

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**มัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์**

**ZERO-VOLTAGE-SWITCHED  
MULTI - RESONANT CONVERTER**



ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# มัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

## ZERO-VOLTAGE-SWITCHED MULTI - RESONANT CONVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง มัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์  
ZERO-VOLTAGE-SWITCHED MULTI-RESONANT CONVERTER

ผู้จัดทำ นางสาวนิกัสวรรณ อุทรี้แก้ว 47010391

นายภาณุวัฒน์ แสงประภากร 47010566

นายมนุญ กสานติกุล 47010588

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# มัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

โดย

นางสาวนิภัสวรรณ ฤทธิแก้ว 47010391

นายภาณุวัฒน์ แสงประภากร 47010566

นายมนูญ กसानติกุล 47010588

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ชรินทร์ บุญลักษณะนาม

ปีการศึกษา 2550

## บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการศึกษาวงจรมัลติเรโซแนนท์บิกคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ซึ่งเนื้อหาประกอบไปด้วยหลักการทำงานของวงจร การวิเคราะห์การทำงานของวงจร การออกแบบวงจรและการจำลองแบบวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE ผลการทดลองที่วัดได้พบว่าวงจรต้นแบบสามารถทำงานได้ดังที่ต้องการ

# ZERO-VOLTAGE-SWITCHED MULTI-RESONANT CONVERTER

By

Miss Nipassawan Ritkeaw

Mr. Panuwat Sangprapakorn

Mr. Manoon Kasantikul

Advisor

Dr. Chanin Bunlaksananusorn

Academic Year 2007

## ABSTRACT

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท  
สำหรับคำแนะนำ ข้อคิดต่างๆและความกรุณาที่คณะผู้จัดทำได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชระสำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อ  
โครงการนี้

ขอขอบคุณ พี่ศิระ เอกสุวรรณ และพี่ๆปริญญาโท สำหรับคำแนะนำและความช่วยเหลือ  
ต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเกี่ยวกับการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจคณะผู้จัดทำ  
ตลอดมา

ขอขอบคุณที่ ๆ ห้องอุปกรณ์ที่ให้ผู้จัดทำได้ยืมอุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่าง ๆ ที่ใช้ในการ  
ทำโครงการนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้จัดทำสำหรับการสนับสนุนและการส่งเสริมใน  
ทุกด้านจนปริญญาโทสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญา  
โทนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ผู้จัดทำ

นางสาวนิภัสวรรณ ฤทธิแก้ว

นายภาณุวัฒน์ แสงประกาย

นายมณูญ กสถานติกุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 บทนำ	3
2.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร	3
2.2.1 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์	3
2.2.2 กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจร	4
2.2.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	5
2.2.4 วงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	6
2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	7
2.3.1 หลักการทำงาน	8
2.3.2 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T1 ( $t_0 - t_1$ )	10
2.3.3 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T2 ( $t_1 - t_2$ )	11
2.3.4 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T3 ( $t_2 - t_3$ )	13
2.3.5 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T4 ( $t_3 - t_4$ )	14
2.3.6 การวิเคราะห์หาคะแสสวิตช์	16
2.3.7 การวิเคราะห์หาคะแสไดโอด D	17
2.3.8 ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	17
2.3.9 การวิเคราะห์หาแรงดันเอาต์พุต และคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio)	19
2.4 ตัวอย่างการออกแบบวงจร	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ</b>	26
3.1 บทนำ	26
3.2 การออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	26
3.2.1 การออกแบบวงจรวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในการทดลองโครงการงาน	26
3.3 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง	31
3.3.1 การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซี แบบบัค ที่ใช้ในโครงการงาน	31
3.3.2 การออกแบบสร้างตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซี แบบบัค ที่ใช้ในโครงการงาน	36
3.3.3 การออกแบบสร้างมอสเฟตและไดโอดของวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในโครงการงานจากการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE	37
3.3.4 การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในโครงการงาน	40
3.4 พิจารณาการทำงานและการออกแบบวงจรควบคุม	42
3.4.1 ลักษณะการทำงานของตัวควบคุม	42
3.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม	45
3.5 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง	48
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	51
4.1 บทนำ	51
4.2 การจำลองวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	51
4.3 การทดลองวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	53
4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	55
4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	56
4.6 ประสิทธิภาพและริบเบิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.6.1 ประสิทธิภาพของวงจรแบบวงปิด (Closed-loop)	58
4.6.2 รีปเปิดของแรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุต	59
<b>บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผล</b>	60
5.1 สรุปผลการทดลอง	60
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	60
<b>เอกสารอ้างอิง</b>	61
<b>ภาคผนวก ก ตารางแกนเฟอไรต์</b>	62
<b>ภาคผนวก ข ตารางขนาดลวดตัวนำ</b>	67
<b>ภาคผนวก ค ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864N</b>	71
<b>ภาคผนวก ง ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ IRF640</b>	85
<b>ภาคผนวก จ ข้อมูลของไดโอดเบอร์ MBR1660</b>	95
<b>ภาคผนวก ฉ รูปสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุม</b>	99

# สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 รูปแสดงประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในทางทฤษฎี	3
2.2 รูปแสดงประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในปฏิบัติ	3
2.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	5
2.4 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ขณะแรงดันหรือกระแสไม่เป็นศูนย์	5
2.5 วงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	6
2.6 กราฟแสดงผลที่ได้จากวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	6
2.7 แสดงวงจรจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	7
2.8 วงจรสมมูลของวงจรจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์	8
2.9 วงจรสมมูลแสดงการทำงานของแต่ละช่วง	
(ก) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 1 ( $t_0-t_1$ )	9
(ข) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 2 ( $t_1-t_2$ )	9
(ค) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 3 ( $t_2-t_3$ )	9
(ง) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 4 ( $t_3-t_4$ )	9
2.10 แผนภาพแสดงเงื่อนไขการทำงานและลำดับการทำงานของวงจรสมมูลทั้ง 4 แบบ	10
2.11 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T4 เข้าสู่สถานะ T1	10
2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์ $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด $V_D$ ที่สถานะที่ T1	11
2.13 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T1 เข้าสู่สถานะ T2	12
2.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์ $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด $V_D$ ที่สถานะที่ T2	13
2.15 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T2 เข้าสู่สถานะ T3	13
2.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_L$ , ค่าความดัน ที่ตกคร่อมสวิตช์ $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด $V_D$ ที่สถานะที่ T3	14
2.17 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T3 เข้าสู่สถานะ T4	15
2.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_L$ , ค่าความดัน ที่ตกคร่อมสวิตช์ $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด $V_D$ ที่สถานะที่ T4	16
2.19 วงจรจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่แสดงว่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากันพอดี ( $I_S = I_L$ )	16
2.20 กราฟแสดงที่มาของกระแสสวิตช์ ( $I_S$ )	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.21 กราฟแสดงที่มาของกระแสไดโอด $D (I_D)$	17
2.22 กราฟแสดงการทำงานของวงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่ไม่เกิดการสูญเสียที่สวิตช์	18
2.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ทั้งหมดจากการวิเคราะห์ห้วงจรมัลติเรโซแนนซ์ แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	18
2.24 แสดงคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) ของวงจรมัลติเรโซแนนซ์ แบบบัคคอนเวอร์เตอร์	20
(ก) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี $C_N$ มีค่าเป็น 2	20
(ข) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี $C_N$ มีค่าเป็น 3	20
(ค) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี $C_N$ มีค่าเป็น 4	21
2.25 แสดงการออกแบบโดยเลือกค่าอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 2 จาก คุณลักษณะของอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ซึ่งไม่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะ ของคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ที่ค่าภาระต่ำสุด	23
2.26 แสดงการออกแบบโดยเลือกค่า อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 3 จาก คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ซึ่งครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ที่ ค่าภาระต่ำสุด	24
2.27 แสดงการกำหนดค่าความถี่สวิตช์ต่ำสุด ( $f_{N,min}$ ) ของวงจรที่ออกแบบจาก คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ )	24
2.28 แสดงวงจรมัลติเรโซแนนซ์ และค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากตัวอย่างการออกแบบ	25
3.1 แสดงการออกแบบโดยเลือกค่าอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 2 จากคุณลักษณะ ของคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ซึ่งไม่ครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ที่ค่าภาระต่ำสุด	27
3.2 แสดงการออกแบบโดยเลือกอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 3 จากคุณลักษณะ ของคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ซึ่งมีความเสี่ยงเมื่อใช้ในการออกแบบ	28
3.3 แสดงการออกแบบโดยเลือกอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 4 จากคุณลักษณะของ คอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ซึ่งครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ ( $M$ ) ที่ค่าภาระต่ำสุด	28
3.4 แสดงการกำหนดค่าความถี่สวิตช์ต่ำสุด ( $f_{N,min}$ ) ของวงจรที่ออกแบบจากคุณลักษณะของ คอนเวอร์ชันเรโซ	29
3.5 แสดงวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์และค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบ	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 แสดงวงจรที่ใช้จำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE	38
3.7 แสดงค่าแรงดันและกระแสของสวิตช์จากการจำลอง	38
3.8 แสดงค่าแรงดันและกระแสของไดโอดจากการจำลอง	39
3.9 แสดงวงจรและรายละเอียดของอุปกรณ์ที่นำไปใช้	40
3.10 โครงสร้างการทำงานตัวควบคุม	43
3.11 การต่อใช้งานของเอาต์พุต	44
3.12 (ก) แสดงวงจรภายในของ UC3864N ในส่วนของความถี่ (ข) ความถี่ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์	45 46
3.13 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลางที่ใช้ในโรงงาน	48
3.14 แสดงรูปวงจรรวมของการต่อแบบวงปิด (Closed-Loop)	50
4.1 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจร (ก) กรณี $I_o = 5 \text{ A}$ ( $I_{o,max}$ ) และ $V_{in} = 20 \text{ V}$ ( $V_{in,min}$ ) (ข) กรณี $I_o = 1 \text{ A}$ ( $I_{o,min}$ ) และ $V_{in} = 25 \text{ V}$ ( $V_{in,max}$ )	51 52
4.3 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจรที่กรณีวงปิด (Closed-loop) (ก) กรณี $I_o = 5 \text{ A}$ ( $I_{o,max}$ ) และ $V_{in} = 20 \text{ V}$ ( $V_{in,min}$ ) (ข) กรณี $I_o = 3 \text{ A}$ และ $V_{in} = 22 \text{ V}$ (ค) กรณี $I_o = 1 \text{ A}$ ( $I_{o,min}$ ) และ $V_{in} = 25 \text{ V}$ ( $V_{in,max}$ )	53 53 54
4.4 การจับชุดทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต	55
4.5 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	57
4.6 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 20 V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 5 A และจาก 5 A ไปเป็น 1 A	57
4.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 25 V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 5 A และจาก 5 A ไปเป็น 1 A	58
4.8 ริปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_{in,max} = 25 \text{ V}$ และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด	59

