_{in,min}} \tag{3.10}$$

เลือก $f_{n,min} = 0.425$ จะได้ $J_{max} = 0.5$

แทนค่า $J_{max} = 0.5$ ลงในสมการที่ (3.11) เพื่อหา Z_o

$$Z_o = \frac{J_{max} \cdot V_{in,min}}{I_{o,max}} \tag{3.11}$$

$$= \frac{(0.5)(20)}{3}$$

$$Z_o = 3.333$$

จาก

$$f_n = \frac{f_{s,min}}{f_r} \tag{3.12}$$

เมื่อ f_n คือ อัตราส่วนระหว่างความถี่สวิตช์กับความถี่เรโซแนนท์
 f_r คือ ความถี่เรโซแนนท์

แทนค่า $f_{n,\min} = 0.425, f_{s,\min} = 100\text{kHz}$ ลงในสมการที่ (3.12)

$$f_r = \frac{f_{s,\min}}{f_{n,\min}}$$

$$= \frac{100}{0.425}$$

$$f_r = 235.294\text{kHz}$$

ที่สภาวะความถี่สูงสุด ($f_{s,\max}$)

$$J_{\min} = \frac{I_{o,\min} Z_o}{V_{in,\max}} \quad (3.13)$$

แทนค่า $I_{o,\min} = 1\text{A}, V_{in,\max} = 25\text{V}, Z_o = 3.333$ ลงในสมการที่ (3.13)

$$J_{\min} = \frac{(1)(3.333)}{25}$$

$$J_{\min} = 0.133$$

จากกราฟที่ $J_{\min} = 0.133$ จะได้ $f_{n,\max} = 0.8$

จากสมการที่ (3.12) สามารถหา $f_{s,\max}$ ได้จากแทนค่า $f_{n,\max} = 0.8, f_r = 235.294\text{kHz}$ ลงในสมการที่ (3.14)

$$f_{s,\max} = f_{n,\max} \cdot f_r \quad (3.14)$$

$$= (0.8)(235.294\text{kHz})$$

$$= 188.235\text{kHz}$$

ช่วงความถี่ที่ทำให้เกิดซีโร โวลต์เทจสวิตช์ (ZVS) จะอยู่ในช่วง $f_{s,\min}$ ถึง $f_{s,\max}$ คือ 100kHz -
 188.235kHz

เมื่อเราทราบความถี่เรโซแนนท์ (f_r) เราสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (L_r) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) ได้จากสมการที่ (3.15) และ (3.16) ตามลำดับ

$$L_r = \frac{Z_o}{2\pi f_r} \quad (3.15)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_o} \quad (3.16)$$

แทนค่า $Z_o = 3.333$, $f_r = 235.294\text{kHz}$ ลงในสมการที่ (3.15) และ (3.16) ตามลำดับ

$$L_r = \frac{3.33}{2\pi(235.294\text{kHz})}$$

$$L_r = 2.25\mu\text{H}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi(235.294\text{kHz})(3.33)}$$

$$C_r = 0.203\mu\text{f}$$

ค่าความเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ $2.25\mu\text{H}$ และค่าตัวเก็บประจุเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ $0.2\mu\text{f}$

(ข) คำนวณหาค่าพื้นที่ (A_p)

พลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่(3.4)

$$E = \frac{1}{2} LI_{L,\max}^2$$

เมื่อ

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

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร

$$I_L = I_o = 3A$$

$$\Delta I_L = 10\% I_L$$

$$= 0.1(3)$$

$$= 0.3$$

ดังนั้นจะได้

$$I_{L,\max} = 3 + \frac{0.3}{2} = 3.15A$$

แทนค่า $I_{L,\max} = 3.15A, L = 2.25\mu H$ ลงในสมการที่ (3.4) จะได้ว่า

$$E = \frac{1}{2}(2.25 \times 10^{-6})(3.15)^2 J$$

$$E = 11.163 \times 10^{-6} J$$

แทนค่า $E = 19.85 \times 10^{-6} J, kw = 0.6, k_c = 1.4142, J = 3 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{\max} = 0.2$ ลงในสมการที่(3.3)

$$A_p = A_c A_w = \frac{2(11.163 \times 10^{-6})}{(0.6)(1.4142)(3 \times 10^6)(0.2)}$$

$$= 43.85 \times 10^{-12}$$

$$= 43.85 \text{ mm}^4$$

จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 13/13B $A_c = 24.9\text{mm}^2, A_w = 26.6\text{mm}^2$ ซึ่งค่าผลคูณระหว่าง A_c กับ A_w มากกว่าค่าคำนวณได้ แสดงว่าสามารถใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบนี้ได้

(ค) คำนวณหาจำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้ลวดทองแดง โดยจำนวนรอบของลวดทองแดง คำนวณได้จากสมการที่ (3.5)

$$N = \frac{LI_{L_{\max}}}{A_c B_{\max}}$$

แทนค่า $I_{L_{\max}} = 3.15 A, L = 2.25 \mu H, A_c = 24.9 mm^2, B = 0.2$ ลงในสมการที่(3.5)

$$N = \frac{(2.25 \times 10^{-6})(3.15)}{(24.9 mm^2)(0.2)}$$

$$N = 2.5 \approx 3 \text{ รอบ}$$

(ง) ขนาดของขดลวดทองแดง

แทนค่า $I = 3 A, J = 3 \times 10^6 A/m^2$ ลงในสมการที่ (3.6)

$$a = \frac{3}{3 \times 10^6 A/m^2}$$

$$a = 1 \text{ mm}^2$$

โดยลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG25 ($a_{25} = 0.162 \text{ mm}^2 \quad \phi 0.4547 \text{ mm}$)
จำนวน 8 เส้น

(จ) ช่องอากาศ

ระยะความกว้างของช่องอากาศ(Air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามที่ต้องการสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.7)

แทนค่า $N = 3, A_c = 24.9 mm^2, L = 2.25 \mu H$ ลงในสมการที่ (3.7)

$$L_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} (3)^2 (24.9 mm^2)}{2.25 \times 10^{-6}}$$

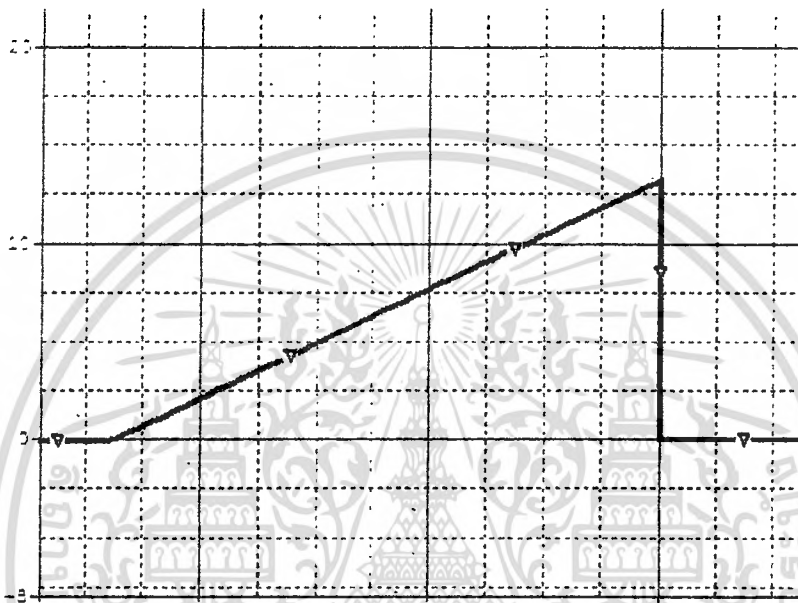
$$L_g = 1.1 mm$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้

3.2.3 การเลือกอุปกรณ์สวิทช์และไดโอดกำลัง

การเลือกอุปกรณ์สวิทช์และไดโอดพิจารณาจากพิกัดแรงดันและกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์นั้น ซึ่งค่าแรงดันครั้น-ชอร์สสูงสุดของมอสเฟตกำลังค่าแรงดันย้อนกลับของไดโอดกำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตสูงสุด คือ 25V

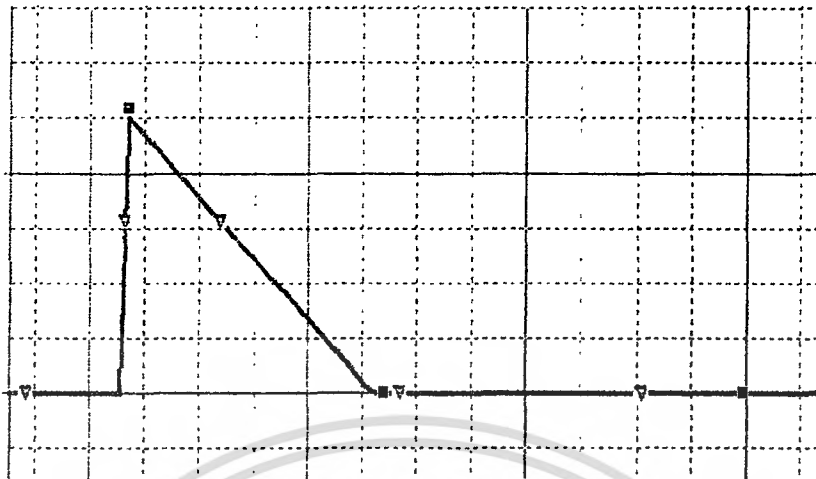
การเลือกใช้มอสเฟตจะเลือกจากการจำลองและอ่านค่าสูงสุดได้ 13.15 A



รูปที่ (3.3) กราฟแสดงกระแสสูงสุดที่ไหลมอสเฟต

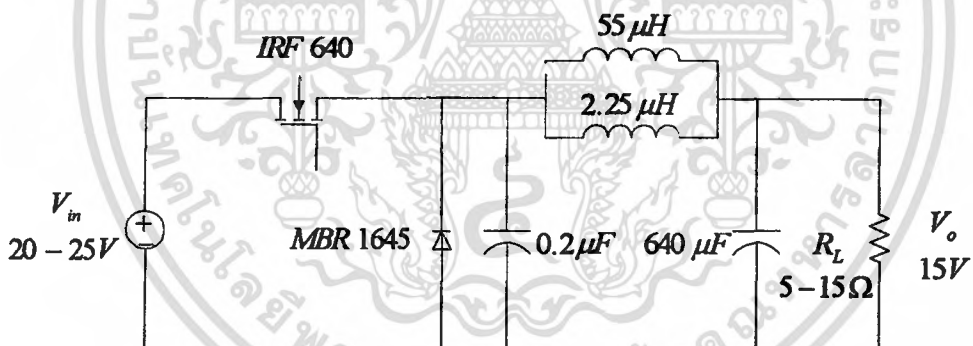
เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF 640 สามารถทนพิกัดแรงดันครั้น - ชอร์ส สูงสุด 200 โวลท์และกระแส
เดรนเฉลี่ย 18A

การเลือกไดโอดจะเลือกโดยการจำลองและอ่านค่าสูงสุดได้ 12.692 A



รูปที่ (3.4) กราฟแสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด

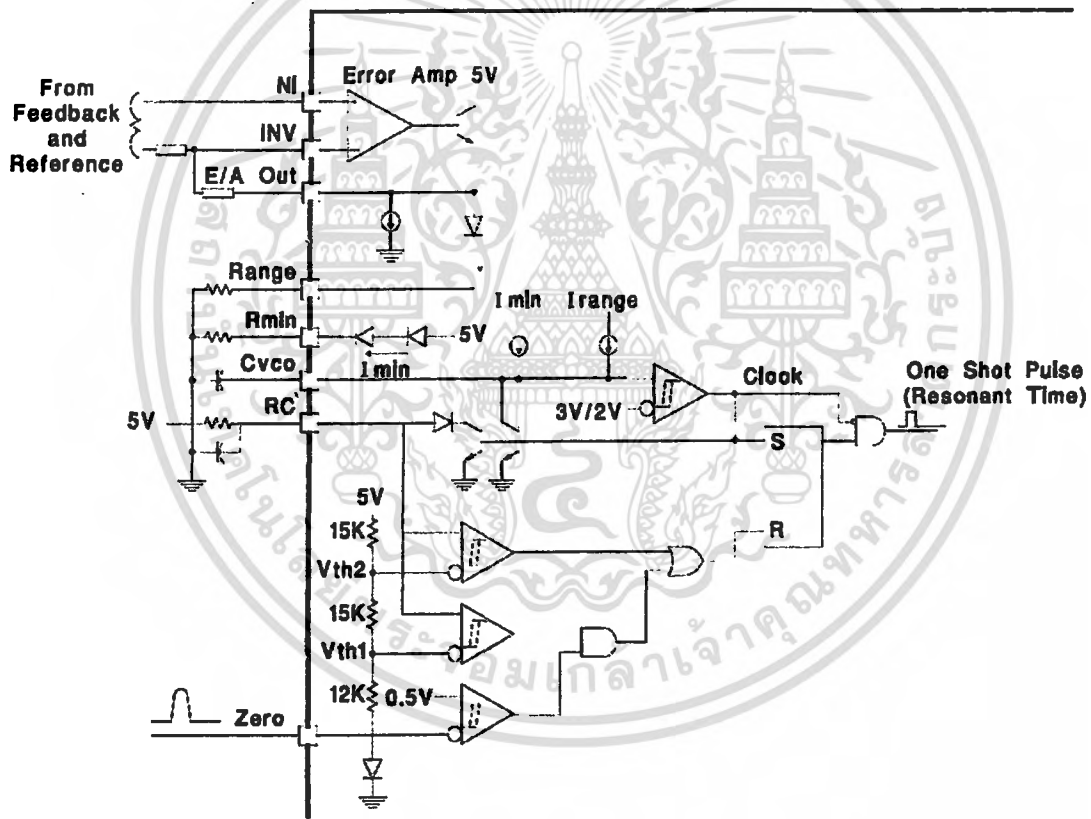
เลือกไดโอดกำลังชนิดซอดดี้ก็เบอร์ MBR 1645 สามารถทนพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45 โวลท์ และทนกระแสไบอัสไปหน้าเฉลี่ยสูงสุด 16 A