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงค่าคุณสมบัติของวงจรตัวอย่างการออกแบบ	22
3.1 แสดงค่าคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบ	26
3.2 แสดงการคำนวณหาความถี่สวิทช์ที่สภาวะต่าง ๆ	30
3.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ	31
3.4 แสดงค่าที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE	37
3.5 แสดงค่าแรงดันและกระแสสูงสุดของสวิทช์และไดโอด	39
3.6 แสดงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้กับตัวควบคุม UC3864N	47
4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่ได้จากการทดลองกับการจำลอง	55
4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบวงปิด (Closed-loop)	56
4.3 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่วงปิด (Closed-loop)	
(ก) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_{in,min} = 20 \text{ V}$	58
(ข) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_{in,max} = 25 \text{ V}$	59
(ค) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_{in} = 22 \text{ V}$	59

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญญานิพนธ์

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

ในปัญญานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคที่สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
2. ศึกษาหลักการออกแบบและขั้นตอนการออกแบบของวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
3. ศึกษาหลักการควบคุมวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
4. สร้างวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรมัลติโคโนเนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
2. ออกแบบวงจรมัลติโคโนเนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์
3. จำลองการทำงานของวงจรมัลติโคโนเนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ ด้วยโปรแกรมพีสไปซ์ (PSPICE)
4. สร้างวงจรมัลติโคโนเนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง

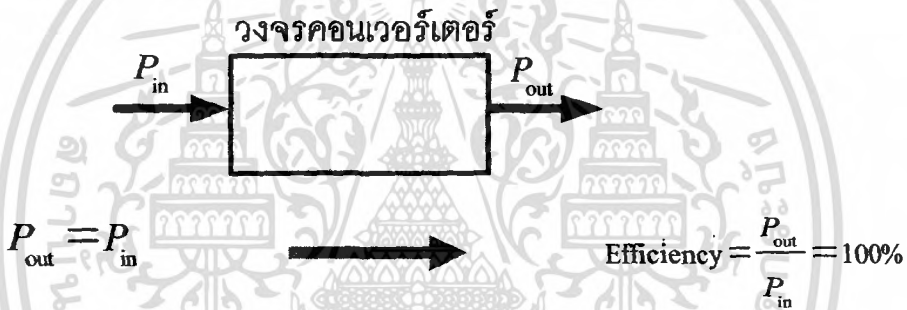
### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรมัลติโพลไซแนสที่บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ในอุดมคติ

### 2.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

#### 2.2.1 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

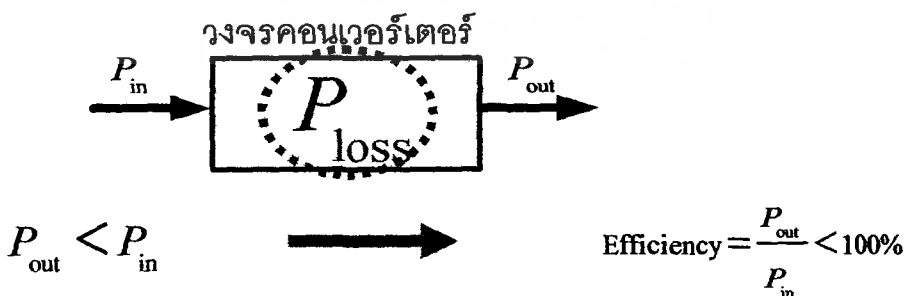
ในทางทฤษฎี



รูปที่ 2.1 รูปแสดงประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในทางทฤษฎี

ในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางทฤษฎีนั้น จะให้ค่ากำลังไฟฟ้าเข้า เท่ากับ กำลังไฟฟ้าออก คือไม่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเลย จะได้ค่า ประสิทธิภาพ = 100%

ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.2 รูปแสดงประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.2 กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจร

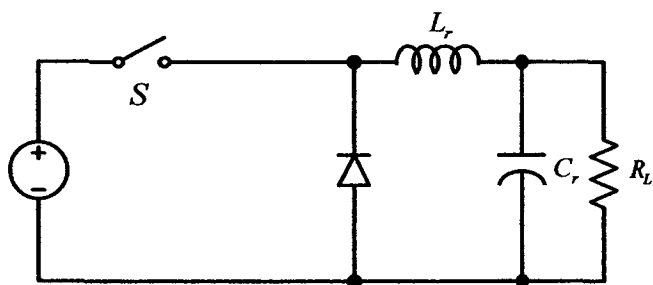
- กำลังสูญเสียที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่สวิตช์
  - การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ขณะแรงดันหรือกระแสไม่เป็นศูนย์ (turn-on, turn-off loss)
  - การสูญเสียเนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝง (parasitic loss)
  - การสูญเสียเนื่องจากช่วงเวลาการล้างประจุของไดโอด (diode recovery loss)
- กำลังสูญเสียที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่สวิตช์
  - การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแส (conduction loss)
  - การสูญเสียภายในตัวเหนี่ยวนำ (inductor copper loss)
  - การสูญเสียคงที่ (fixed losses)

ในที่นี้เราจะพิจารณาเกี่ยวกับการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ขณะแรงดันหรือกระแสไม่เป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลจากวงจรดิซี - ดิซีคอนเวอร์เตอร์แบบพัลส์วิดท์ โมดูเลชัน (Pulse Width Modulation) นั่นเอง

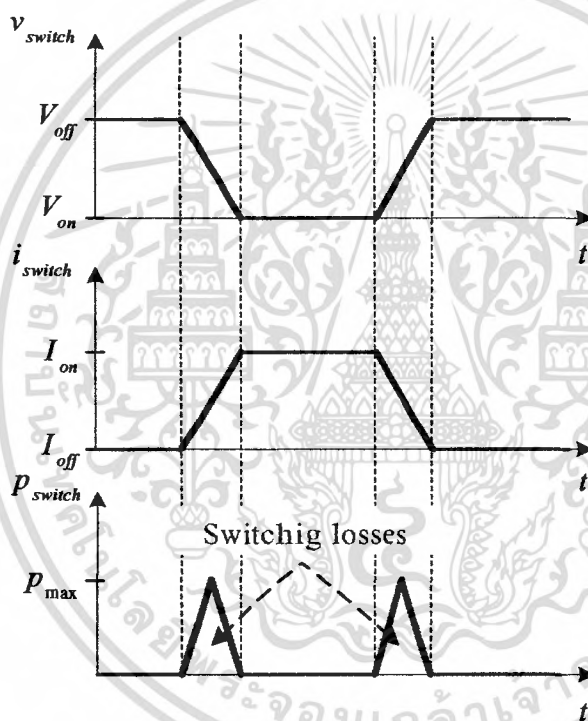
เราสามารถลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในสถานะนี้ได้โดยวิธีการเรโซแนนท์ โดยอาศัยหลักการเรโซแนนท์ของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ เพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์หรือสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์

ในปริยญาณิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอผลที่ได้จากการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นหลักการซึ่งเป็นสาเหตุที่นำไปสู่การพัฒนาเป็นวงจรมัลติเรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ รวมไปถึงการวิเคราะห์และการออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์ ดิซี-ดิซีคอนเวอร์เตอร์แบบบัคที่สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

### 2.2.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

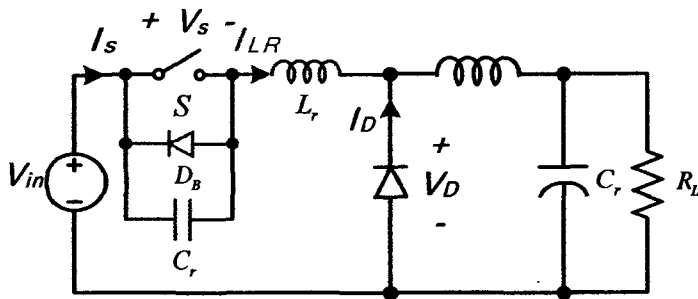


รูปที่ 2.4 กราฟแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ขณะแรงดันหรือกระแสไม่เปลี่ยน

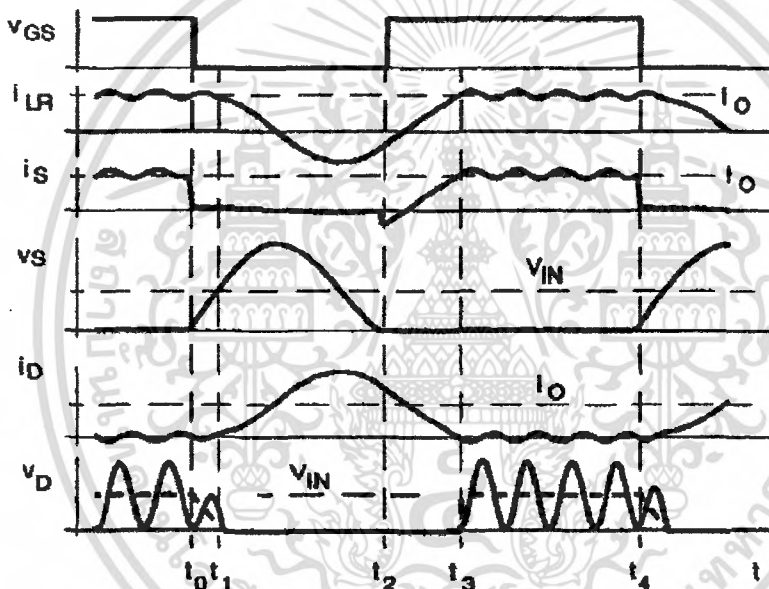
จากผลที่ได้ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นการทำงานแบบพัลส์วิด โมดูเลชัน (Pulse Width Modulation) จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่สวิตช์ระหว่างการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ ทั้งในช่วงที่ไฟฟ้านำกระแส และช่วงที่ไฟฟ้าไม่นำกระแส ในทุกๆคาบเวลาของการทำงาน ดังนั้นหากเราใช้ความถี่ในการสวิตช์สูง กำลังสูญเสียก็จะมีค่าสูงตามไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.4 วงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 วงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์



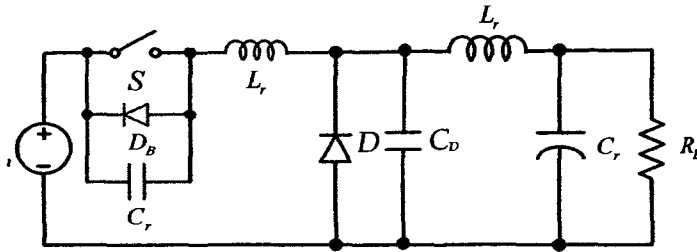
รูปที่ 2.6 กราฟแสดงผลที่ได้จากวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์

จากผลที่ได้จากวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถแก้ไขปัญหากำลังสูญเสียจากการสวิตช์ขณะแรงดันหรือกระแสไม่ศูนย์ได้ แต่ข้อด้อยของวงจรนี้จะสังเกตได้จาก ค่าแรงดันที่ตกคร่อมไคโอด (ไม่มีเสถียรภาพ) ซึ่งเป็นผลมาจากค่าของตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากรอยต่อพีเอ็นในตัวของไคโอด นั้นเอง

เราสามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าว ได้โดยการพัฒนาวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นวงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์เพื่อแก้ไขปัญหาความไม่มีเสถียรภาพของวงจร ซึ่งหลักการทำงาน และการวิเคราะห์จะนำเสนอในขั้นตอนต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 การวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบักคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบักคอนเวอร์เตอร์

สำหรับการวิเคราะห์ วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบักคอนเวอร์เตอร์ จะต้องกำหนดค่าของตัวแปรซึ่งเป็นเงื่อนไขในการวิเคราะห์เป็นอันดับแรก

วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบักคอนเวอร์เตอร์ มีเงื่อนไขในการวิเคราะห์ ดังนี้  
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_s}}$$

$$Z_D = \sqrt{\frac{L}{C_D}}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม (Resonant angular frequency)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

$$\omega_D = \frac{1}{\sqrt{LC_D}}$$

$$\omega_{SD} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สวิตช์ (Switching frequency)

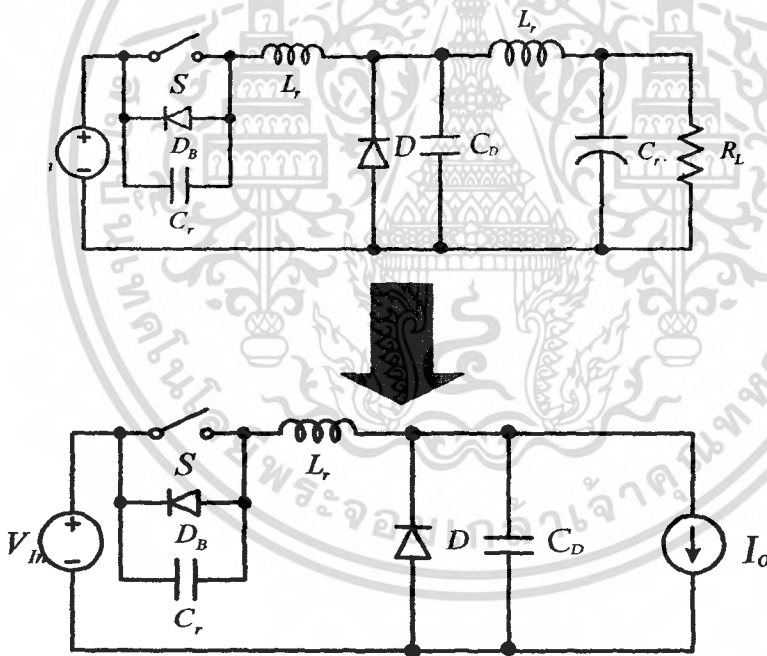
$$f_N = \frac{f}{f_0}$$

ค่าตัวเก็บประจุรวม (Total capacitance)

$$C = \frac{C_s C_D}{C_s + C_D}$$

### 2.3.1 หลักการทำงาน

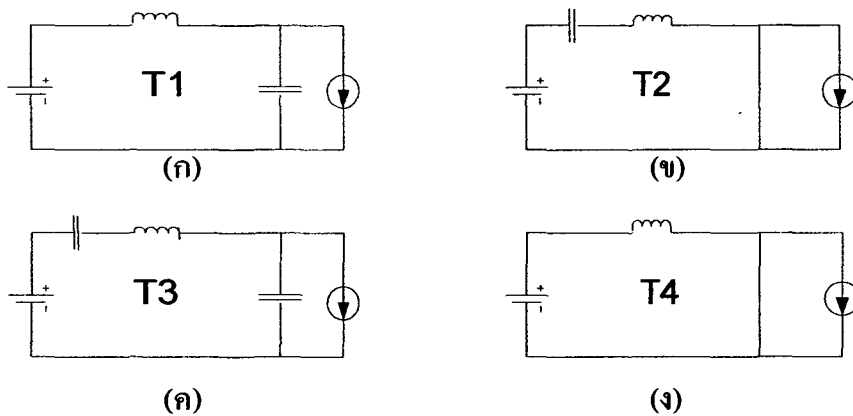
ในการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ จะทำการกำหนดให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำทางด้านขาออกมีค่าสูงมาก เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังนี้



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

และวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จะสามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 4 ช่วง ดังนี้

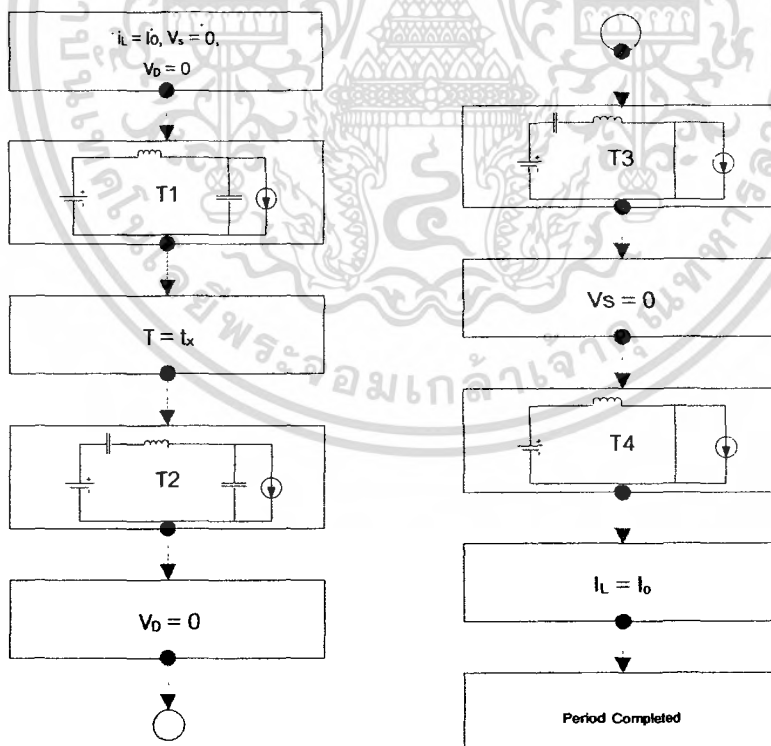
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 2.9** วงจรสมมูลแสดงการทำงานของแต่ละช่วง

- (ก) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 1 ( $t_0-t_1$ )
- (ข) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 2 ( $t_1-t_2$ )
- (ค) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 3 ( $t_2-t_3$ )
- (ง) วงจรสมมูลแสดงการทำงานช่วงที่ 4 ( $t_3-t_4$ )

ซึ่งเงื่อนไขและลำดับการทำงานของวงจรทั้ง 4 แบบสามารถแสดงได้ด้วยแผนภาพดังนี้

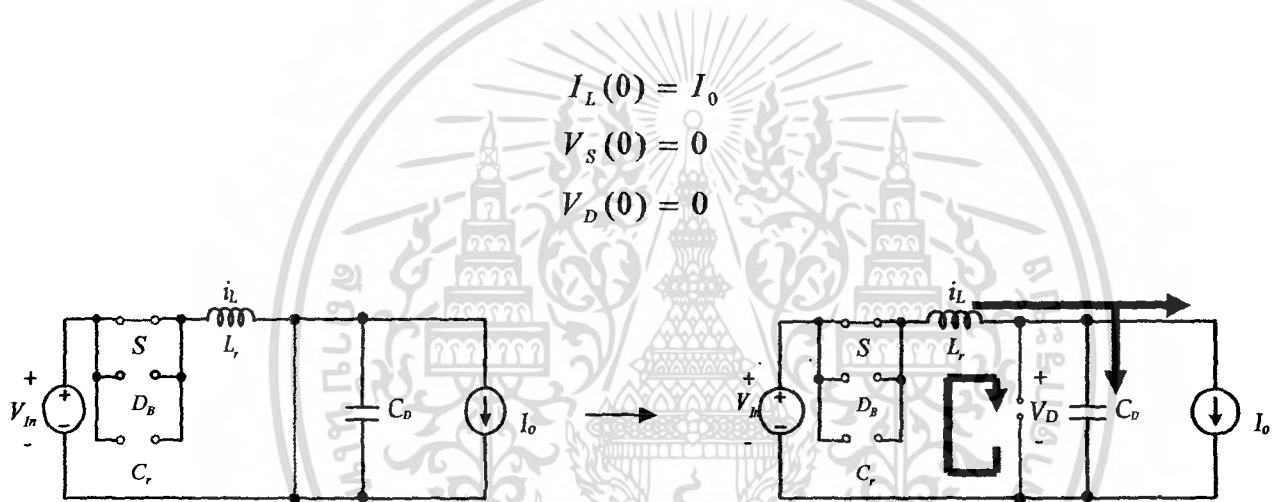


**รูปที่ 2.10** แผนภาพแสดงเงื่อนไขการทำงานและลำดับการทำงานของวงจรสมมูลทั้ง 4 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T1 ( $t_0 - t_1$ )

ในการเริ่มต้นการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบักคอนเวอร์เตอร์ เราจะเริ่มวิเคราะห์โดยให้วงจรทำงานมาได้ระยะหนึ่งแล้ว และจะเริ่มต้นวิเคราะห์จากสภาวะ T1 เพราะ เมื่อสภาวะ T4 ทำงานจนเสร็จสิ้นเราจะพบว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากันพอดี  $i_L = I_0$  และพบว่าค่าความดันตกคร่อมที่ไดโอด  $V_D$  จะเกิดการไบอัสย้อนกลับ ทำให้ค่าความดันตกคร่อมที่ไดโอดมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $V_D = 0$ ) และที่สภาวะ T4 นี้จะเสร็จสิ้นการทำงานในขณะที่สวิตช์ S อยู่ในช่วงนำกระแส ซึ่งทำให้ ค่าความดันตกคร่อมที่สวิตช์มีค่าเท่ากับศูนย์ ( $V_S = 0$ ) โดยช่วงเวลาที่ยังนำกระแสจะเท่ากับ  $t_x$  โดยมีข้อแม้ว่า  $i_L(t_x) > 0$  เพราะถ้า  $i_L(t_x) < 0$  แล้วไดโอด  $D_s$  จะทำงาน ดังนั้นจะทำให้สวิตช์ไม่สามารถควบคุมวงจรได้ ทำให้สามารถทราบค่าเริ่มต้นของสภาวะ T1 ได้ โดยที่สถานะเริ่มต้น(ช่วงT4) กำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.11 แสดงการเปลี่ยนสภาวะของวงจรสมมูลจากสภาวะ T4 เข้าสู่สภาวะ T1