รูปที่ (3.5) วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี ZVS-QSW

3.2.4 ออกแบบการควบคุมแบบแรงดัน

เนื่องจากการควบคุมในโหมดแรงดัน(voltage Mode Control) ต้องป้อนกลับ V_o ไปยัง วงจรขยายความผิดพลาด และต้องมีตัวเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งในไอซี UC 3864 PWM ถูก ออกแบบให้มีอุปกรณ์เหล่านั้นอยู่แล้ว สามารถนำมาออกแบบใช้กับการควบคุมแรงดันของ วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ โดยจะต้องหาค่า $R_T, C_T, R_{min}, R_{range}, C_{vco}$ ที่เหมาะสมที่จะทำให้ ไอซีผลิตสัญญาณที่ดับปลิวเอมที่มีความถี่ตามต้องการออกไปควบคุมสวิตช์ เพื่อรักษาระดับ แรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อไป โดยสมการที่ใช้คำนวณหาค่า R_T (ต่อที่ขา 9 ของไอซี), C_T (ต่อที่ ขา 9 ของไอซี) แสดงในสมการที่ (3.19) R_{range} (ต่อที่ขา 6 ของไอซี) R_{min} (ต่อที่ขา 7 ของไอซี) และ C_{vco} (ต่อที่ขา 8 ของไอซี) แสดงในสมการที่ (3.21)และ (3.23) วงจรภายในไอซี UC 3864 PWM แสดงในรูปที่ (3.6)



รูปที่(3.6) วงจรภายในไอซี UC 3864

$$T_{\max} = R_T \cdot C_T \quad (3.17)$$

$$T_{\min} = 0.3T_{\max} \quad (3.18)$$

เมื่อ	R_T	คือ	ความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา
	C_T	คือ	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา
	T_{\max}	คือ	ช่วงเวลามากที่สุดที่วงจรเปิด
	T_{\min}	คือ	ช่วงเวลาน้อยที่สุดที่วงจรเปิด

$$T_{\max} = 4.1 \mu\text{s}$$

เลือกตัวเก็บประจุขนาด 360 pF
จากสมการที่ (3.17)

$$R_T = \frac{T_{\max}}{C_T} = \frac{4.1 \times 10^{-6}}{360 \times 10^{-12}}$$

$$R_T = 11.4 \text{ k}\Omega$$

เลือกใช้ $R_T = 9.5 \text{ k}\Omega$
จากสมการที่ (3.18) จะได้

$$T_{\min} = 0.3(4.1 \times 10^{-6})$$

$$T_{\min} = 1.23 \mu\text{s}$$

3.2.5 การออกแบบ Voltage Control Output

$$F_{vco,min} = \frac{3.6}{R_{min} C_{vco}} \quad (3.19)$$

$$F_{vco,max} = \frac{3.6}{\left(\frac{R_{min} \cdot R_{range}}{R_{min} + R_{range}} \right) \cdot C_{vco}} \quad (3.20)$$

กำหนดให้

$$R_{min} = 100k\Omega$$

$$F_{vco} = 100kHz$$

จากสมการที่ (3.19) จะได้

$$C_{vco} = \frac{3.6}{R_{min} \cdot F_{vco}}$$

แทนค่า R_{min}, F_{vco}

$$C_{vco} = \frac{3.6}{(100k\Omega)(100k\Omega)}$$

$$C_{vco} = 360pF$$

จากสมการที่ (3.20)

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

$$\frac{R_{min} \cdot R_{range}}{R_{min} + R_{range}} = \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}}$$

$$R_{min} \cdot R_{range} = \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}} \cdot R_{min} + \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}} \cdot R_{max}$$

$$R_{range} = \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}} + \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}} \cdot \frac{R_{range}}{R_{min}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ 43 ใช้

$$R_{range} - R_{range} \left[\frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco} \cdot R_{min}} \right] = \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco}}$$

$$R_{range} = \frac{3.6}{\left[1 - \frac{3.6}{F_{vco,max} \cdot C_{vco} \cdot R_{min}} \right]} \quad (3.21)$$

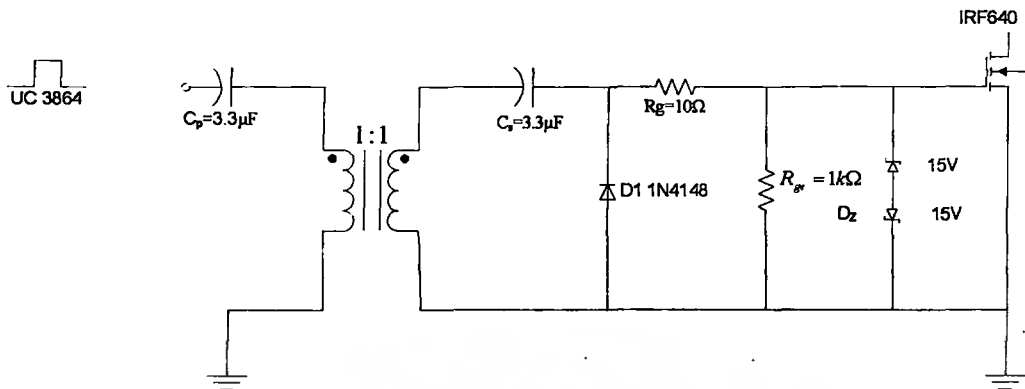
จากการ Simulate ทำให้ทราบค่า $F_{vco,max} = 188.3kHz$ แทนค่าลงในสมการที่ (3.21)

$$R_{range} = \frac{3.6}{1 - \frac{3.6}{(188.3kHz)(360pF)(100k\Omega)}}$$

$$R_{range} = 113.250k\Omega$$

เลือกใช้ $R_{range} = 68k\Omega$

3.2.6 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจร ZVS-QSW



รูปที่ (3.7) วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจร ZVS-QSW

ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจร ZVS-QSW จำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ (3.7) การออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้างี้ดังกล่าวสามารถใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ($A_c = 23.3 \text{ mm}^2$ $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$ $A_p = 1204.61 \text{ mm}^4$) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่ (3.22)

$$N_p = \frac{V_{pri, pk} M_{max}}{A_c B_{max} f_s} \quad (3.22)$$

เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{pri, pk}$ คือ แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ $V_{pri, pk} = 15 \text{ V}$ $M_{max} = 0.25$ และ $B_{max} = 0.2 \text{ T}$ จะได้ $N_p = 9$ รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_s) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ $N_s = N_p = 9$ รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AGW28 ($a_{28} = 0.08046 \text{ mm}^2$ $\phi_{28} = 0.366 \text{ mm}$)

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสคี่ซีโพลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขั้วเกิดของมอสเฟตกำลัง(แรงดันเอาต์พุตของ UC3864) เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_p น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ C_p ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า คำนวณได้จากสมการที่ (3.23)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (3.23)$$

เมื่อ C_p คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_p

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s ไดโอดเรียงกระแส D_1 ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (Clamping circuit) ชนิดที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวเวลาของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของเวลาของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการที่ (3.24)

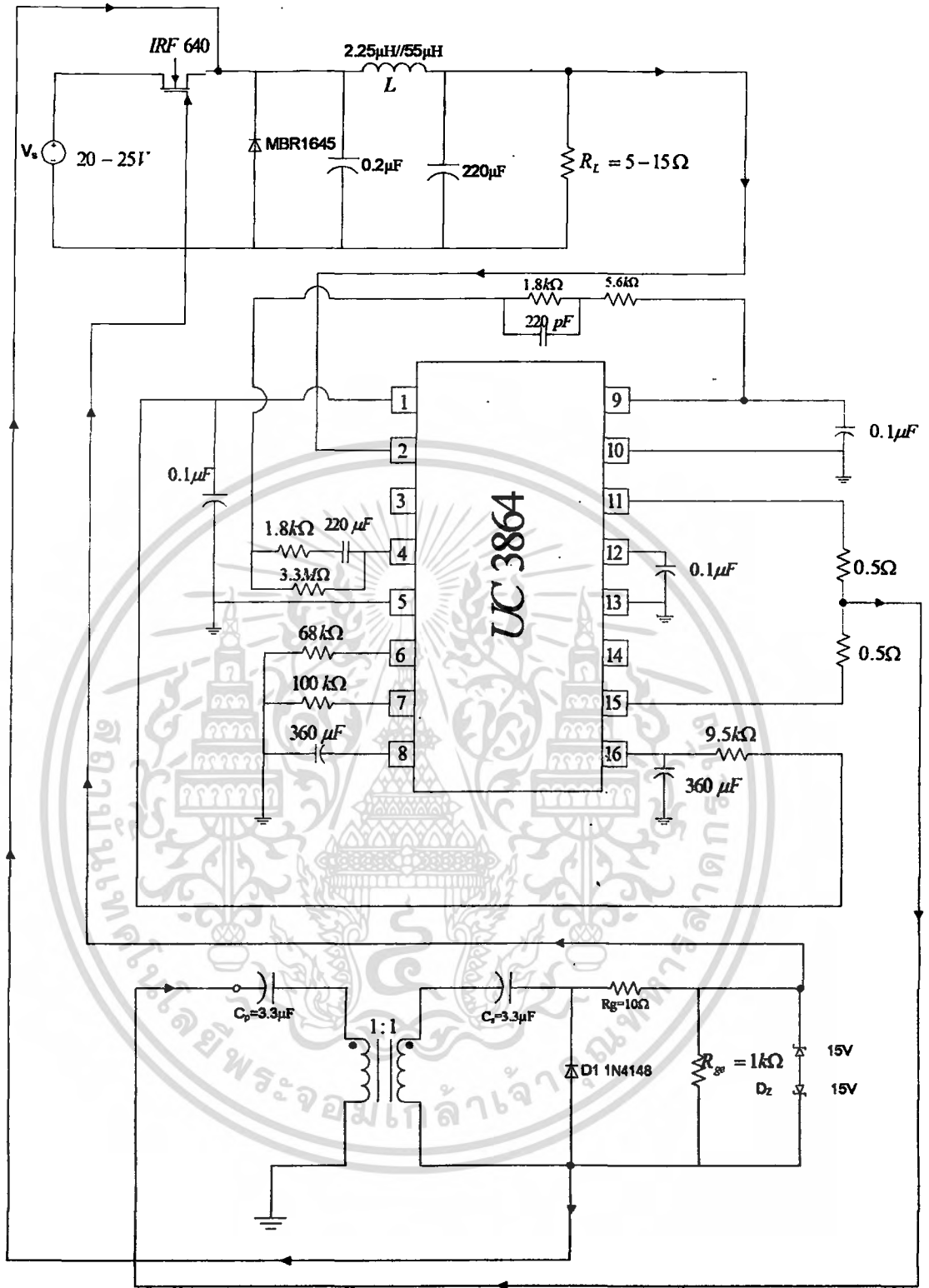
$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (3.24)$$

เมื่อ C_s คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s
 R_g คือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g
 R_{gs} คือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}

ตัวต้านทาน R_g ค่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตพาราสิติก (parasitic oscillate) ที่ค่าความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกด - ซอร์ส และตัวเหนี่ยวนำปรสิตที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลาขึ้น (rise time) ของแรงดันเกด - ซอร์ส เลือก $R_g = 10 \Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลาขึ้นของแรงดันเกด - ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตซ์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ค่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซีเนอร์ไดโอด D_z ค่อแบบฮาโนคร่วมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปค์ (spike) ที่คคกร่อมเกด - ซอร์สไม่ให้เกินพิกัดแรงดันเกด - ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

เมื่อนำทั้งสามส่วนของวงจร คือ ส่วนวงจรกำลัง วงจรควบคุม และวงจรขับเคลื่อนมาประกอบเข้าด้วยกันจะได้วงจรรวมทั้งหมด ดังรูปที่(3.8)





รูปที่(3.8) วงจรแปลงพลังงานดันคี่-คี่แบบ ZVS-QSW ควบคุมแบบแรงดันโดย UC 3864

บทที่ 4

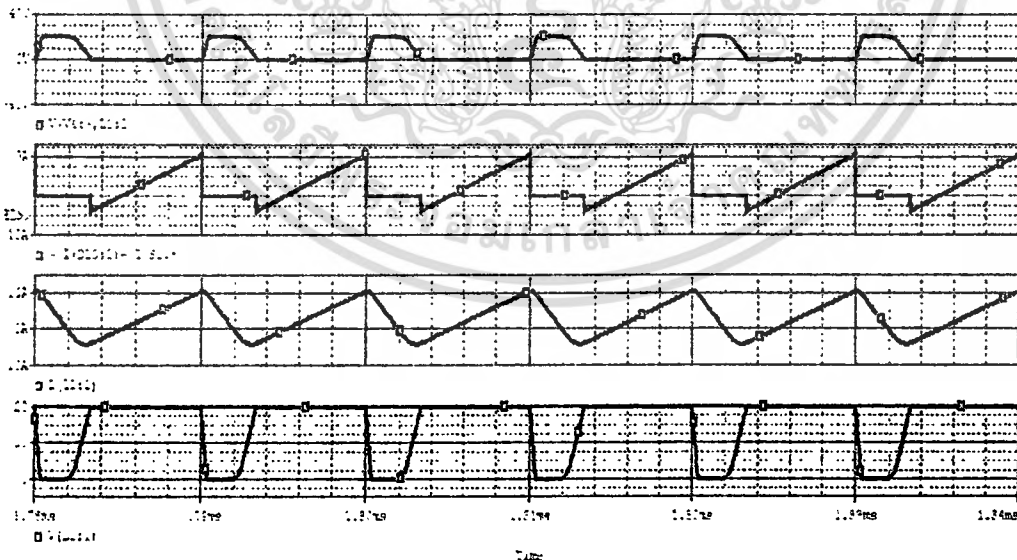
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

วงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์กลางที่ได้ ออกแบบไว้ในบทที่ผ่านมา ได้ถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองว่าผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีหรือไม่ ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้