การวิเคราะห์วงจรสมมูลในช่วงสภาวะ T1 นั้นเริ่มจากที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากันพอดี  $i_L = I_0$  ทำให้ไดโอด  $D$  ไม่นำกระแส และสวิตช์  $S$  ยังคงนำกระแสอยู่ ทำให้ได้วงจรสมมูลของสภาวะ T1 ดังรูปที่ 2.10 และสามารถวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของสภาวะ T1 ได้โดย

จาก กฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

$$I_L = I_0 + I_{CD}$$

$$I_L = I_0 + C_D \left( \frac{dv_{CD}}{dt} \right) \quad (2.1)$$

จาก กฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL):

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_m = V_L + V_{CD}$$

$$V_{IN} = L \left( \frac{di_L}{dt} \right) + V_{CD} \quad (2.2)$$

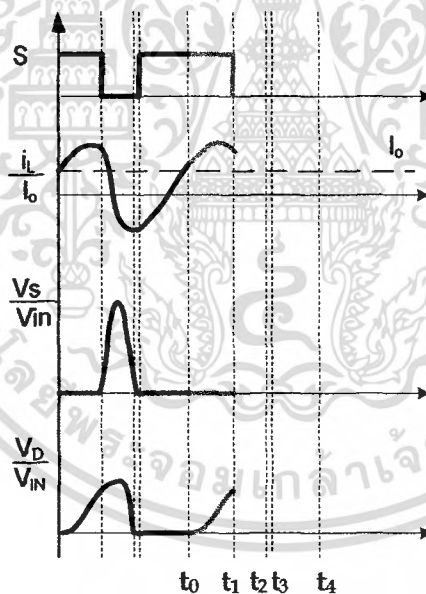
จากสมการที่ 2.1 และ 2.2 จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_S(t) = 0 \quad (2.3)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{IN}}{Z_D} \sin \omega_D t + I_0 \quad (2.4)$$

$$V_D(t) = V_{IN} (1 - \cos \omega_D t) \quad (2.5)$$

จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้น จะสามารถนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_S$  , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ได้



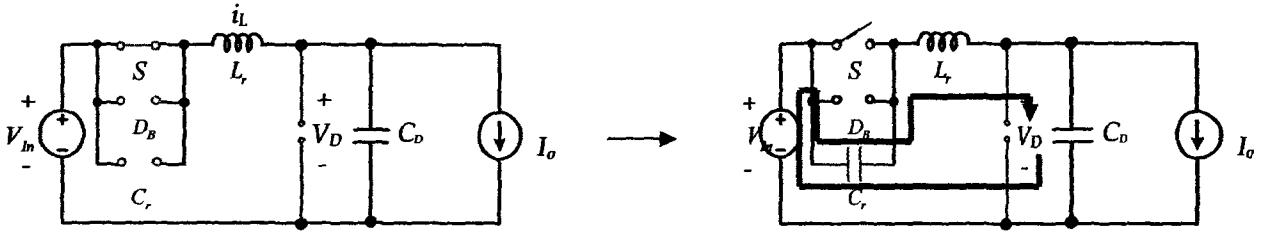
รูปที่ 2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_S$  , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ที่สถานะที่ T1

### 2.3.3 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T2 ( $t_1 - t_2$ )

การทำงานที่สถานะ T1 จะสิ้นสุดลงเมื่อสวิตช์ถูกสั่งให้ไฟฟ้าไม่นำกระแสทำให้วงจรเข้าสู่สถานะ T2 และเมื่อสวิตช์ (S) อยู่ในช่วงไม่นำกระแส จะส่งผลให้กระแสไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านตัวเก็บประจุที่สวิตช์  $C_s$  แทน ซึ่งสามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลเพื่อวิเคราะห์ที่ความถี่ต่างกันต่าง ๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.13 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T1 เข้าสู่สถานะ T2 ที่สถานะ T2 กำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$I_L = I_G = I_{CD} \quad (2.6)$$

จากวงจรสมมูล T2 จะได้

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL):

$$V_S = V_{Cr} + V_{CD} \quad (2.7)$$

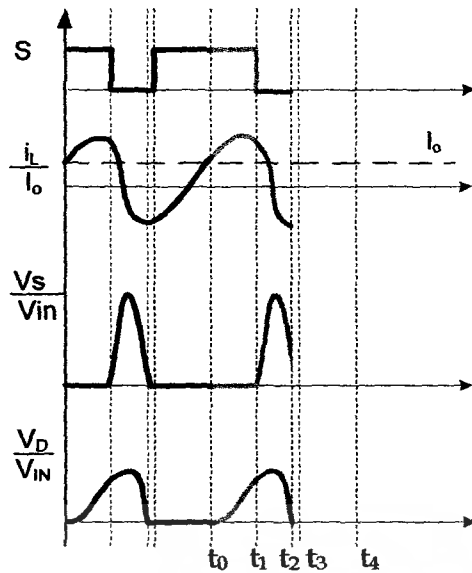
จากสมการที่ 2.6 และ 2.7 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_L(t) = i_L(0) \cos \omega_{SD} t + \frac{I_0 C_S}{C_S + C_D} (1 - \cos \omega_{SD} t) + [V_{in} - V_D(0)] \frac{1}{Z} \sin \omega_{SD} t \quad (2.8)$$

$$V_S(t) = -\frac{1}{\omega_{SD} C_S} i_L(0) \sin \omega_{SD} t - \frac{I_0 t}{C_S + C_D} - \frac{1}{\omega_{SD} C_S + C_D} I_0 \sin \omega_{SD} t + [V_{in} - V_D(0)] \frac{C_D}{C_S + C_D} (1 - \cos \omega_{SD} t) \quad (2.9)$$

$$V_{D(t)} = V_D(0) + \frac{1}{\omega_{SD} C_D} i_L(0) \sin \omega_{SD} t + [V_{in} - V_D(0)] \frac{C_S}{C_S + C_D} (1 - \cos \omega_{SD} t) - \frac{I_0 t}{C_S + C_D} - \frac{I_0}{\omega_{SD} C_D} \frac{C_S}{C_S + C_D} \sin \omega_{SD} t \quad (2.10)$$

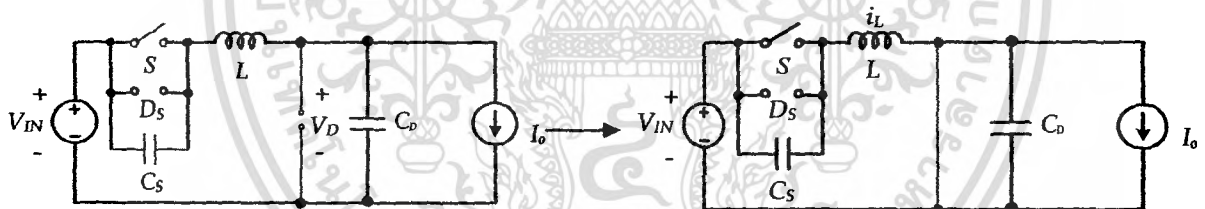
จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้น จะสามารถนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์  $S$ , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ได้



รูปที่ 2.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์  $S$ , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_s$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ที่สถานะที่ T2

2.3.4 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T3 ( $t_2 - t_3$ )

ที่สถานะ T2 จะทำงานเสร็จสิ้นเมื่อค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_s$  ลดลงเป็น 0 และไดโอด  $D_s$  อยู่ในช่วงนำกระแส ทำให้เริ่มเข้าสู่สถานะ T3 (สถานะ T2 สิ้นสุดเมื่อกระแสที่เอาต์พุตมีค่ามากกว่าศูนย์เสมอ  $I_o > 0$ )



รูปที่ 2.15 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T2 เข้าสู่สถานะ T3

ที่สถานะ T3 กำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$I_L = I_o \tag{2.11}$$

จากวงจรสมมูล T3 จะได้

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

$$V_{in} = V_{Cr} + V_{CD} \tag{2.12}$$

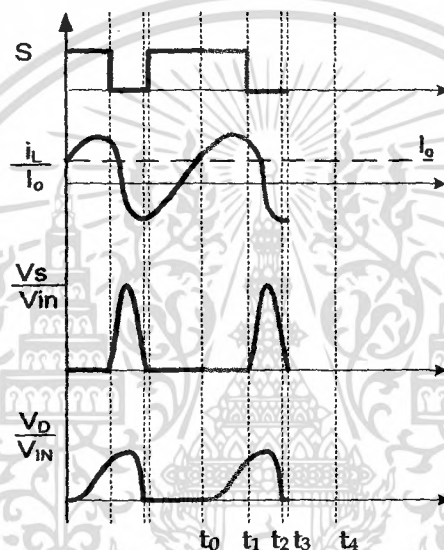
จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_S(t) = V_S(0) \cos \omega_0 t + Z_0 I_L(0) \sin \omega_0 t + V_{IN}(1 - \cos \omega_0 t) \quad (2.13)$$

$$i_L(t) = [V_{IN} - V_S(0)] \frac{1}{Z_D} \sin \omega_0 t + i_L(0) \cos \omega_0 t \quad (2.14)$$

$$V_D(0) = 0 \quad (2.15)$$

จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้น จะสามารถนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิทช์  $S$ , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิทช์  $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ได้



รูปที่ 2.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิทช์  $S$ , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิทช์  $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ที่สถานะที่ T3

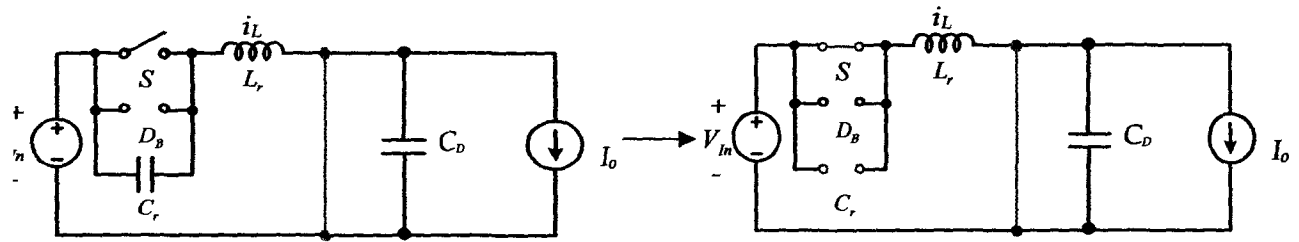
### 2.3.5 วิเคราะห์การทำงานช่วงที่ T4 ( $t_3 - t_4$ )

ในการทำงานในสถานะ T3 จะทำงานเสร็จสิ้นลง ในสถานะนี้เมื่อค่าความดันที่ตกคร่อมสวิทช์  $V_S$  ลดลงเป็น 0 ทำให้วงจรเข้าสู่การทำงานสถานะ T4

โดยในการทำงานของวงจรในสถานะ T4 นี้จะเริ่มทำงานเมื่อค่าความดันที่ตกคร่อมสวิทช์  $V_S$  ลดลงเป็น 0 ไดโอดที่สวิทช์  $D_S$  จะอยู่ในช่วงนำกระแสและจะทำหน้าที่นำกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  ในช่วงลบ โดยในขณะที่เดียวกันวงจรจะสั่งให้สวิทช์  $s$  อยู่ในช่วงนำกระแส ซึ่งเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ สวิทช์  $s$  จะนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  ช่วงบวกแทน ทำให้สามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลได้ โดยสถานะ T4 จะสิ้นสุดลงเมื่อกระแสที่ไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาท์พุทมีค่าเท่ากันพอดี  $i_L = I_o$  แล้ววงจรจะกลับเข้าไปทำงานในสถานะ T1 อีกครั้ง ซึ่งก็จะได้การทำงานครบ 1 รอบการสวิตช์ (Switching Cycle) พอดี



รูปที่ 2.17 แสดงการเปลี่ยนสถานะของวงจรสมมูลจากสถานะ T3 เข้าสู่สถานะ T4

ที่สถานะ T4 จะมีความสัมพันธ์ต่างๆ ได้ดังนี้

$$i_L(t) = \frac{1}{L_r} \int_{t_3}^t V_S dt + i_L(t_3) \quad (2.16)$$

$$V_S = V_{Lr} \quad (2.17)$$

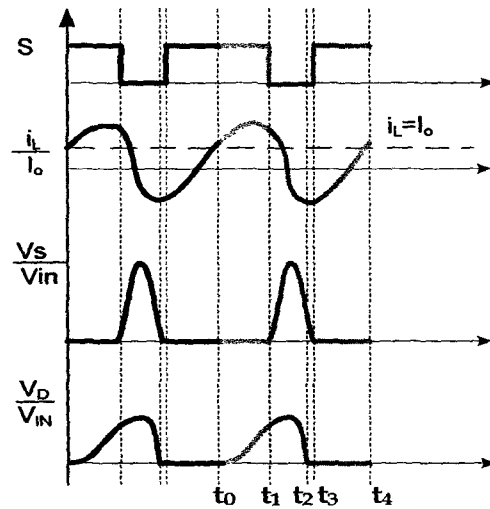
จากสมการที่ 2.16 และ 2.17 จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_L(t) = \frac{V_{IN}}{L} t + i_L(0) \quad (2.18)$$

$$V_S(t) = 0 \quad (2.19)$$

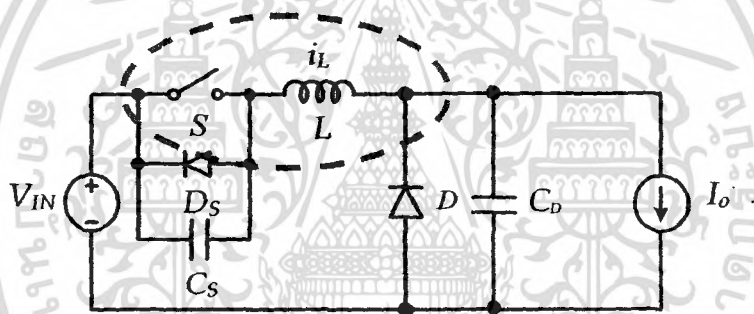
$$V_D(t) = 0 \quad (2.20)$$

จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้น จะสามารถนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์ S, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_S$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ได้



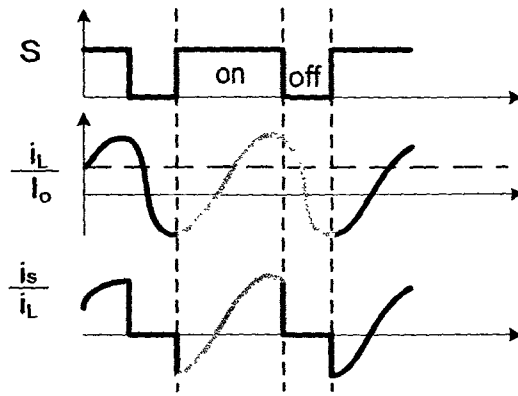
รูปที่ 2.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของสวิตช์  $S$ , กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$ , ค่าความดันที่ตกคร่อมสวิตช์  $V_s$ , และค่าความดันที่ตกคร่อมไดโอด  $V_D$  ที่สภาวะที่ T4

### 2.3.6 การวิเคราะห์หาคะแสสวิตช์



รูปที่ 2.19 วงจรหลักคิเร โชนันท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่แสดงว่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากันพอดี ( $I_s = I_L$ )

จากรูปที่ 2.19 จะเห็นว่า กระแสสวิตช์จะประพฤติตัวเหมือนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $I_s = I_L$ ) โดยในขณะที่สวิตช์  $s$  อยู่ในช่วงนำกระแส เราจะได้กราฟกระแสสวิตช์ซึ่งจะประพฤติตัวเหมือนกราฟกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และในขณะที่สวิตช์  $s$  อยู่ในช่วงไม่นำกระแสเราจะพบว่าไม่มีกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์  $s$  ทำให้กระแสสวิตช์เป็นศูนย์ ซึ่งกระแสสวิตช์ ( $I_s$ ) จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



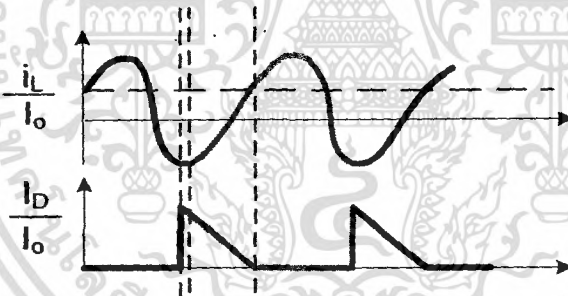
รูปที่ 2.20 กราฟแสดงที่มาของกระแสสวิตช์ ( $I_s$ )

### 2.3.7 การวิเคราะห์หากระแสไดโอด D

จากรูปที่ 2.18 เราสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D ได้ดังนี้

$$I_D = I_O - I_L \quad (2.21)$$

จากสมการที่ 2.21 เราสามารถหากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D ได้ดังรูปที่ 2.20



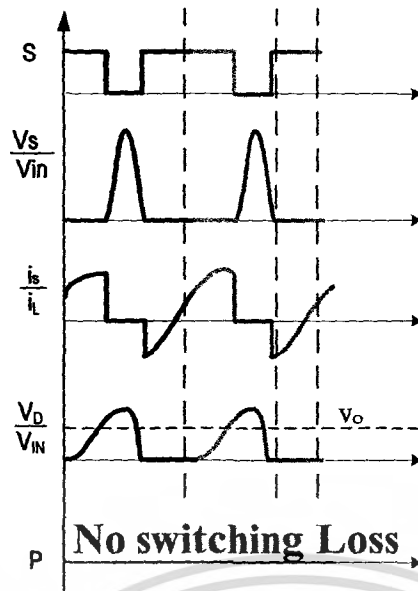
รูปที่ 2.21 กราฟแสดงที่มาของกระแสไดโอด D ( $I_D$ )

### 2.3.8 ผลที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์

จากการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของการทำงานใน 1 รอบการสวิตช์ (Switching Cycle) จะพบว่าไม่เกิดกำลังสูญเสียเมื่อขณะที่สวิตช์ทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.22

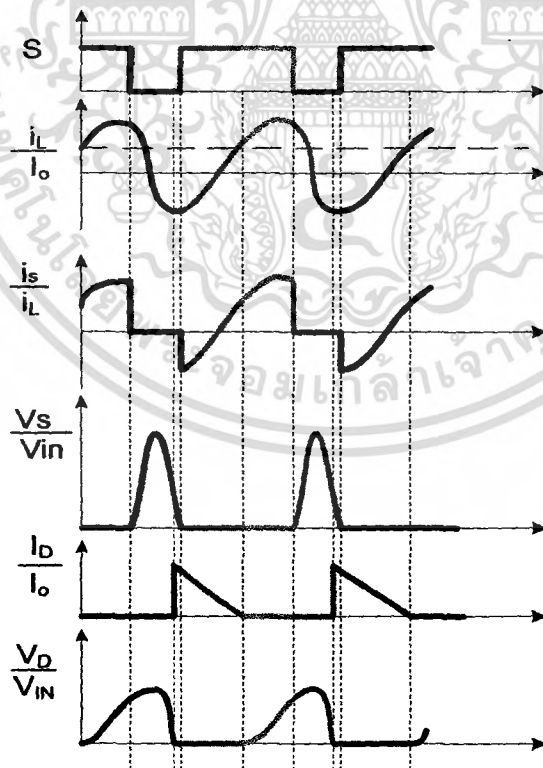
82008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 กราฟแสดงการทำงานของวงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่เกิดการสูญเสียที่สวิตช์

และจะได้ผลของความสัมพันธ์ทั้งหมดจากการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ทั้งหมดจากการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนซ์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.9 การวิเคราะห์หาแรงดันเอาต์พุตและคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio)

จากวงจรสมมูลของวงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัคคอนเวอร์เตอร์ แรงดันเอาต์พุตที่ได้คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_D$  หรือแรงดันตกคร่อมไดโอด D

$$V_O = V_D$$

และจากสมการการทำงานของวงจรจะสังเกตได้ว่าช่วงเวลาที่มืแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_D$  หรือแรงดันตกคร่อมไดโอด D นั้น คือ ช่วงเวลา T1 และ T2 ( $0 - t_2$ ) เท่านั้น ดังนั้นค่าของแรงดันเอาต์พุต  $V_O$  จะหาได้ จากสมการที่ 2.5 และสมการที่ 2.10

$$V_O = \begin{cases} V_{IN}(1 - \cos\omega_D t) & (0 < t < t_1) \\ V_D(0) + \frac{1}{\omega_{SD} C_D} i_L(0) \sin\omega_{SD} t + [V_{IN} - V_D(0)] \frac{C_S}{C_S + C_D} (1 - \cos\omega_{SD} t) - \frac{I_0 t}{C_S + C_D} - \frac{I_0}{\omega_{SD} C_D} \frac{C_S}{C_S + C_D} \sin\omega_{SD} t & (t_1 < t < t_2) \end{cases}$$

จากความสัมพันธ์ทั้งสองช่วงเวลาทั้ง T1 และ T2 ( $0 - t_2$ ) จะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยดังนี้

$$V_O = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} V_D(t) dt$$

$$V_O = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_1} V_D(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} V_D(t) dt \right]$$

เมื่อเราได้สมการของแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย เราจะสามารถนำสมการนี้ไปหา สมการของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) ได้โดยการจัดรูปของสมการ โดยมีเงื่อนไขดังนี้

ความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ (Normalized Load Resistance)

$$R_{IN} = \frac{R_L}{Z_0} \quad (2.22)$$

อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ (Ratio of capacitance)

$$C_N = \frac{C_D}{C_S} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

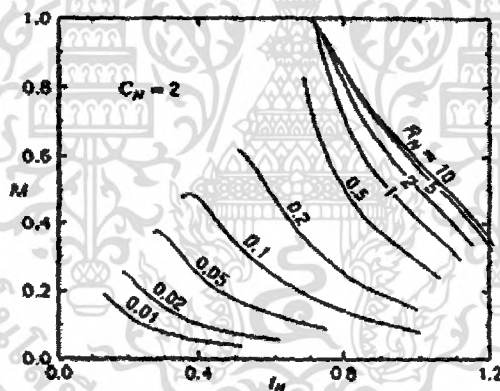
กระแสอร์มอลไลซ์ (Normalized Current)

$$I_N = \frac{I_0 Z_0}{V_{in}} \quad (2.24)$$

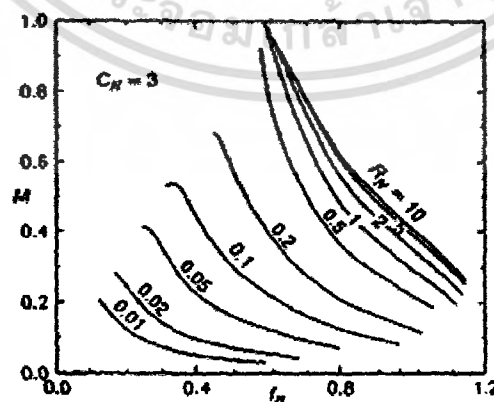
ความถี่สวิตช์นอร์มอลไลซ์ (Normalized Switching Frequency)

$$f_N = \frac{f}{f_0} \quad (2.25)$$

จากขั้นตอนดังกล่าวเราจะสามารถหาสมการของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) ออกมาได้และทำการกำหนดค่าตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงคือ ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) และอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เพื่อทำการหาค่าคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) ได้ดังกราฟข้างล่างต่อไปนี้

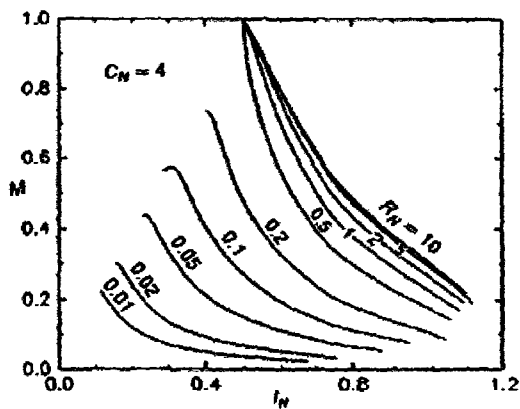


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

ที่มา “DC Analysis and Design of Zero Voltage Switched Multiresonant Converters “, W.A.Tabisz and F.C.Lee, IEEE, 1989

**รูปที่ 2.24 แสดงคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) ของวงจรมัลติเรโซแนนท์แบบบัสคอนเวอร์เตอร์**

- (ก) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี  $C_N$  มีค่าเป็น 2
- (ข) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี  $C_N$  มีค่าเป็น 3
- (ค) คุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) กรณี  $C_N$  มีค่าเป็น 4

ค่าคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (Conversion Ratio) จะหาจากการกำหนดสถานะของอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่แตกต่างกันออกไป คือ กำหนดอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 2, 3 และ 4 ตามลำดับ ค่าสูงสุดของ  $C_N$  จะก่อให้เกิดค่ากระแสที่มากเกินไปและมีประสิทธิภาพต่ำ ขณะที่ค่าที่ต่ำไม่สามารถรองรับช่วงของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตและการเปลี่ยนแปลงของภาระในช่วงกว้างได้ ค่าคุณลักษณะนี้จะแสดงเฉพาะค่าความชันในส่วนที่เป็นลบ (ส่วนนี้จะประมาณได้ที่  $0 < \omega_D t_x < (3/4)\pi$ ) เราสามารถเห็นได้ว่าค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อค่าประมาณค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) ลดลงน้อยกว่า 0.1

เราสามารถพิสูจน์เพื่อทำการวิเคราะห์ค่ากระแสที่ไหลผ่านสูงสุดบนสวิตช์ปรากฏเมื่อกระแสของตัวเหนี่ยวนำสูงสุดซึ่งอยู่ในช่วงระหว่างสถานะ T1 จะมีสมการดังต่อไปนี้

$$I_{S,max} = I_{L,max} \leq \frac{V_{IN,max}}{Z_D} + I_{0,max} = V_{IN,max} \frac{\sqrt{C_N}}{Z_0} + I_{0,max} \tag{2.26}$$

ในทำนองเดียวกันค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดของ ไดโอดจะปรากฏเมื่อแรงดัน ไดโอด ( $V_D$ ) สูงสุดซึ่งอยู่ในช่วงระหว่างสถานะ T1 จะมีสมการ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{D,\max} \leq 2V_{IN,\max} \quad (2.27)$$

ในการหาสมการที่แสดงค่าที่แท้จริงสำหรับกระแสที่ไหลผ่านสูงสุดของไดโอดนั้นทำได้ค่อนข้างยาก แต่เราสามารถใช้ประโยชน์จากการประมาณ จากสมการ

$$i_D = i_0 + i_L$$

ดังนั้นค่ากระแสที่ไหลผ่านสูงสุดบนไดโอด จะปรากฏเมื่อกระแสของตัวเหนี่ยวนำ ( $i_L$ ) เป็นลบมากที่สุดนั่นเอง จากวงจรมัลติเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบบัก ค่ากระแสที่ไหลผ่านสูงสุดที่ได้จะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับค่าตัวแปรต่างๆของวงจร และสภาวะการทำงาน แต่มีอีกสิ่งหนึ่งนั่นคือ ค่ากระแสสูงสุดในด้านลบของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  จะมีค่าน้อยกว่าด้านบวกเสมอ ซึ่งค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  สูงสุดนี้สามารถหาได้จากสมการ  $I_{s,\max}$  ข้างต้นและค่ากระแสสูงสุดของไดโอด หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_{D,\max} \leq 2I_{0,\max} + V_{In,\max} \frac{\sqrt{C_N}}{Z_0} \quad (2.28)$$

## 2.4 ตัวอย่างการออกแบบวงจร

วงจรมัลติเรโซแนนซ์บักคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ มีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าคุณสมบัติของวงจรตัวอย่างการออกแบบ

$V$ (input)	$V_{IN,\min} = 10 \text{ V}$	$V_{IN,\max} = 18 \text{ V}$
$V$ (output)	5 V	
$I_0$	$I_{0,\min} = 0 \text{ A}$	$I_{0,\max} = 5 \text{ A}$
$M$	$M_{\min} = 0.2$	$M_{\max} = 0.5$
$f_{\min}$	450 kHz	
Load	1 - 5 $\Omega$	

### ขั้นตอนการออกแบบ

ขั้นที่ 1 : การคำนวณค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) และ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) โดยในการเลือกค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) เราจะต้องเลือกให้

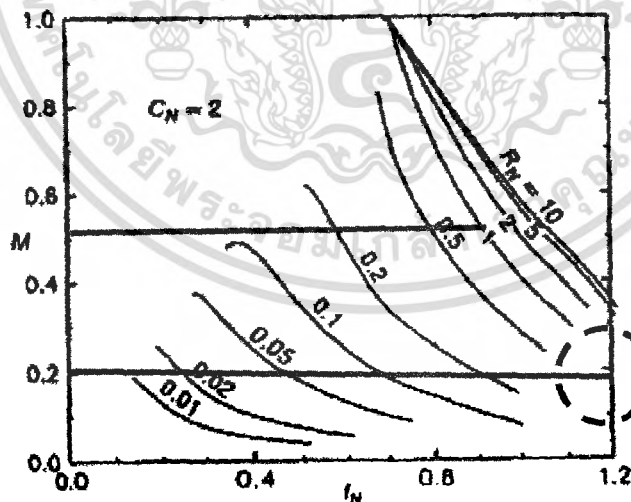
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมพันธ์กับภาระที่เราใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจรจะได้ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ต่ำสุด  $R_{N,MIN} = 0.1$  ซึ่งสามารถคำนวณความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) และ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) ได้จากสมการที่ 2.22

$$\text{หาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ } (Z_0) \text{ จาก } Z_0 = \frac{R_{L,MIN}}{R_{N,MIN}} = \frac{1}{0.1} = 10$$

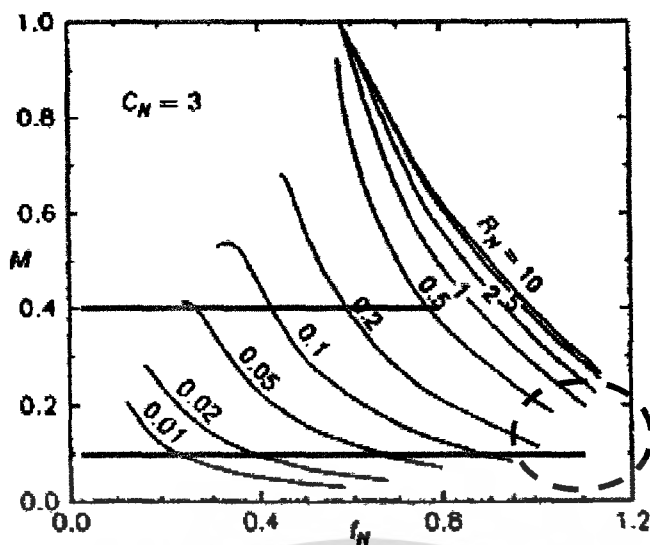
$$\text{หาค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ } (R_N) \text{ จาก } R_{N,MAX} = \frac{R_{L,MAX}}{Z_0} = \frac{10}{10} = 1$$

ขั้นที่ 2 : พิจารณาอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่เราต้องการ โดยเส้นกราฟที่ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) มากที่สุด จะสมมติว่าเป็น ค่าภาระต่ำสุด หากเราเลือกพิจารณาค่า ความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) ยิ่งมากจะหมายความว่าช่วงของโพลต์ก็จะปรับ ได้กว้างขึ้น และจากสมการที่ 2.28 ควรเลือกกราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่มีค่าน้อยเพราะจะทำให้ค่ากระแสสูงสุด (Current Stress) น้อยลงด้วย เพราะฉะนั้นเมื่อพิจารณากราฟจากรูปที่ 2.25 และ 2.26 ด้านล่างจะได้ อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) = 3 เพราะ อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) = 2 ไม่ครอบคลุมค่า ค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่ ค่าภาระต่ำสุด