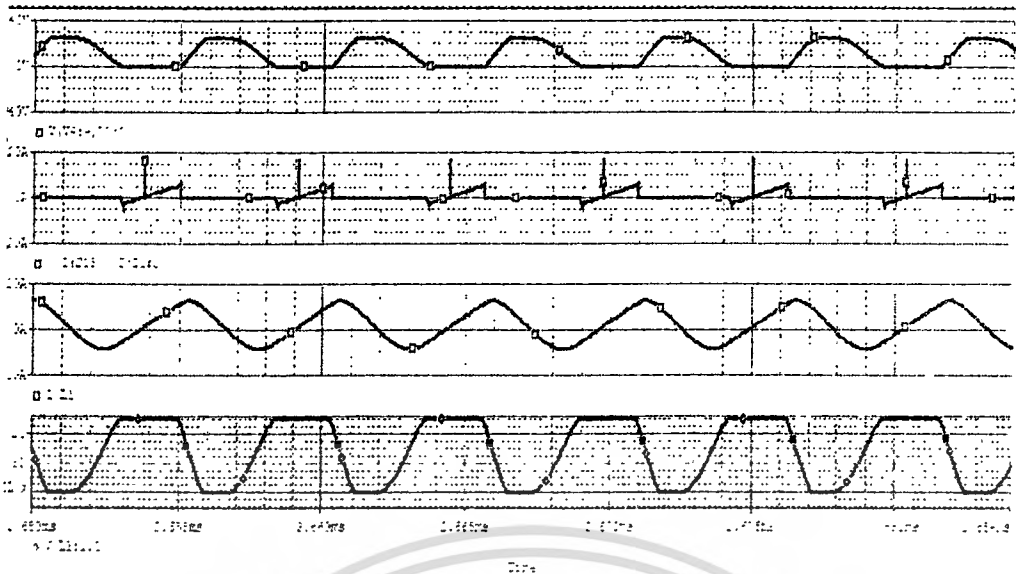
4.2 การจำลองวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์

ในการจำลองวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์กลางในรูปที่ 4.1 จะพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{SW}) ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (I_{SW}) ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเรโซแนนซ์ (I_{LR}) ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (V_D) ที่กรณีความถี่ควบคุมต่ำสุด $f_{con,min} = 100kHz$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{O,max} = 3A$, $V_{s,min} = 20V$ และที่กรณีความถี่ควบคุมสูงสุด $f_{con,max} = 188.24kHz$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{O,min} = 1A$, $V_{s,max} = 25V$ แสดงดังรูปที่ 4.1



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ (4.1) ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจร

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{SW})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (I_{SW})

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

เรโซแนนซ์ (I_{LR})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (V_D)

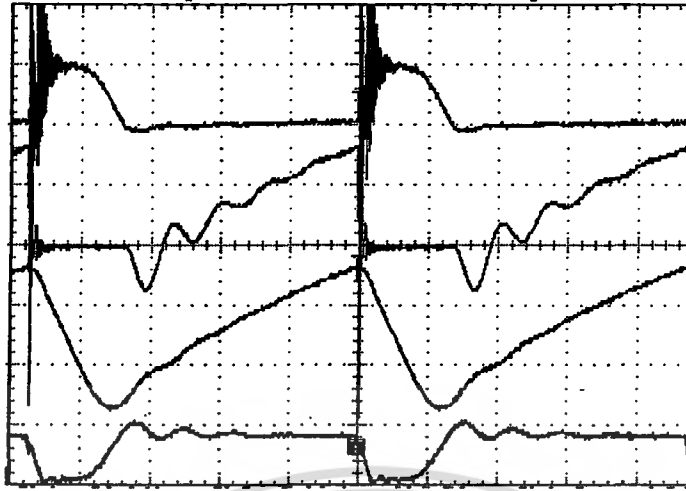
(ก) กรณี f_{conmin} , I_{Omax} และ V_{smin}

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

จากผลที่ได้จากการจำลองจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต V_{SW} ลดลงถึงศูนย์ในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า และก่อนสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า นั่นก็คือวงจรจะไม่เกิดการสูญเสียในขณะสวิตช์

4.3 การทดสอบการเกิดเรโซแนนซ์ของวงจรแบบ Closed-Loop

เพื่อเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่เกิดขึ้นกับวงจร โดยพิจารณา ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{SW}) ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (I_{SW}) ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า เรโซแนนซ์ (I_{LR}) ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (V_D) ที่กรณีความถี่ความถี่ต่ำสุด f_{conmin} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omax} = 3A$ และ $V_{s,min} = 20V$ และกรณีความถี่ความถี่สูงสุด f_{conmax} เกิดขึ้นเมื่อ $I_{Omin} = 1A$ และ $V_{s,max} = 25V$ ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ต่อไปนี้



(ก)



(ข)

รูปที่ (4.2) ผลจากการทดลองสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจรที่กรณี Closed-loop

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{SW})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟต (I_{SW})

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า
เรโซแนนซ์ (I_{LR})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม ไดโอด (V_D)

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

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

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่เกิดขึ้นในวงจรจริงกับที่เกิดจากการจำลอง

V_s (V)	I_o (A)	ความถี่ความถี่ (f_{con}) (kHz)	
		จากการคำนวณ	จากการทดลอง
20	1	100	83.5
22.5	2	144.12	123.1
25	3	188.24	165.5

จากตารางจะเห็นว่าค่าความถี่ความถี่ที่ได้จากการทดลองจะมีค่าความถี่น้อยกว่าที่คำนวณได้ เนื่องจากในวงจรมีค่าความต้านทานแฝงเกิดขึ้นและค่าผิดพลาดจากอุปกรณ์ต่าง ๆ ทำให้ค่าไม่ได้ตามที่ต้องการ จึงต้องลดความถี่ลงเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตได้ตามที่ต้องการ โดยความถี่สูงสุดได้จากการคำนวณของสมการที่ 3.14

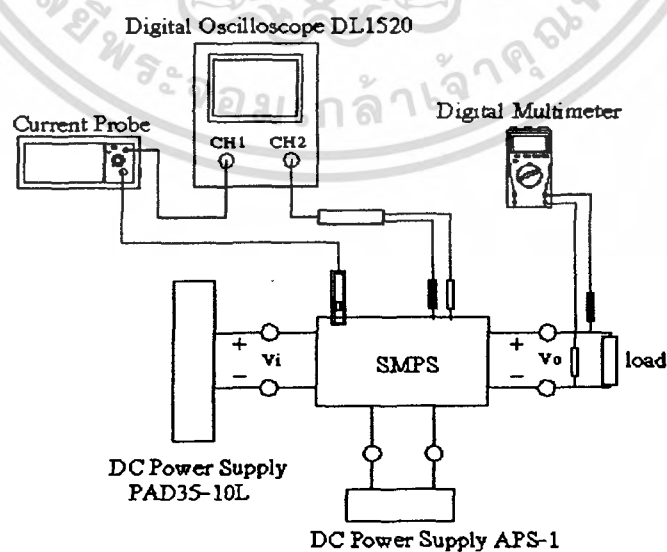
4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ Closed-loop

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.3
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1A-3A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง

แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4



รูปที่ (4.3) การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ผลการทดลอง

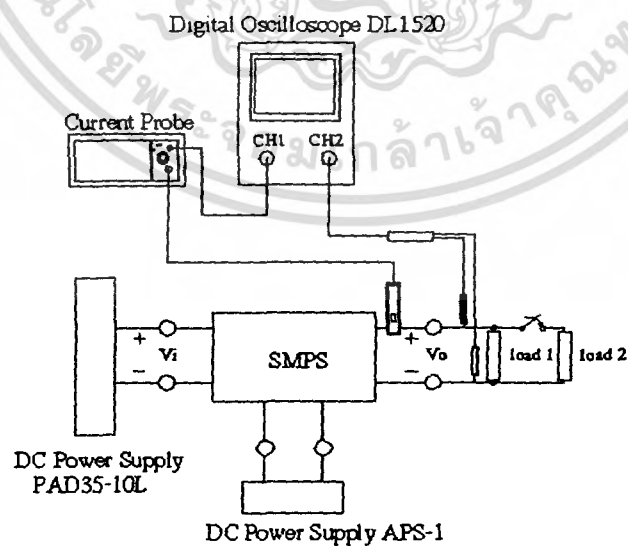
ตารางที่ 4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ Close-loop

I_o (A)	V_o (V)	
	$V_{s,min} = 20V$	$V_{s,max} = 25V$
1	14.92	14.92
2	14.91	14.86
3	14.91	14.83

4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

วิธีการทดลอง

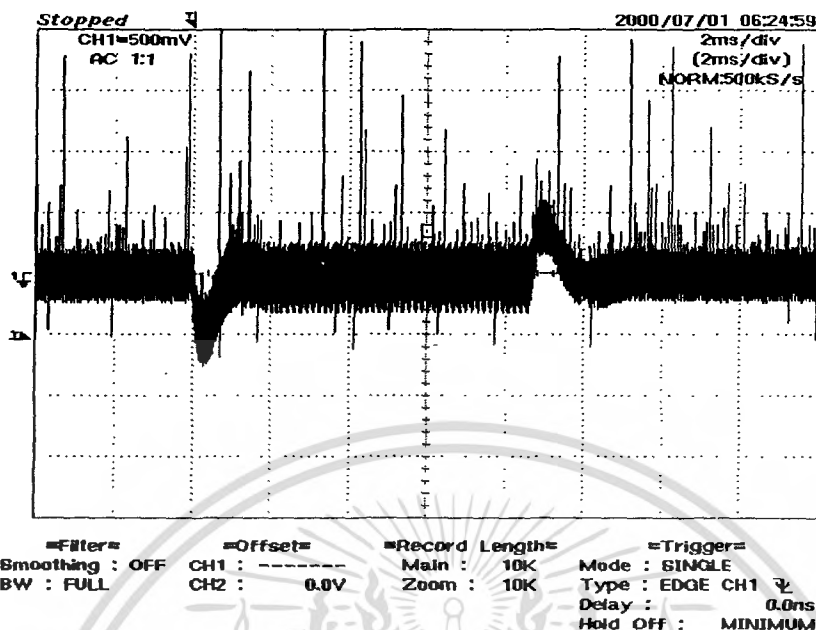
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.4
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4



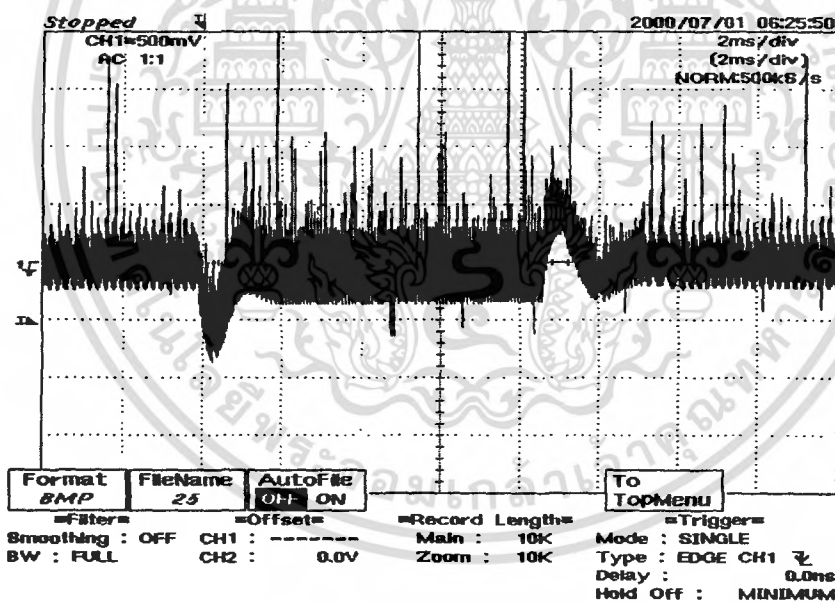
รูปที่ (4.4) การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้

ผลการทดลอง



รูปที่ (4.5) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 20V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A



รูปที่ (4.6) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 25V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A ไปเป็น 1A

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุปผล

5.1 สรุปผลการทดลอง

ในปฏิยานุพันธ์เล่มนี้ได้แสดงถึงทฤษฎีการออกแบบและผลที่ได้จากการจำลอง และผลการทดลองของวงจรซึ่งมีความใกล้เคียงกัน จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า วงจรสามารถรักษาระดับแรงดันได้ตามที่ต้องการและที่ขณะสวิตช์ก็ไม่เกิดการสูญเสียขึ้นเนื่องจากการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ จากสแต็ปโหลด ทำให้ทราบว่า ระบบสามารถรักษาระดับแรงดันไว้ได้ ภายใน 3ms ข้อดีของวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ จากการเปรียบเทียบกับ ZVS-QR จะมีข้อดีกว่าที่มีแรงดันตกคร่อมสวิตช์น้อยกว่าหรือไม่เกินระดับแรงดันอินพุต

5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

จากการที่ได้ทดสอบวงจรควอซีสแควร์เวฟเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ผ่านมานั้น จะเห็นได้ถึงปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับวงจร ที่ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ

1. ค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_R และตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_R ทำให้มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ส่งผลให้เกิดพลังงานไฟฟ้าสูญเสียได้
2. ปัญหาจากมีสัญญาณรบกวนจากภายนอกหรือเกิดจากวงจรที่ออกแบบได้ไม่ดีนัก ทำให้วงจรทำงานผิดเพี้ยนไปเนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูง
3. ค่าผิดพลาดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในวงจร ไม่ได้ค่าตามที่ต้องการ
4. ความถี่ที่ได้จากการทดลองและการคำนวณเกิดการคลาดเคลื่อนเล็กน้อยเนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองไม่สามารถหาได้ตามการคำนวณจึงทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนดังกล่าว แต่ผลการทดลองที่ได้ สามารถรักษาระดับแรงดันได้ตามต้องการ
5. เกิดรีปเปิ้ลมากเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีค่ามาก และได้ทำการแก้ไขโดยใช้ตัวเก็บประจุของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่ามากเพื่อลดรีปเปิ้ล

เอกสารอ้างอิง

- [1] R.W.Erickson , D.Maksimovic , Fundamental of power electronic.2nd Edition,Massachusetts,Kluwer Academic Publishers,2001.
- [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] ว่าที่ร้อยตรี กรชัย รัตนบุรี ; กิตติพงษ์ คอกบัว ”การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจร DC-DC คอนเวอร์เตอร์” ปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมศาสตรระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2548.
- [5]รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน , วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์, อเล็กทรอนิกส์กำลัง , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2547.
- [6] ทีมงานสมาร์ทเลิร์นนิ่ง , “ การออกแบบลายวงจรพิมพ์ด้วย Protel DXP ” , ห้างหุ้นส่วนสามัญ สมาร์ทเลิร์นนิ่ง , 2549.