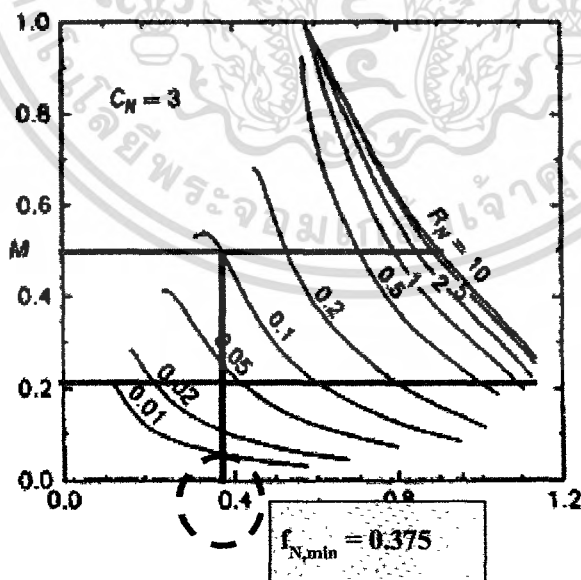
รูปที่ 2.25 แสดงการออกแบบ โดยเลือกค่าอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 2 จากคุณลักษณะของอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ซึ่ง ไม่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่ค่าภาระต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แสดงการออกแบบโดยเลือกค่า อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 3 จากคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M) ซึ่งครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ (M) ที่ค่าภาระต่ำสุด

ขั้นที่ 3 : พิจารณากราฟคอนเวอร์ชันเรโซ (M) และค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดเทียบกับกราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่เราเลือก เพื่อพิจารณาหาค่าโหลด ที่น้อยที่สุดที่ครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ (M) เพราะฉะนั้นเมื่อพิจารณาจากกราฟจะ ได้ความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) ที่น้อยที่สุดมีค่าเท่ากับ 0.1 โดยเป็นค่าที่ครอบคลุมคอนเวอร์ชันเรโซ (M) โดยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.27 เพื่อความถี่สวิตช์ (Switching frequency,  $f_{N,min}$ ) จะได้  $f_{N,min} = 0.375$



รูปที่ 2.27 แสดงการกำหนดค่าความถี่สวิตช์ต่ำสุด ( $f_{N,min}$ ) ของวงจรที่ออกแบบจากคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 4 : คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  , ตัวเก็บประจุ  $C_s$  , ตัวเก็บประจุ  $C_D$  , ความถี่  $f_0$

จากสมการ 2.25 จะได้ 
$$f_0 = \frac{450}{0.375} = 1.2 \text{ MHz}$$

จากความถี่เรโซแนนท์จะได้ 
$$L = \frac{Z_0}{2\pi f_0} = 1.33 \mu\text{H}$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0} = 13.3 \text{ nF}$$

จากสมการ 2.23 จะได้ 
$$C_D = C_N C_s = 39.8 \text{ nF}$$

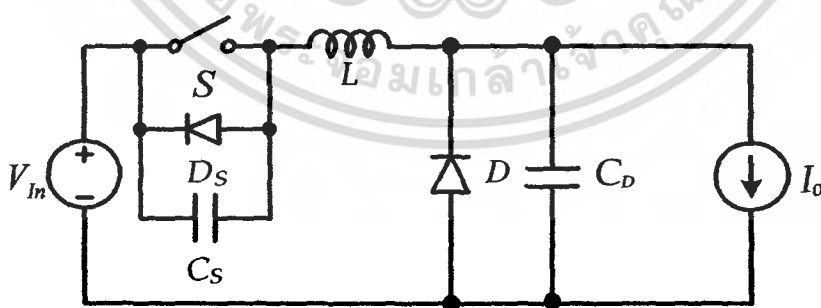
ขั้นที่ 5 : คำนวณหาค่าประมาณของแรงดันและกระแสสูงสุดที่สวิทช์และไดโอด จากสมการที่ 2.26 , 2.27 และ 2.28 ได้

$$I_{S,\max} \leq \frac{V_{IN,\max}}{Z_D} + I_{0,\max} \leq 8.12$$

$$V_{D,\max} \leq 2V_{IN,\max} \leq 36 \text{ V}$$

$$I_{D,\max} \leq 2I_{0,\max} + V_{IN,\max} \frac{\sqrt{CN}}{Z_0} \leq 13.11$$

เมื่อคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรเสร็จสมบูรณ์แล้ว เราจะได้วงจรมัลติเรโซแนนท์ ที่มีรายละเอียดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังรูปที่ 2.28



$$Z_0 = 10 \quad f_0 = 1.2 \text{ MHz} \quad L = 1.33 \mu\text{H} \quad C_s = 13.3 \text{ nF} \quad C_D = 39.8 \text{ nF}$$

รูปที่ 2.28 แสดงวงจรมัลติเรโซแนนท์ และค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากตัวอย่างการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การคำนวณและการออกแบบวงจร

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเกี่ยวข้องกับการออกแบบคำนวณค่าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรมัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ และข้อมูลในการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรมัลติเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

### 3.2 การออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

#### 3.2.1 การออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในการทดลองโครงงาน

วงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ มีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบ

$V$ (input)	$V_{IN,min} = 20 \text{ V}$	$V_{IN,max} = 25 \text{ V}$
$V$ (output)	5 V	
$I_0$	$I_{0,min} = 1 \text{ A}$	$I_{0,max} = 5 \text{ A}$
$M$	$M_{min} = 0.2$	$M_{max} = 0.25$
$f_{min}$	100kHz	
Load	1 - 5 $\Omega$	

#### ขั้นตอนการออกแบบ

ขั้นที่ 1 : การคำนวณความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) และ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) โดยในการเลือกความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) เราจะต้องเลือกให้สัมพันธ์กับภาระที่เราใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งจากคุณสมบัติของวงจรจะได้ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ต่ำสุด  $R_{N,min} = 0.1$  และมีค่าความดันสูงสุดประมาณ 4 V ซึ่งสามารถคำนวณค่า ความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) และ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) ได้จากสมการที่ 2.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

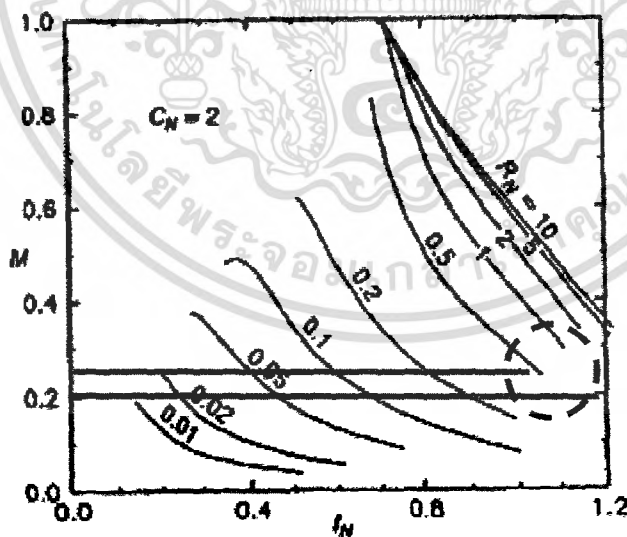
หาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ )

$$Z_0 = \frac{R_{L,\min}}{R_{N,\min}} = \frac{1}{0.1} = 10$$

หาค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) จาก

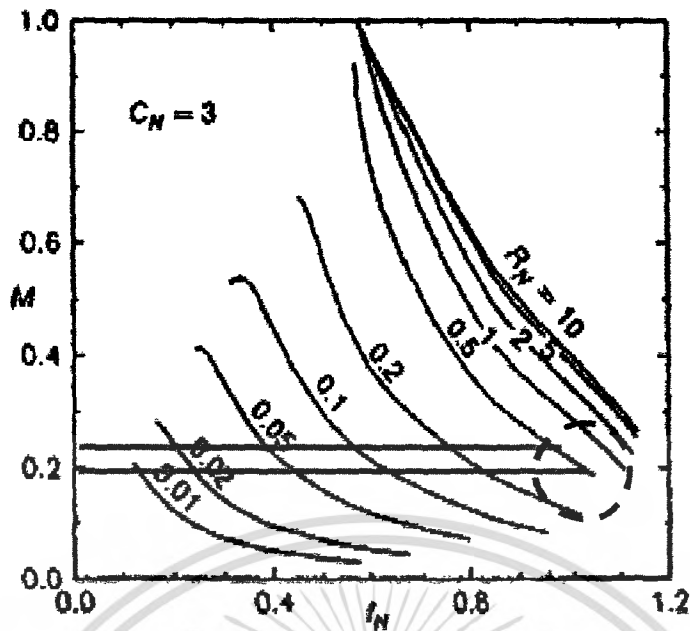
$$R_{N,\max} = \frac{R_{L,\max}}{Z_0} = \frac{5}{10} = 0.5$$

ขั้นที่ 2 : พิจารณาอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่เราต้องการ โดยเส้นกราฟที่ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) มากที่สุด จะสมมติว่าเป็นจุดที่มีค่าภาระต่ำที่สุดหากเราเลือกพิจารณาค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) ยิ่งมากจะหมายถึงช่วงของโหลดที่จะปรับได้กว้างขึ้น และจากสมการที่ 2.28 ควรเลือกกราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่มีค่าน้อยเพราะจะทำให้ค่ากระแสสูงสุด (Current Stress) น้อยลงด้วย เพราะฉะนั้นเมื่อพิจารณากราฟจากรูปที่ 3.1 ถึง 3.3 ด้านล่างจะได้อัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) = 4 เพราะเมื่อพิจารณาที่กราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) = 2 ไม่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่ค่าภาระต่ำสุดและเมื่อพิจารณาที่กราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) = 3 จะเห็นว่าค่าภาระที่น้อยที่สุดที่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ได้ก็คือ  $R_{N,\min} = 0.1$  แต่ในส่วนของค่าโหลดที่  $R_{N,\min} = 0.5$  นั้นยังได้ค่าที่ไม่ครอบคลุมนักซึ่งผลที่ได้ อาจจะให้ค่าที่คลาดเคลื่อนได้และค่อนข้างมีความเสี่ยงที่จะทำให้วงจรไม่ทำงานตามปกติตามที่ได้ออกแบบไว้

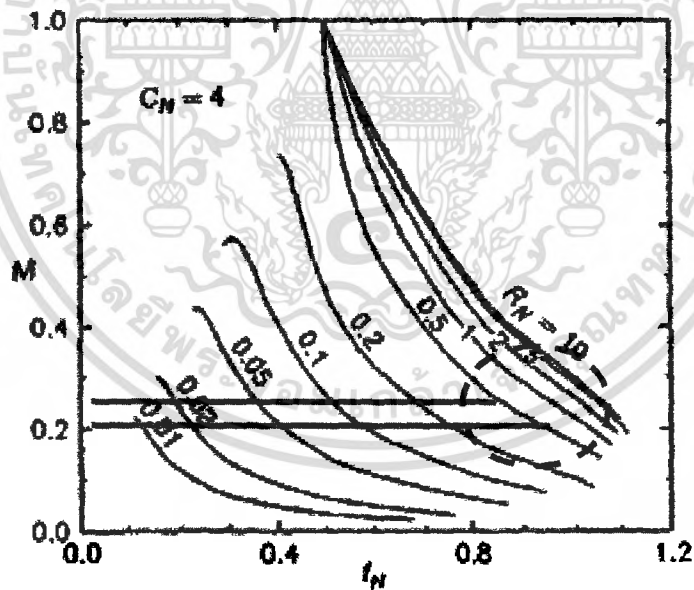


รูปที่ 3.1 แสดงการออกแบบโดยเลือกค่าอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 2 จากคุณลักษณะของคอนเวอริชันเรโซ (M) ซึ่งไม่ครอบคลุมค่าคอนเวอริชันเรโซ (M) ที่ค่าภาระต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