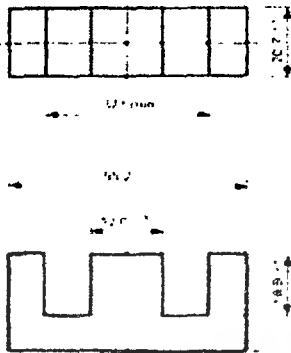


ภาคผนวก ก

ตารางแกนเฟอไรต์



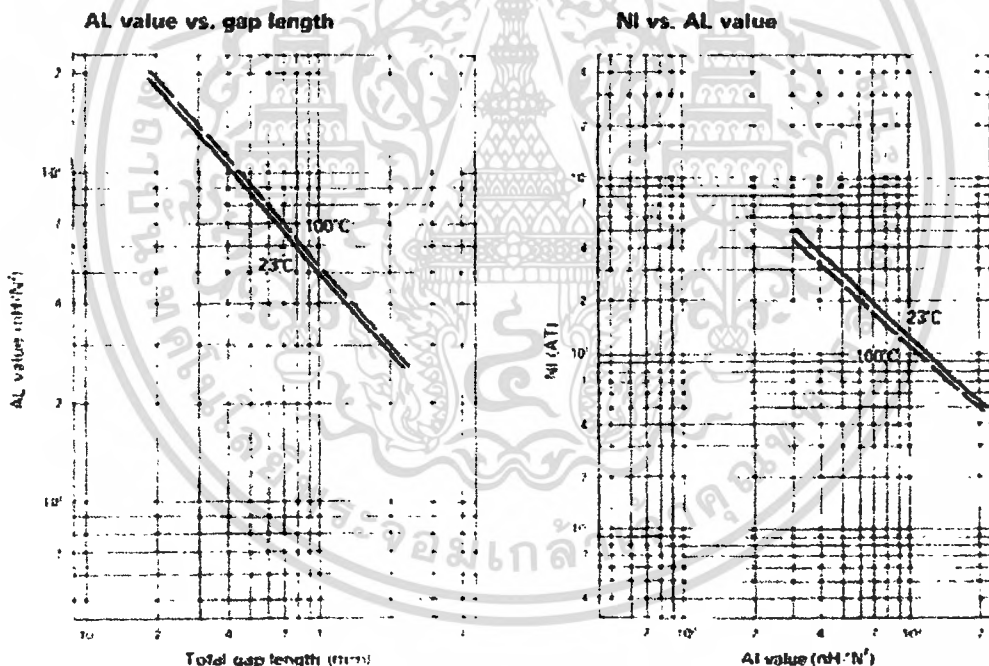
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Magnetic Parameter

Core constant	C_c	0.34989 mm ³
Effective magnetic path length	l_e	124 mm
Effective cross-sectional area	A_e	493 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_{cmin}	352 mm ²
Winding area of core	A_w	44 mm ²
Approx. Weight		219 g/pair

Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (W/kg) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ± 75% (5,025–8,375)	1,880	0	21.9



23°C	AL	= 489.8 × G ^{1.5} (nH/N ²)
	G	= 2449.5 × AL ^{0.67} (mm)
100°C	AL	= 507.1 × G ^{1.5} (nH/N ²)
	G	= 1852.3 × AL ^{0.67} (mm)

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

รูปที่ ก.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

EE CORES

Name 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 _v (mm)	A _v (mm ²)	L _v (mm)	V _v (mm ³)						
EE12.6/13	2405.7	17.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	-
EE13/13B	11934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47
EE16/14K	18652	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	47.6	3.20	48
EE19/16K	17168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49
EE19/16Z	17715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	-
EE22/20	19594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	107	13.8	-
EE25/19A	12387	39.8	49.7	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	-
EE25/19Z	11970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50
EE25/20	11561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	-
EE30/26K	052756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51
EE30/30	11538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52
EE34/28A	085153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	-
EE40/34B	054369	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53
EE40/34K	060782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54
EE40/35A	052569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	-
EE40/44	066917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	-
EE42/42-15W	054243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55
EE42/42-20W	041512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56
EE43/34	047780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	-
EE47/39A	038524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	-
EE50/42K	042677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57
EE55/55A	034989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58
EE56/47A	031597	339	107	36400	352	329	B	292	186	-
EE60/76	049137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	-

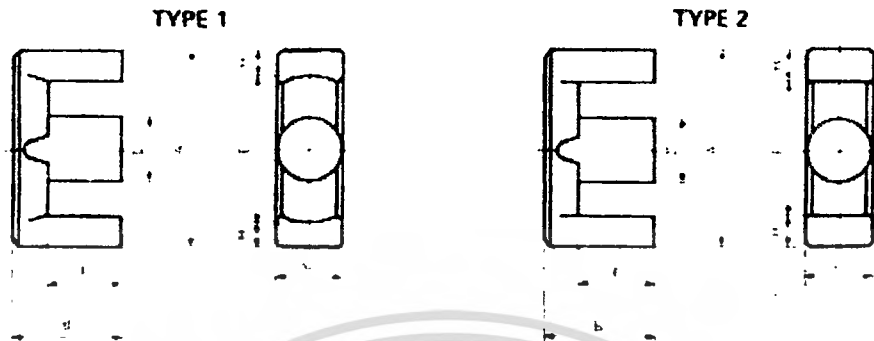
Note: Minimum cross sectional area B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

Summary

EER CORES

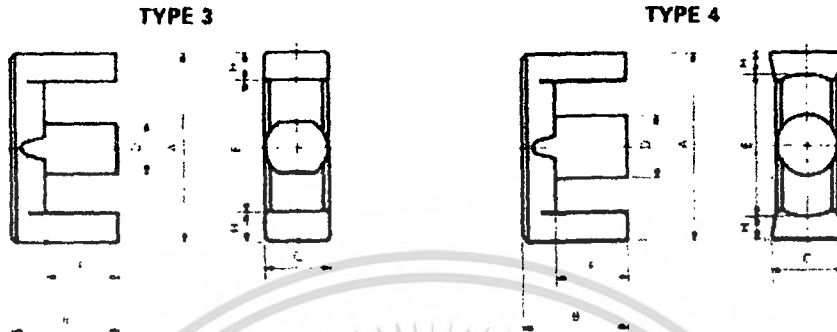


Shape code	Type	Dimensions (mm)				E _{min}	F	H _{nom.}	General standard
		A	B	C	D				
EER03/05	1	9.3±0.20	7.30±0.16	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	7.45±0.16	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER18/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	2	26.2±0.40	16.3±0.20	7.20±0.30	7.20±0.30	19.6	12.8±0.20	3.10	
EER28/20	3	28.0±0.40	10.1±0.25	11.9±0.30	8.50±0.20	20.4	6.6±0.20	3.60	
EER28/34	1	28.6±0.50	16.9±0.25	11.4±0.30	9.90±0.20	21.2	12.6±0.30	3.40	
EER29/30	3	29.3±0.40	14.6±0.25	11.9±0.30	8.30±0.20	21.0	11.0±0.20	3.60	
EER28/32	1	29.8±0.50	15.8±0.20	9.50±0.30	9.50±0.30	22.0	11.0±0.30	3.55	ETD2*
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	4.10	
EER33/33	3	33.0±0.30	16.7±0.35	13.0±0.20	10.5±0.20	23.4	12.0±0.20	4.65	
EER34/35	1	34.2±0.80	17.3±0.20	10.8±0.30	10.8±0.30	25.6	12.1±0.20	3.95	ETD3*
EER35/41	1	35.0±0.50	20.7±0.30	11.3±0.25	11.3±0.25	25.6	14.7±0.30	4.43	JIS
EER38/44	1	37.5±0.50	22.0±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	26.5	15.5±0.20	5.25	
EER38/40	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	ETD3*
EER38/45	1	39.0±0.40	22.7±0.20	12.8±0.25	12.8±0.25	28.6	17.1±0.20	5.00	JIS
EER40/45	1	40.0±0.70	22.4±0.30	13.3±0.30	13.3±0.30	28.8	15.4±0.30	5.25	JIS
EER42/42	1	42.0±0.50	21.2±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	30.8	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	ETD4*
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	20.8±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	38.1	18.1±0.40	5.85	ETD4
EER49/82	1	49.0±0.50	31.2±0.30	17.2±0.25	17.2±0.25	36.4	22.7±0.20	6.00	JIS
EER53/37	1	53.5±1.00	18.3±0.20	17.9±0.40	17.9±0.40	39.8	11.1±0.30	6.43	
EER55/57	4	55.0±0.50	28.4±0.40	24.7±0.40	20.6±0.30	41.7	19.0±0.30	6.40	
EER80/65	2	80.0±0.80	32.5±0.40	20.0±0.50	24.0±0.50	58.2	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_e (mm ²)	l_e (mm)	V_e (mm ³)		B	C				
EER09/05	1.7278	7.96	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	-	-
EER11/05	1.7353	11.0	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	-	-
EER19/24	1.8764	28.1	52.8	1450	24.6	24.6	C	74.8	8.20	-	-
EER26/33	1.6395	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	-	-
EER28/20	0.58524	86.3	50.5	4360	87.7	85.7	LB	81.2	21.9	-	-
EER28/34	0.88800	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	-	-
EER29/30	0.80887	85.9	69.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	-	-
EER29/37	0.92777	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29	-
EER30/26	0.47976	120	57.4	6860	113	113	C	70.8	35.3	-	-
EER33/33	0.63188	121	76.3	8210	120	120	C	168	45.8	-	-
EER34/35	0.81454	97.0	78.0	7670	91.6	91.6	C	188	38.0	30	-
EER35/41	0.81729	110	80.1	8930	100	100	C	218	52.7	31	41
EER38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	-	-
EER39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	267	57.1	32	-
EER39/45	0.75038	136	102	13900	129	129	C	277	69.7	33	41, 42
EER40/45	0.63353	183	87.2	14900	139	139	C	249	76.9	34	-
EER42/42	0.52664	183	95.3	17800	181	178	B	242	82.5	35	-
EER42/43	0.57274	173	89.0	17100	170	165	B	281	87.7	36	-
EER42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	189	C	219	95.0	-	-
EER42/49	0.46880	233	109	25400	235	231	B	282	129	-	-
EER44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37	-
EER45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	-	-
EER48/41	0.39186	254	89.5	25300	254	261	B	287	126	38	-
EER49/49	0.53874	231	114	24300	211	211	C	373	128	39	-
EER49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40	-
EER53/37	0.35468	265	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
ไม่ว่ากรณีใดๆ 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resonant-Mode Power Supply Controllers

FEATURES

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

DESCRIPTION

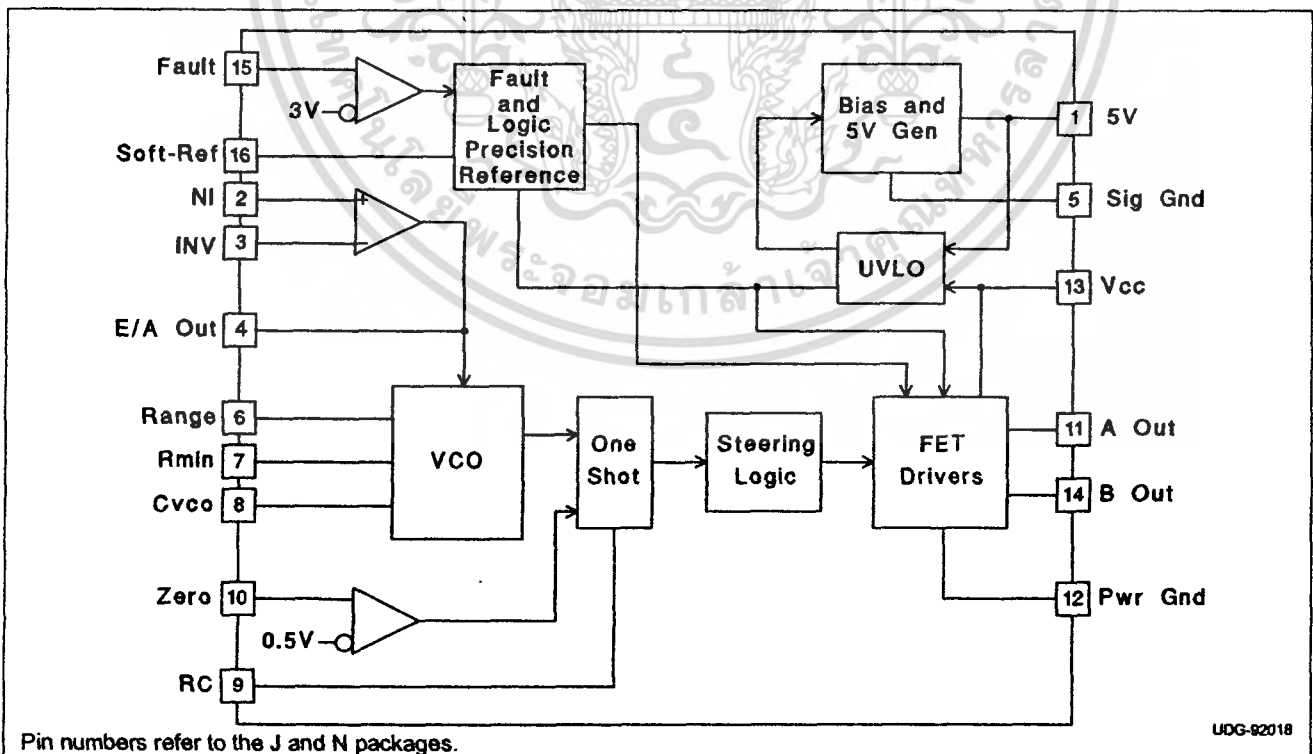
The UC1861-1868 family of ICs is optimized for the control of Zero Current Switched and Zero Voltage Switched quasi-resonant converters. Differences between members of this device family result from the various combinations of UVLO thresholds and output options. Additionally, the one-shot pulse steering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

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

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

Device	1861	1862	1863	1864	1865	1866	1867	1868
UVLO	16.5/10.5	16.5/10.5	8/7	8/7	16.5/10.5	16.5/10.5	8/7	8/7
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



SLUS289A - OCTOBER 1998 - REVISED FEBRUARY 2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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, restart

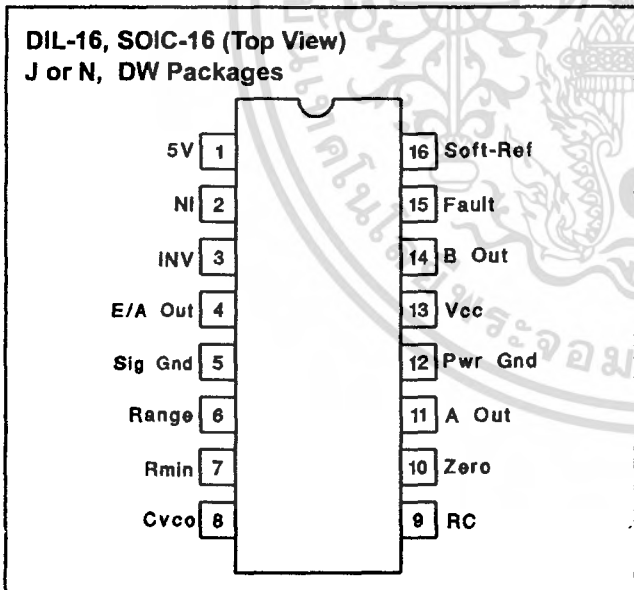
delay, and the internal system reference.

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.

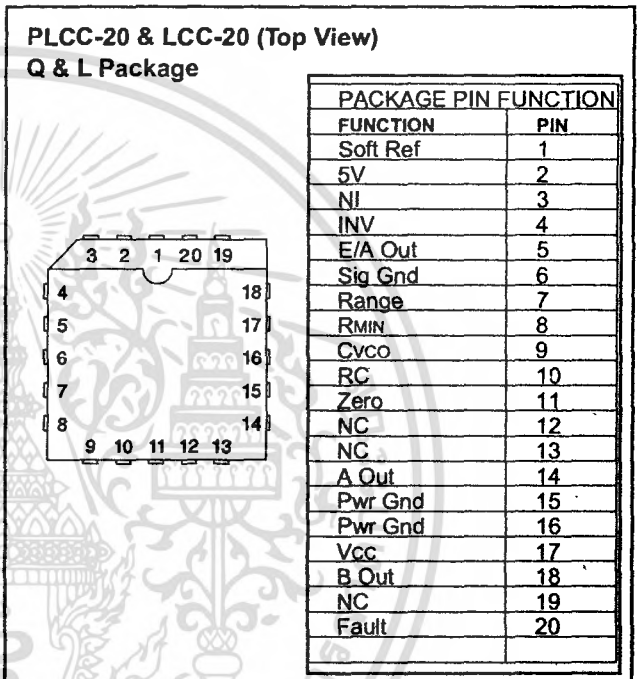
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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



CONNECTION DIAGRAMS



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

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

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, $\text{V}_{\text{CC}}=12\text{V}$, $\text{C}_{\text{vco}}=1\text{nF}$, $\text{Range}=7.15\text{k}$, $\text{R}_{\text{MIN}}=86.6\text{k}$, $\text{C}=200\text{pF}$, $\text{R}=4.02\text{k}$, and $\text{C}_{\text{sr}}=0.1\mu\text{F}$. $\text{T}_\text{A}=\text{T}_\text{J}$.

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

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

Note 2: Pulse measurement techniques are used to insure that $\text{T}_\text{J} = \text{T}_\text{A}$.

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

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

Note 5: $\text{V}_\text{i} = 0$ to 4V $\text{t}_\text{r}(\text{V}_\text{i}) = 10\text{ns}$ $\text{t}_{\text{pd}} = \text{t}(\text{V}_\text{o} = 6\text{V}) - \text{t}(\text{V}_\text{i} = 3\text{V})$

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 300μA, the 5V generator will be off, and the outputs will be actively held low.

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

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

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

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

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

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

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

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

APPLICATION INFORMATION

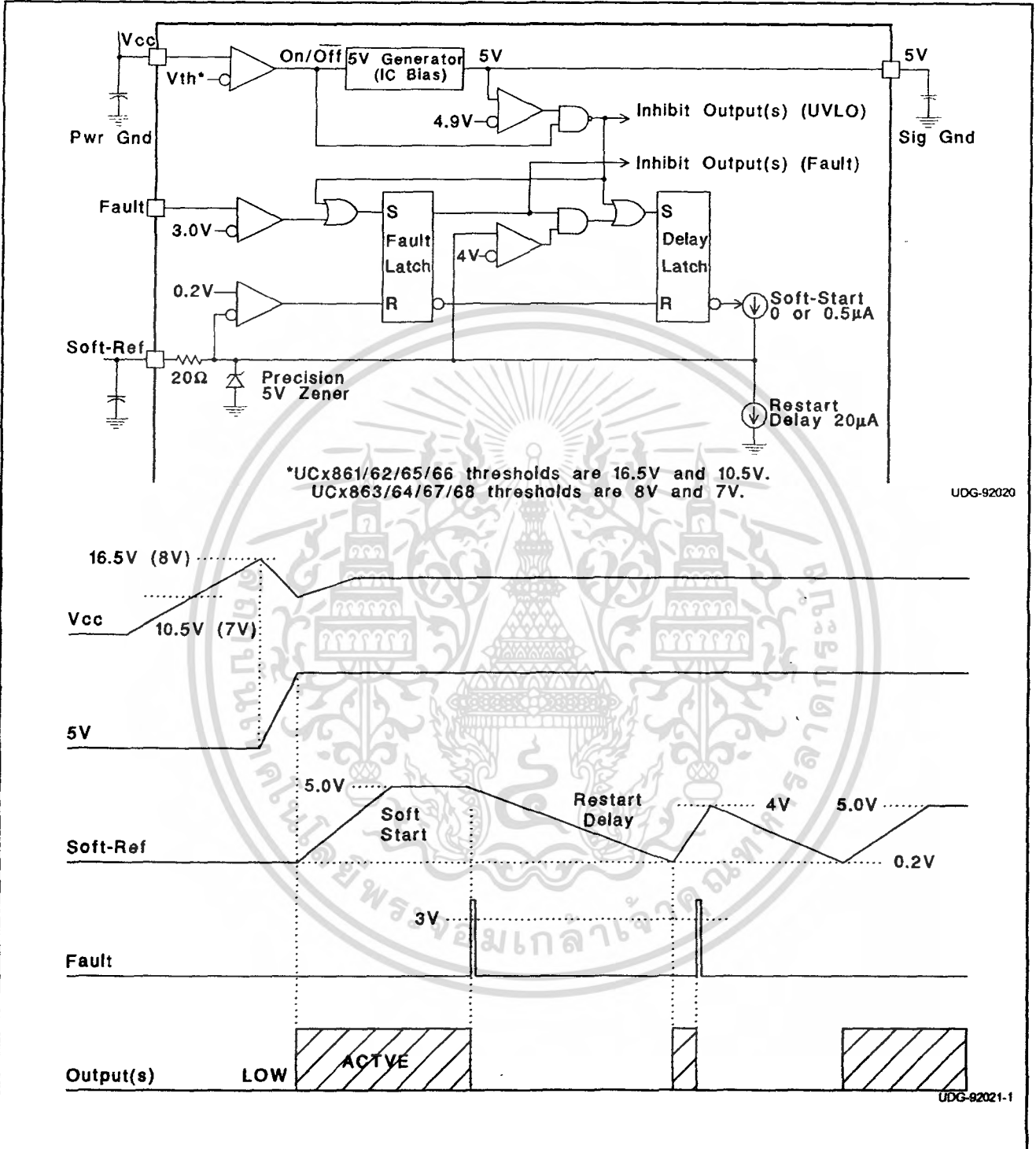
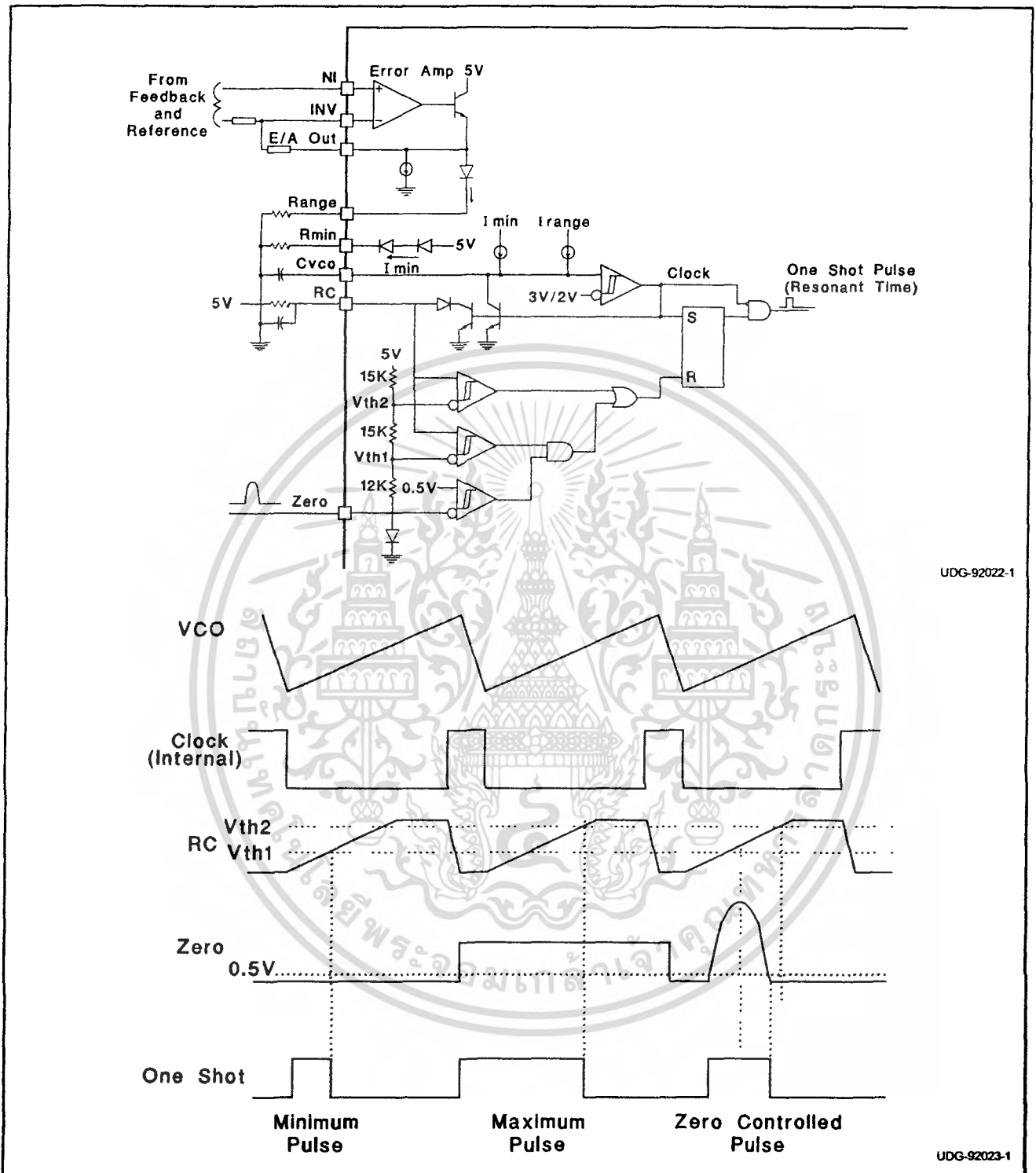


Figure 1. UVLO, 5V, fault and soft-ref.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UDG-92022-1

UDG-92023-1

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

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:

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

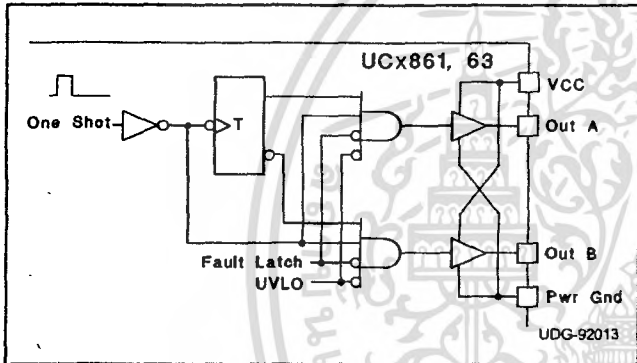
The Error Amplifier directly controls the oscillator frequency. E/A output low corresponds to minimum frequency and output high corresponds to maximum frequency. At the end of each oscillator cycle, the RC pin is discharged to one diode drop above ground. At the beginning of the oscillator cycle, V(RC) 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:

$$Tp_{w(min)} \cong 0.3 R C.$$

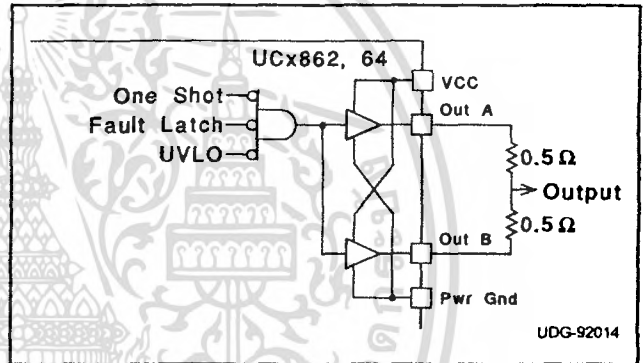
The maximum pulse width is approximately given by:

$$Tp_{w(max)} \cong 1.2 R C.$$

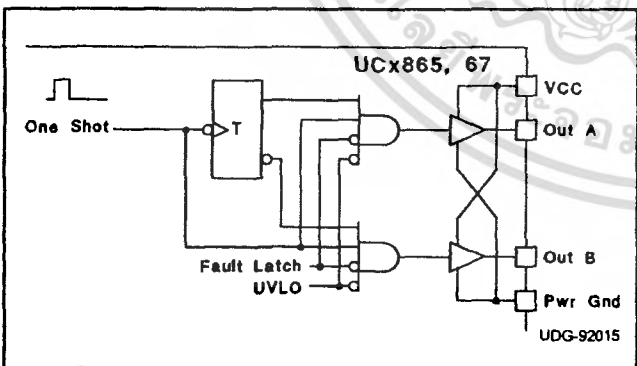
STEERING LOGIC



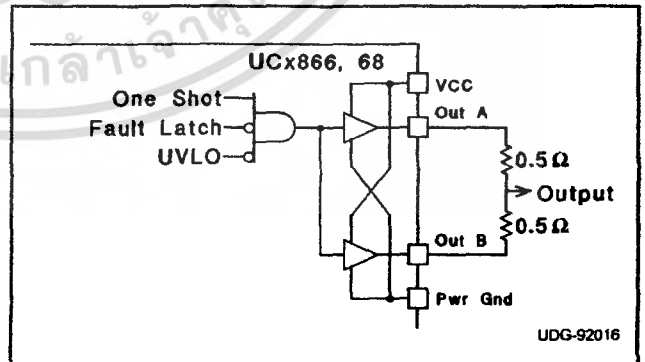
The steering logic is configured on the UC1861,63 to result in dual non-overlapping square waves at outputs A & B. This is suited to drive dual switch ZVS systems.



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.

APPLICATION INFORMATION (cont.)

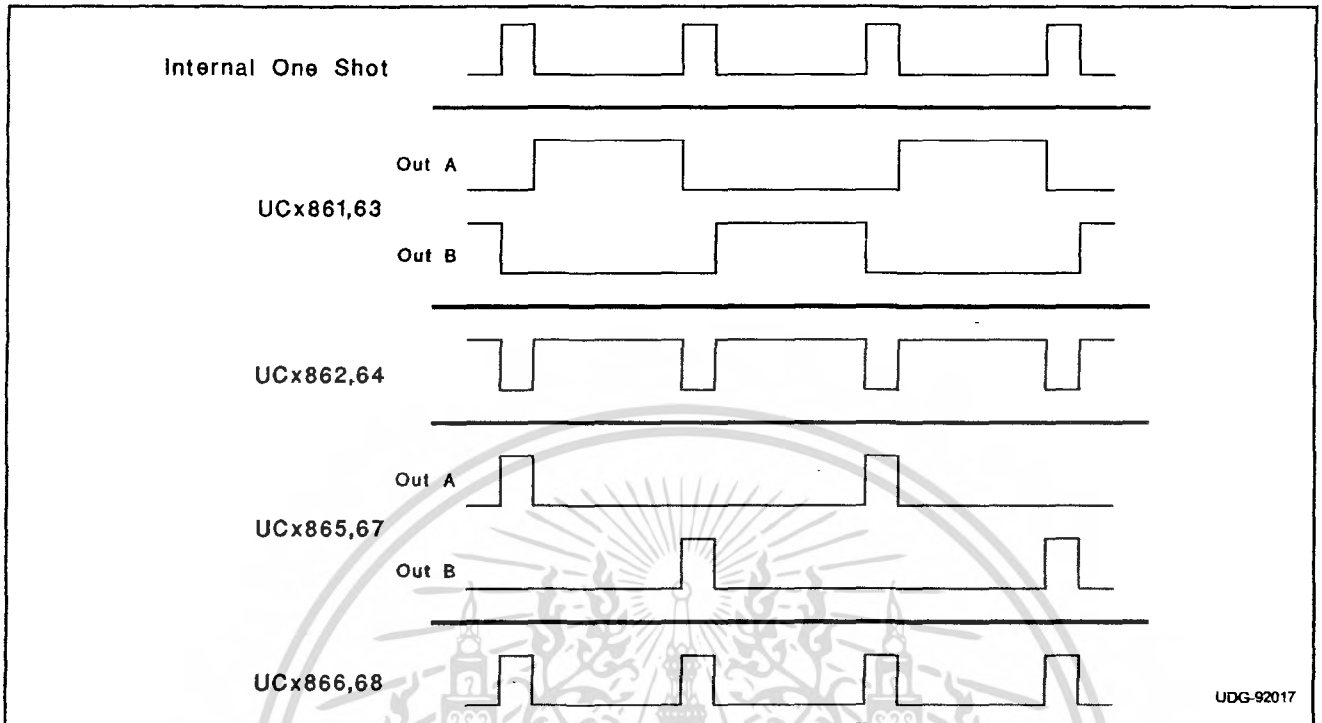


Figure 3. Current waveforms.

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
5962-9203101M2A	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
5962-9203101MEA	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
5962-9203102MEA	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
5962-9203103Q2A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
5962-9203103QEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
5962-9203103V2A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	Call TI	N / A for Pkg Type
5962-9203103VEA	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	Call TI	N / A for Pkg Type
UC1861J	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1861J883B	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1863J	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
UC1863J883B	ACTIVE	CDIP	J	16	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
UC1863JQMLV	ACTIVE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1863L	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
UC1863L883B	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
UC1863LQMLV	ACTIVE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
UC1864J	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1864J883B	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1864L	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
UC1864L883B	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
UC1865J	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1865J883B	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1867J	OBSOLETE	CDIP	J	16		TBD	Call TI	Call TI
UC1867L	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
UC2861DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2861DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2861DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2861DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2861N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2861NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2861Q	ACTIVE	PLCC	FN	20	46	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC2861QG3	ACTIVE	PLCC	FN	20	46	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC2863DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2863DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2863DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UC2863DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2863N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2863NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2864DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2864DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2864N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2864NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2865N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2865NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2866N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2866NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3861DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3861DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3861DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3861N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3861NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3862DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3862DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3862DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3862DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3862N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3862NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3863DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3863DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3863DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3863DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UC3863N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3863NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3864DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3864DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3864DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3864DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3864N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3864NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3865DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3865NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3865Q	ACTIVE	PLCC	FN	20	46	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865QTR	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3865QTRG3	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2-260C-1 YEAR
UC3866N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3866NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3867DW	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3867DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3867DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3867DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	16	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3867N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3867NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3868N	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UC3868NG4	ACTIVE	PDIP	N	16	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

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. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI 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 and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
Low Power Wireless	www.ti.com/lpw	Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ IRF 640



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

18A, 200V, 0.180 Ohm, N-Channel Power MOSFETs

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

Formerly developmental type TA17422.

Features

- 18A, 200V
- $r_{DS(ON)} = 0.180\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speed
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Ordering Information

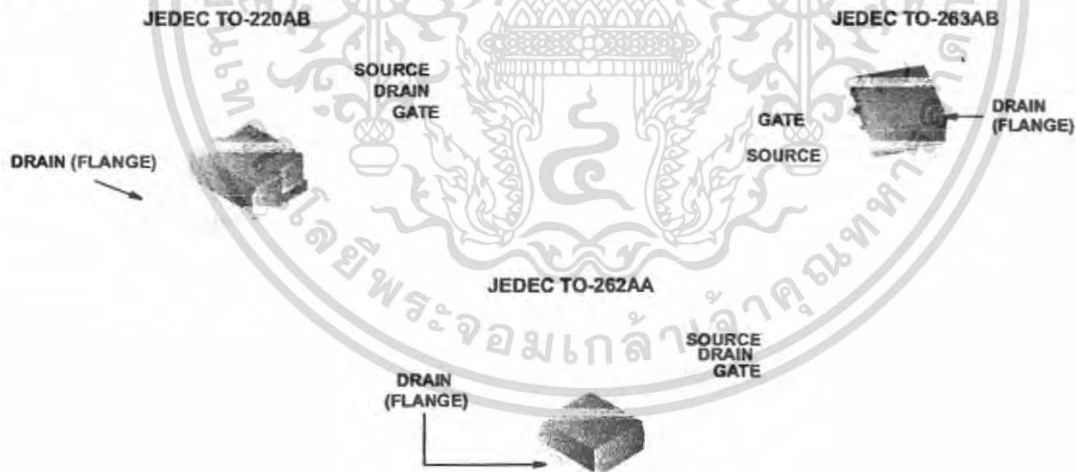
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF640	TO-220AB	IRF640
RF1S640	TO-262AA	RF1S640
RF1S640SM	TO-263AB	RF1S640

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S640SM9A.

Symbol



Packaging



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF640, RF1S640, RF1S640SM

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

	IRF640, RF1S640, RF1S640SM	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1)	V_{DS} 200	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	V_{DGR} 200	V
Continuous Drain Current	I_D 18	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D 11	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM} 72	A
Gate to Source Voltage	V_{GS} ± 20	V
Maximum Power Dissipation	P_D 125	W
Dissipation Derating Factor	1.0	$\text{W}/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS} 580	mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG} -55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L 300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See TB334.....	T_{pkg} 260	$^\circ\text{C}$

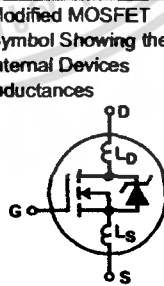
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$, (Figure 10)	200	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 1)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)	18	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 1)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 10\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.14	0.18	Ω
Forward Transconductance (Note 1)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 10\text{V}, I_D = 11\text{A}$ (Figure 12)	6.7	10	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 100\text{V}, I_D = 18\text{A}, R_{GS} = 9.1\Omega, R_L = 5.4\Omega$	-	13	21	ns
Rise Time	t_r	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	50	77	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	46	68	ns
Fall Time	t_f		-	35	54	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 18\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	43	64	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}	$I_G(\text{REF}) = 1.5\text{mA}$	-	8	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	22	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	1275	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	400	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw on Tab to Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die				
Internal Source Inductance	L_S	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation, IRF640	-	-	62	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	$R_{\theta JA}$	RF1S640SM Mounted on FR-4 Board with Minimum Mounting Pad	-	-	62	$^\circ\text{C}/\text{W}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF640, RF1S640, RF1S640SM

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	18	A
Pulse Source to Drain Current (Note 2)	I_{SDM}		-	-	72	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 18\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 18\text{A}$, $di_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	120	240	530	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 18\text{A}$, $di_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	1.3	2.8	5.6	μC

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 3.37\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 18\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

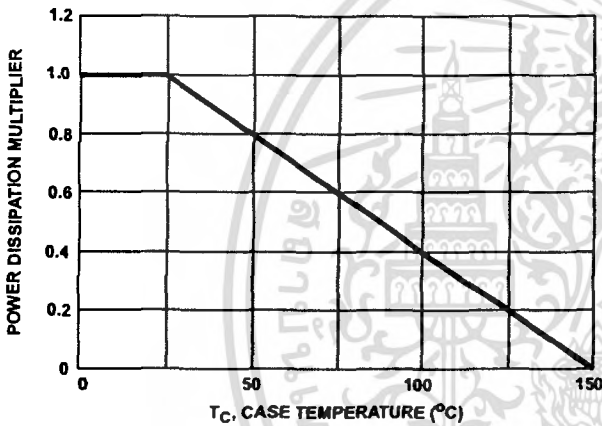


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

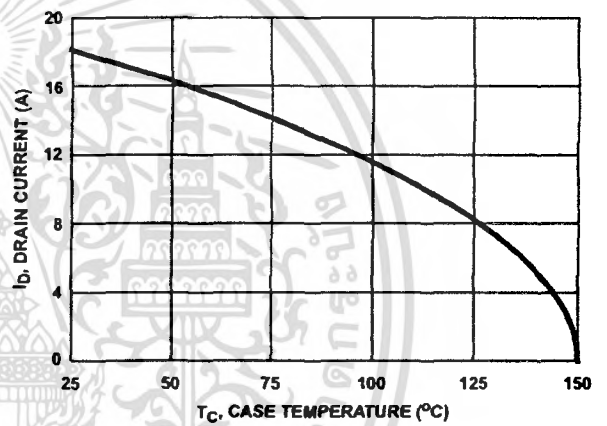


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

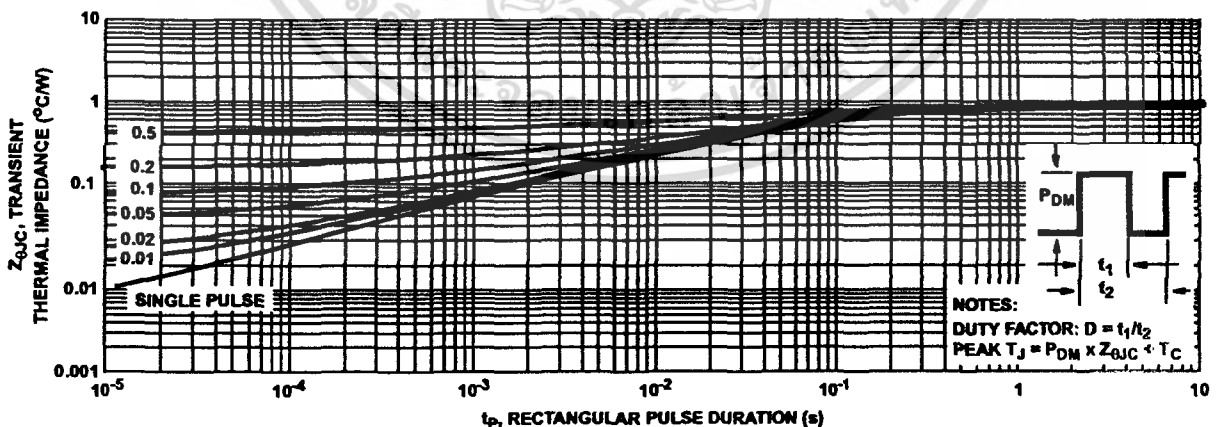


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

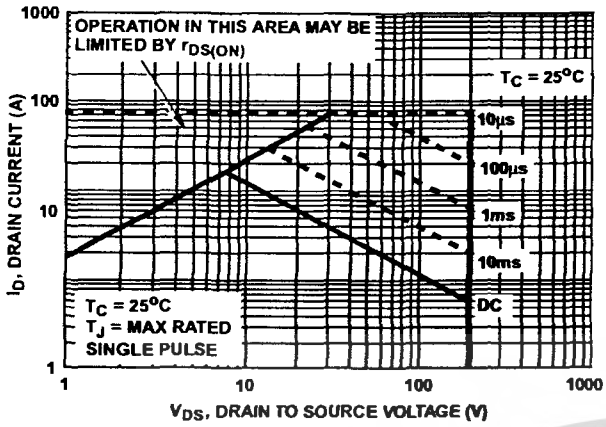


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

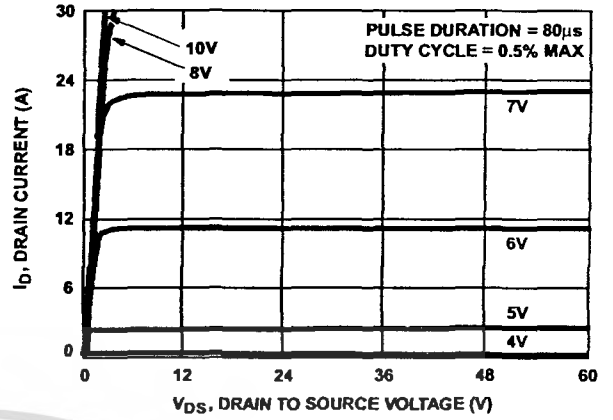


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

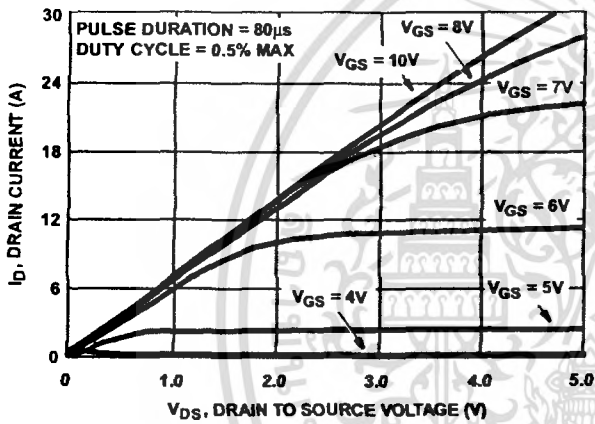


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

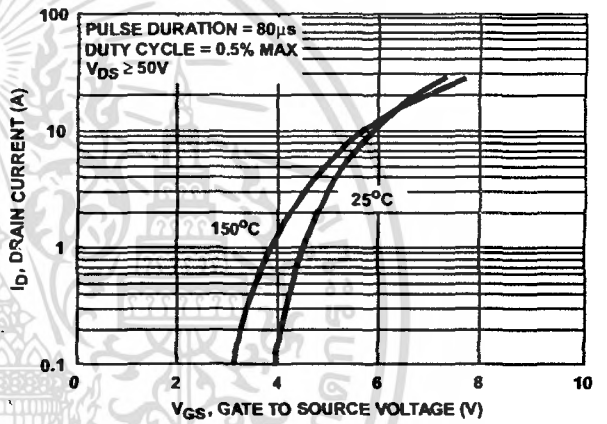


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

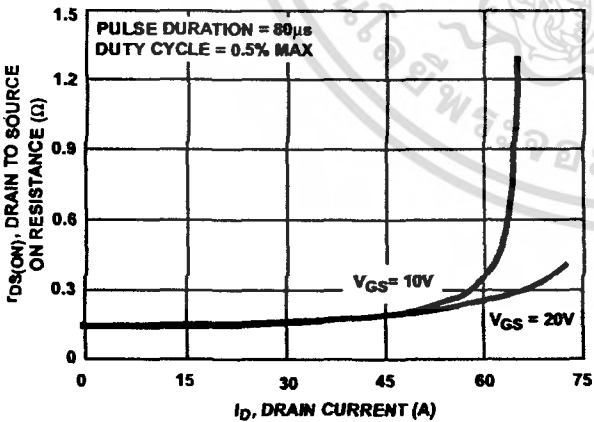


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

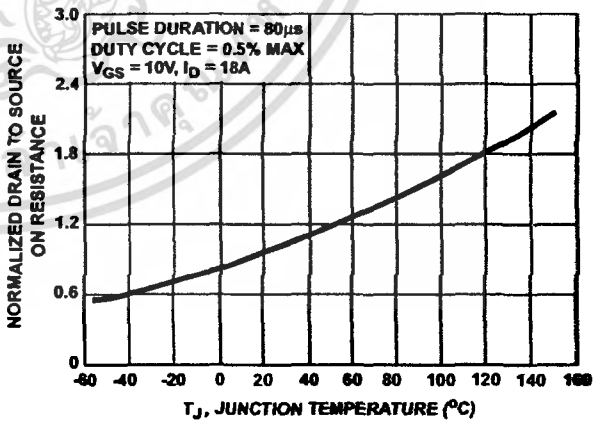


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

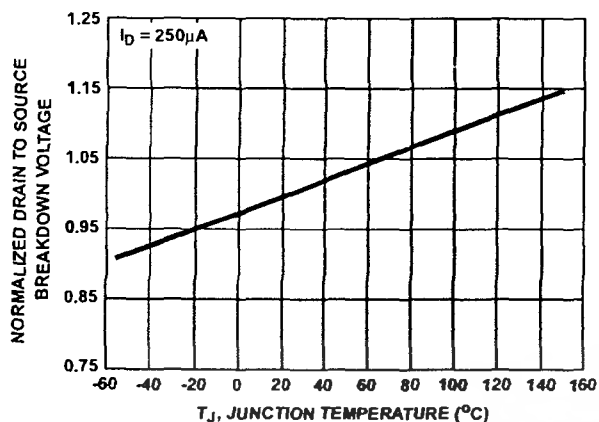


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

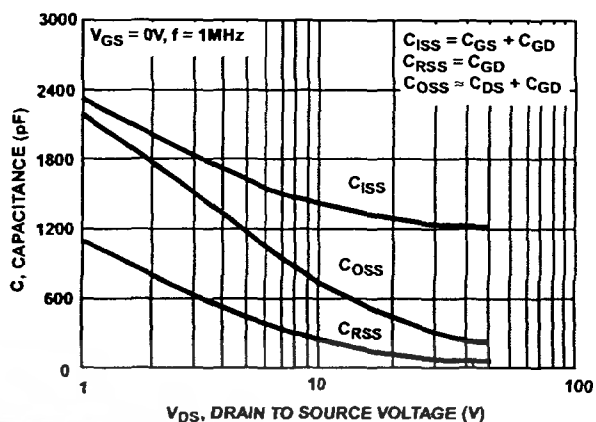


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

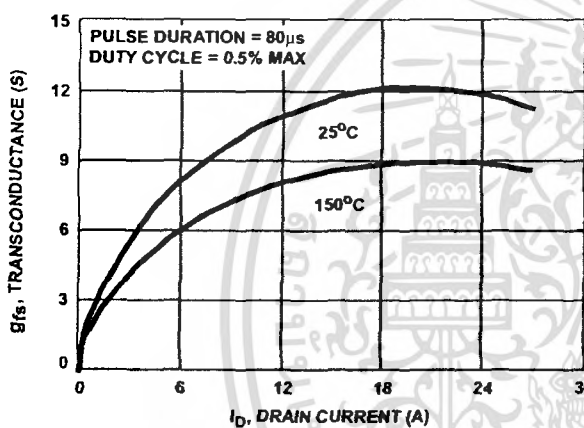


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

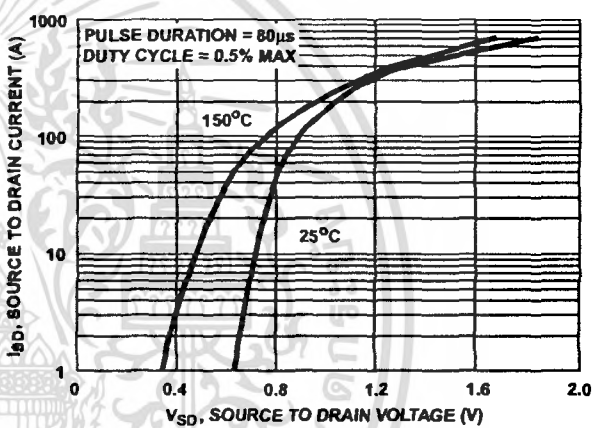


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

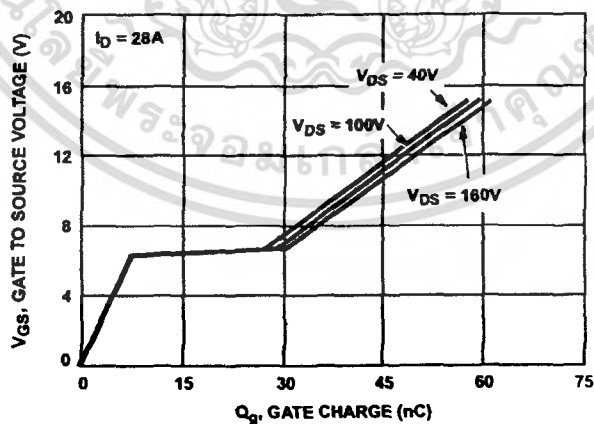


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

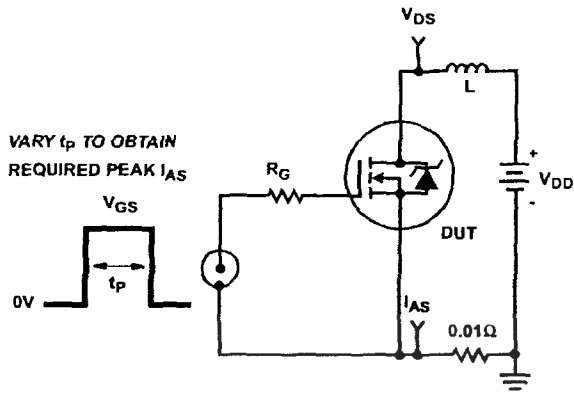


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

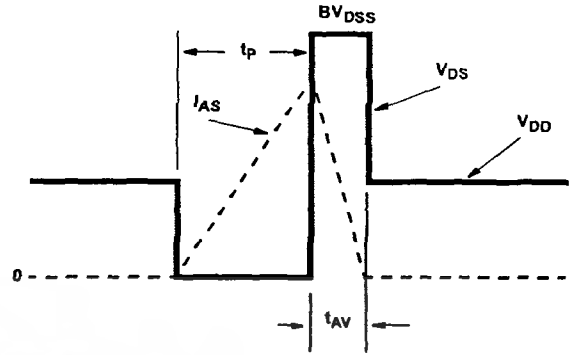


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

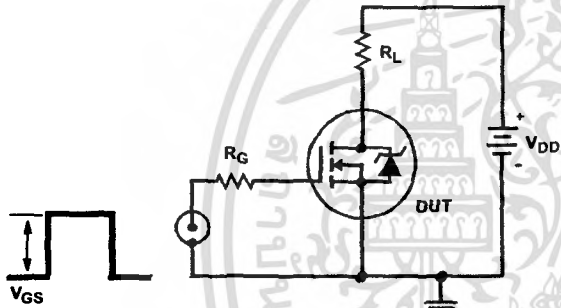


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

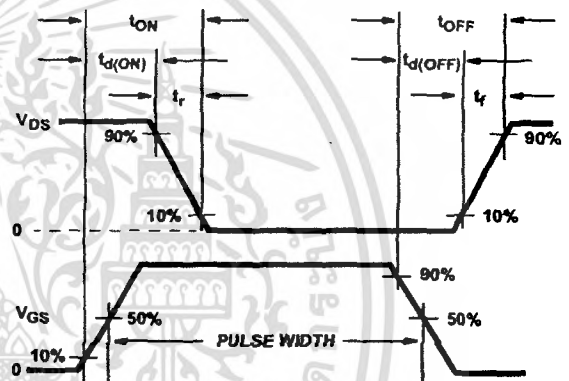


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

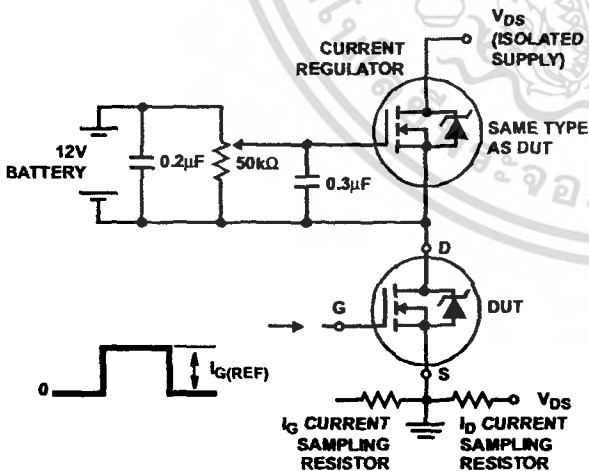


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

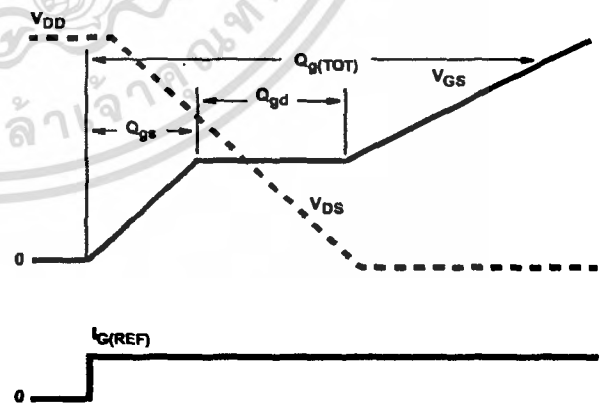


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² CMOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev 144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

ข้อมูลของไดโอดเบอร์ MBR 1645

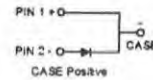


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MBR1635 - MBR1660

Features

- Low power loss, high efficiency.
- High surge capacity.
- For use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling, and polarity protection applications.
- Metal silicon junction, majority carrier conduction.
- High current capacity, low forward voltage drop.
- Guard ring for over voltage protection.



TO-220AC

Schottky Rectifiers

Absolute Maximum Ratings*

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value				Units
		1635	1645	1650	1660	
V_{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	35	45	50	60	V
I_{FAV}	Average Rectified Forward Current .375" lead length @ $T_A = 125^\circ\text{C}$	16				A
I_{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	150				A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +175				$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-65 to +150				$^\circ\text{C}$

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

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	2.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	60	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JL}$	Thermal Resistance, Junction to Lead	1.5	$^\circ\text{C/W}$

Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device				Units
		1635	1645	1650	1660	
V_F	Forward Voltage $I_F = 16\text{ A}, T_C = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 16\text{ A}, T_C = 125^\circ\text{C}$	0.63		0.75		V
		0.57		0.65		V
I_R	Reverse Current @ rated V_R $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 125^\circ\text{C}$	0.2		1.0		mA
		40		50		mA
I_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Surge Current 2.0 μs Pulse Width, $f = 1.0\text{ KHz}$	1.0		0.5		A

Typical Characteristics

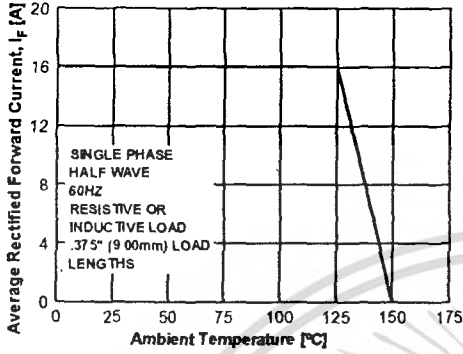


Figure 1. Forward Current Derating Curve

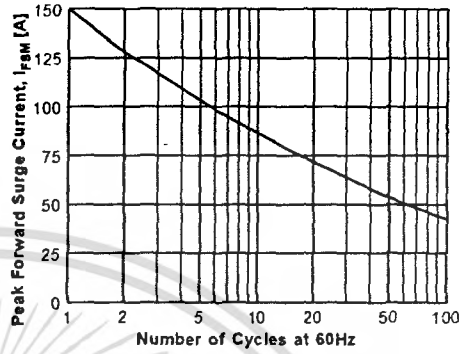


Figure 2. Non-Repetitive Surge Current

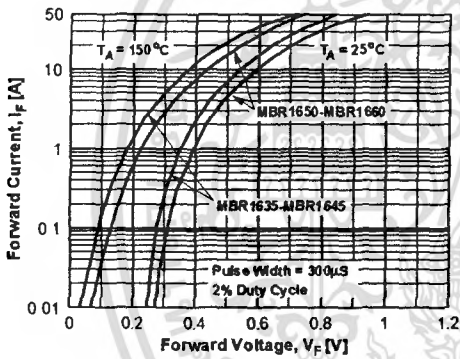


Figure 3. Forward Voltage Characteristics

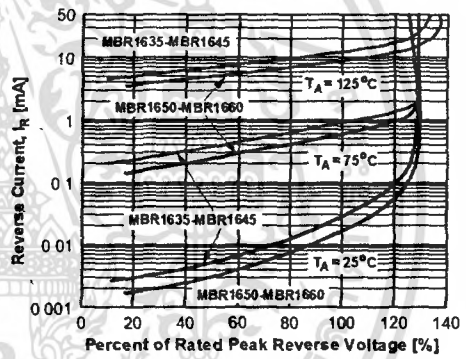


Figure 4. Reverse Current vs Reverse Voltage

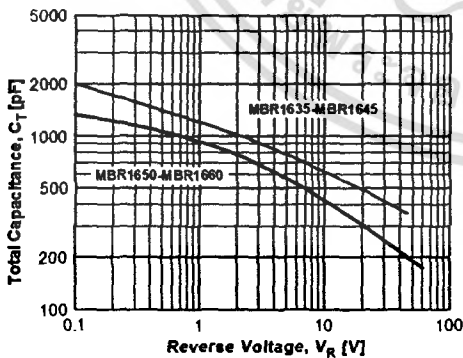


Figure 5. Total Capacitance

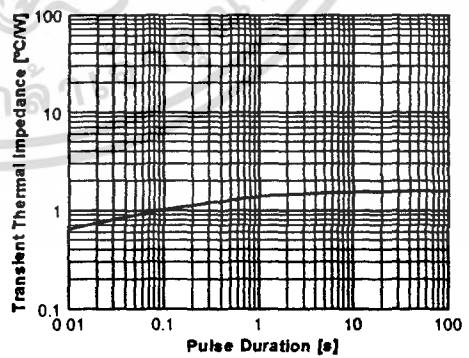


Figure 6. Thermal Impedance Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² C MOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not in Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

โปรแกรมคำนวณกราฟระหว่าง μ และ J



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นโปรแกรม Visual Basic Editor ที่ทำการ run ในโปรแกรม EXCEL

Option Explicit

Public Function J2(mu, theta)

' quasi-square-wave resonant switch (basic single transistor version)

' calculation of normalized current J, as function of Q1/D1 conduction angle theta and switch conversion ratio mu

Dim JL1, JL2, JL3, beta, delta, ksi, F, Pi

Pi = 3.14159265

If mu < 0.5 Then

J2 = ""

Exit Function

End If

JL3 = Sqr(2 * mu - 1)

JL1 = -JL3 + theta * (1 - mu)

If (1 - 2 * mu + JL1 ^ 2) < 0 Then

J2 = ""

Exit Function

End If

JL2 = Sqr(1 - 2 * mu + JL1 ^ 2)

beta = Atn((1 - mu) / JL1) + Atn(mu / JL2)

delta = JL2 / mu

ksi = Pi - Atn(JL3 / (1 - mu))

F = 2 * Pi / (theta + beta + delta + ksi)

J2 = F / (4 * Pi) * ((JL1 - JL3) * theta + JL2 * delta)

End Function

Public Function F(mu, theta)

' quasi-square-wave resonant switch (basic single transistor version)

' calculation of normalized switching frequency F, as function of Q1/D1 conduction angle theta and switch conversion ratio mu

```

Dim JL1, JL2, JL3, beta, delta, ksi, Pi
Pi = 3.14159265
If mu < 0.5 Then
F = ""
Exit Function
End If
JL3 = Sqr(2 * mu - 1)
JL1 = -JL3 + theta * (1 - mu)
If (1 - 2 * mu + JL1 ^ 2) < 0 Then
F = ""
Exit Function
End If
JL2 = Sqr(1 - 2 * mu + JL1 ^ 2)
beta = Atn((1 - mu) / JL1) + Atn(mu / JL2)
delta = JL2 / mu
ksi = Pi - Atn(JL3 / (1 - mu))
F = 2 * Pi / (theta + beta + delta + ksi)
End Function
Public Function J(mu, F)
' quasi-square-wave resonant switch (basic single transistor version)
' iteration to find normalized current J, as function of normalized switching frequency F and switch
conversion ratio mu
Dim JL1, JL2, JL3, beta, delta, ksi, Pi, F1, F2, F3, theta1, theta2, theta3, thetamin, m, convg, eps,
dF
Pi = 3.14159265
convg = 0.000001 ' set to 1e-05 for faster performance
eps = 0.25
If mu < 0.5 Then
J = ""

```

```

Exit Function
End If
JL3 = Sqr(2 * mu - 1)
thetamin = 2 * Sqr(2 * mu - 1) / (1 - mu) ' minimum theta
theta2 = 2 * Pi * mu / F ' starting guess
If theta2 < thetamin Then
    J = ""
    Exit Function
End If
theta3 = theta2 * 1.1 ' set up initial values
F2 = Fit(JL3, theta2, mu)
F3 = Fit(JL3, theta3, mu)
Do ' iteration loop
    theta1 = theta2
    theta2 = theta3
    F1 = F2
    F2 = F3
    m = (F2 - F1) / (theta2 - theta1)
    theta3 = theta2 + eps * (F - F2) / m
    F3 = Fit(JL3, theta3, mu)
    dF = Abs(F - F3)
Loop Until dF < convg
JL1 = -JL3 + theta3 * (1 - mu) ' calculate solution after convergence
JL2 = Sqr(1 - 2 * mu + JL1 ^ 2)
beta = Atn((1 - mu) / JL1) + Atn(mu / JL2)
delta = JL2 / mu
ksi = Pi - Atn(JL3 / (1 - mu))
J = F3 / (4 * Pi) * ((JL1 - JL3) * theta3 + JL2 * delta)
End Function

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Public Function Fit(JL3, theta, mu)

' computation of F, used in iterative routine of function J(mu, F) above

Dim JL1, JL2, beta, delta, ksi, Pi

Pi = 3.14159265

JL1 = -JL3 + theta * (1 - mu)

JL2 = Sqr(1 - 2 * mu + JL1 ^ 2)

beta = Atn((1 - mu) / JL1) + Atn(mu / JL2)

delta = JL2 / mu

ksi = Pi - Atn(JL3 / (1 - mu))

Fit = 2 * Pi / (theta + beta + delta + ksi)

End Function

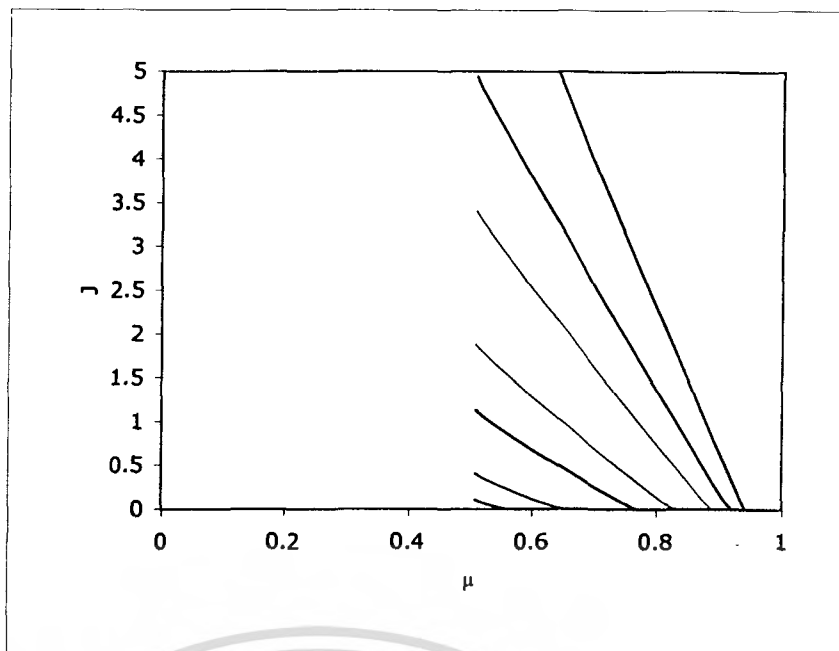


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

QSW ZVS characteristics

function tester: inputs
 0.6
 6.2831853

calculated values
 L3 0.4472136
 L1 2.0660605
 L2 2.0170786
 0.480364
 3.3617977
 2.300524
 0.5056535
 2 0.6821464
 macro calculated values
 2 0.6821464
 0.5056535
 0.4620372



ot

= 6.2831853		$\theta = 9.424778$		$\theta = 12.56637061$	
J	F	μ	J	F	μ
0.51	1.1305502	0.4124445	0.51	1.8823037	0.295243
0.52	1.0690464	0.4250147	0.52	1.8046883	0.3034149
0.53	1.0140085	0.436363	0.53	1.73361	0.310955
0.54	0.9623073	0.447088	0.54	1.6658934	0.318179
0.55	0.9127403	0.4574143	0.55	1.6003189	0.3252055
0.56	0.8646958	0.4674525	0.56	1.5362655	0.3320935
0.57	0.8178132	0.4772647	0.57	1.4733671	0.338877
0.58	0.7718598	0.4868884	0.58	1.4113866	0.3455769
0.59	0.7266758	0.4963466	0.59	1.3501605	0.352207
0.6	0.6821464	0.5056535	0.6	1.2895705	0.3587766
0.61	0.6381864	0.5148165	0.61	1.2295281	0.365292
0.62	0.5947315	0.5238382	0.62	1.169965	0.3717573
0.63	0.5517321	0.5327172	0.63	1.1108276	0.3781749
0.64	0.5091502	0.5414484	0.64	1.0520732	0.3845462
0.65	0.4669565	0.5500227	0.65	0.993667	0.3908712
0.66	0.4251292	0.5584275	0.66	0.9355809	0.397149
0.67	0.3836531	0.5666454	0.67	0.8777917	0.4033776
0.68	0.3425186	0.5746536	0.68	0.8202807	0.4095541
0.69	0.3017222	0.5824227	0.69	0.7630327	0.4156743
0.7	0.2612666	0.5899144	0.7	0.7060361	0.4217329
0.71	0.2211612	0.5970789	0.71	0.6492819	0.4277227
0.72	0.181424	0.6038494	0.72	0.5927644	0.4336349
0.73	0.1420837	0.6101349	0.73	0.5364807	0.439458
0.74	0.1031838	0.6158053	0.74	0.4804315	0.4451775
0.75	0.0647899	0.6206609	0.75	0.424621	0.4507746
0.76	0.0270046	0.6243451	0.76	0.3690584	0.4562245
0.77			0.77	0.3137587	0.4614946
0.78			0.78	0.2587449	0.4665398
0.79			0.79	0.2040515	0.4712968
0.8			0.8	0.1497305	0.4756714
0.81			0.81	0.0958611	0.4795136
0.82			0.82	0.042573	0.4825472
0.83			0.83		
0.84			0.84		
0.85			0.85		
0.86			0.86		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้
 วิจารณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

0.74	#VALUE!	0.74	0.3318444	0.74	1.1357642	0.74	2.141620328
0.75	#VALUE!	0.75	0.2961169	0.75	1.079742	0.75	2.059987863
0.76	#VALUE!	0.76	0.2591029	0.76	1.0216321	0.76	1.975221132
0.77	#VALUE!	0.77	0.2207877	0.77	0.9614348	0.77	1.887321039
0.78		0.78	0.1811478	0.78	0.8991502	0.78	1.796288338
0.79		0.79	0.1401431	0.79	0.834778	0.79	1.702123637
0.8		0.8	0.0976993	0.8	0.7683174	0.8	1.6048274
0.81		0.81	0.0536532	0.81	0.699767	0.81	1.504399938
0.82		0.82	0.0074585	0.82	0.6291244	0.82	1.400841389
0.83		0.83	#VALUE!	0.83	0.556386	0.83	1.294151678
0.84		0.84	#VALUE!	0.84	0.4815459	0.84	1.184330455
0.85		0.85		0.85	0.404594	0.85	1.071376977
0.86		0.86		0.86	0.3255132	0.86	0.955289902
0.87		0.87		0.87	0.2442706	0.87	0.836066916
0.88		0.88		0.88	0.160796	0.88	0.713703994
0.89		0.89		0.89	0.074899	0.89	0.588193855
0.9		0.9		0.9	#VALUE!	0.9	0.459522366
0.91		0.91		0.91		0.91	0.327658812
0.92		0.92		0.92		0.92	0.192522806
0.93		0.93		0.93		0.93	0.053801539
0.94		0.94		0.94		0.94	
0.95		0.95		0.95		0.95	
0.96		0.96		0.96		0.96	
0.97		0.97		0.97		0.97	
0.98		0.98		0.98		0.98	
0.99		0.99		0.99		0.99	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้