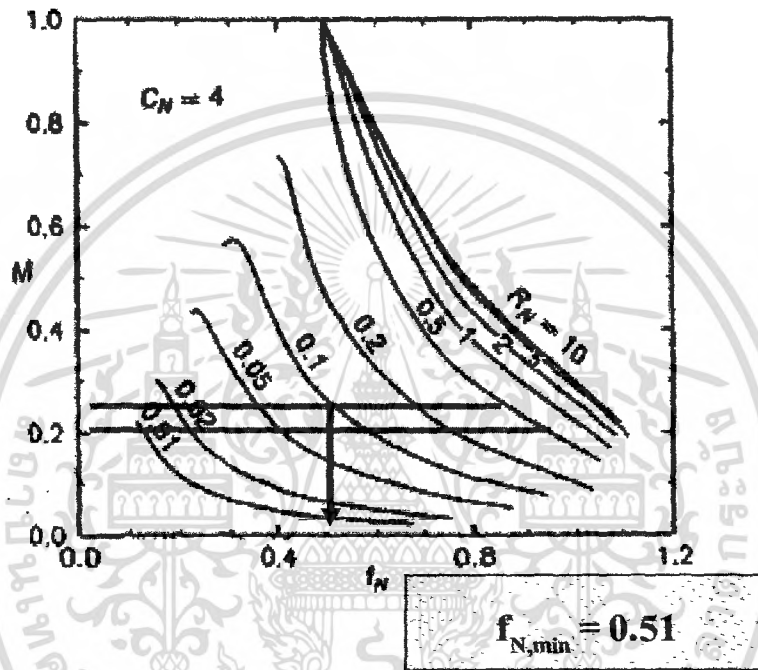
รูปที่ 3.2 แสดงการออกแบบโดยเลือกอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 3 จากคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M) ซึ่งมีความเสี่ยงเมื่อใช้ในการออกแบบ



รูปที่ 3.3 แสดงการออกแบบโดยเลือกอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) เป็น 4 จากคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M) ซึ่งครอบคลุมค่าคอนเวอร์ชันเรโซ (M) ที่ค่าภาระต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 3 : พิจารณากราฟคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M) และค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดเทียบกับกราฟอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ( $C_N$ ) ที่เราเลือก เพื่อพิจารณาหาค่าโหลด ที่น้อยที่สุดที่ครอบคลุมค่าคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ (M) เพราะฉะนั้นเมื่อพิจารณาจากกราฟจะได้ค่าความต้านทานภาระนอร์มอลไลซ์ ( $R_N$ ) ที่น้อยที่สุดมีค่าเท่ากับ 0.1 โดยเป็นค่าที่ครอบคลุม คอนเวอร์ชันเรโซ (M) โดยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.4 เพื่อหาความถี่สวิทช์ที่ต่ำที่สุด ( $f_{N,min}$ ) ซึ่งจะมีค่าเป็น 0.51



รูปที่ 3.4 แสดงการกำหนดค่าความถี่สวิทช์ต่ำสุด ( $f_{N,min}$ ) ของวงจรที่ออกแบบจากคุณลักษณะของคอนเวอร์ชันเรโซ

ขั้นที่ 4 : คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L, ตัวเก็บประจุ  $C_s$ , ตัวเก็บประจุ  $C_D$ , ความถี่  $f_0$

จากสมการ 2.25 จะได้

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f_0} = \frac{10}{2\pi(196.08\text{kHz})} = 8.116 \mu\text{H}$$

จากความถี่เรโซแนนท์จะได้

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0} = \frac{1}{2\pi(196.08\text{k})(10)} = 81.17 \text{ nF}$$

$$C_D = C_N C_s = 4(c_s) = 4(81.17\text{nF}) = 324.68 \text{ nF}$$

จากสมการ 2.23 จะได้

$$f_0 = \frac{f_{min}}{f_{N,min}} = \frac{100}{0.51} = 196.08 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 5 : การคำนวณหาความถี่สวิตช์ (Switching Frequency) สามารถคำนวณได้จากความถี่สวิตช์นอร์มอลไลซ์ (Normalized Switching Frequency) จากสมการที่ 2.25 จะได้ความถี่สวิตช์ที่ใช้ในการทำงานของวงจร เมื่อแรงดันขาเข้า  $V_{IN}$  มีค่า 20V ถึง 25 V และภาระของวงจรเป็น  $1 \Omega$  ถึง  $5 \Omega$

ตารางที่ 3.2 แสดงการคำนวณหาความถี่สวิตช์ที่สภาวะต่าง ๆ

$V_{IN}$ (V)	$R_L$ ( $\Omega$ )	$f_s$ (kHz)
20	1	$f_s = f_o \cdot f_N = 196.08 \text{ k} \times 0.51 = 100$
20	5	$f_s = f_o \cdot f_N = 196.08 \text{ k} \times 0.87 = 170.590$
25	1	$f_s = f_o \cdot f_N = 196.08 \text{ k} \times 0.59 = 115.687$
25	5	$f_s = f_o \cdot f_N = 196.08 \text{ k} \times 0.94 = 184.315$

ขั้นที่ 6 : คำนวณหาค่าประมาณของแรงดันและกระแสสูงสุดที่สวิตช์และไดโอด จากสมการที่ 2.26 , 2.27 และ 2.28 จะได้

$$I_{S,max} = I_{L,max} \leq \frac{V_{IN,max}}{Z_D} + I_{0,max} = V_{IN,max} \frac{\sqrt{C_N}}{Z_o} + I_{0,max}$$

$$I_{S,max} \leq \frac{25(\sqrt{4})}{10} + 5 = 10$$

$$V_{D,max} \leq 2V_{IN,max}$$

$$V_{D,max} \leq 50V$$

$$I_{D,max} \leq 2I_{0,max} + V_{IN,max} \frac{\sqrt{C_N}}{Z_o}$$

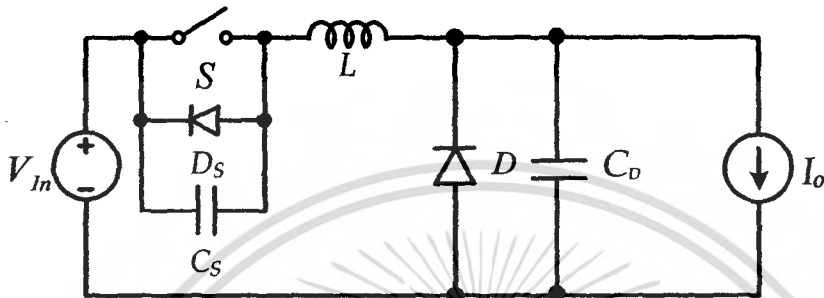
$$I_{D,max} \leq 15A$$

เมื่อคำนวณค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ที่จะใช้ทำการทดลองได้ทั้งหมดแล้ว จะสามารถสรุปคุณสมบัติของอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ ดังแสดงในตารางที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

$V_m$ (V)	20	20	25	25
$R_L$ ( $\Omega$ )	1	5	1	5
$f_s$ (kHz)	100	170.590	115.687	184.315
Off Time ( $\mu$ s)	3.5	3.5	3.5	3.5



$$Z_0 = 10 \quad f_0 = 196.08 \text{ kHz} \quad L = 8.116 \mu\text{H} \quad C_s = 81.17 \text{ nF} \quad C_D = 324.68 \text{ nF}$$

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์และค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบ

### 3.3 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง

#### 3.3.1 การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี แบบบัค ที่ใช้ใน

โครงการ

พิจารณาโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM)

คุณสมบัติทาง ไฟฟ้า (electrical specification) ของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค  
ต้นแบบที่สร้างขึ้นมีดังนี้

$$V_i = 20 - 25 \text{ V}$$

$$V_o = 5 \text{ V}$$

$$I_o = 1 - 5 \text{ A}$$

$$f_s = 100 - 184.315 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ออกแบบให้วงจรทำงานใน โหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) โดยที่ค่าภาระมากที่สุด  $R_{\max} = 5 \Omega$  ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่ทำให้วงจรทำงานใน โหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) จะต้องเป็นไปตามสมการที่ 3.1 ดังนี้

$$L > \frac{1}{2} R_{\max} T_s (1 - D_{\min}) \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$D = \frac{V_o}{V_i}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

โดยที่

$D$  คือ ดิวตีไซเคิลที่สภาวะคงตัว

$R_{\max}$  คือ ความต้านทานสูงสุดของ โหลด

$D_{\min}$  คือ ดิวตีไซเคิลต่ำสุด

$T_s$  คือ คาบเวลาในการสวิตช์

ดังนั้นจะได้ค่าดิวตีไซเคิล (Duty Cycle) จะมีค่าต่ำสุดเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าสูงสุด และคาบเวลาในการสวิตช์ ดังนี้

$$D_{\min} = \frac{5}{25} = 0.2$$

$$T_s = \frac{1}{100000} = 10 \mu\text{s}$$

ดังนั้นจากสมการที่ 3.1 จะสามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัตคอนเวอร์เตอร์ได้โดยแทนค่า  $D_{\min} = 0.2$ ,  $T_s = 10 \mu\text{s}$  และ  $R_{\max} = 5 \Omega$  ดังนี้

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2} R_{\max} T_s (1 - D_{\min}) \\ &= \left(\frac{1}{2}\right)(5) \left(\frac{1}{100 \times 10^3}\right) (1 - 0.2) \\ &= 20 \mu\text{H} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.1) จะได้ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ต้องมีค่ามากกว่า  $20\mu\text{H}$  ดังนั้นจึงเลือก  $L = 55\mu\text{H}$  เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) และมีริปล (Ripple) ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเพียงเล็กน้อย

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ  $L$  สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่ไหม้ตัวแม้ในขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (area product,  $A_p$ ) ระหว่างพื้นที่ที่ตัดขวางของแกน (core cross section area,  $A_c$ ) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window area,  $A_w$ ) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}} \quad (3.2)$$

โดยที่

$A_p$	คือ	ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$A_c$	คือ	พื้นที่ตัดขวางของแกน
$A_w$	คือ	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$E$	คือ	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
$k_w$	คือ	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$k_c$	คือ	อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ (crest factor)
$J$	คือ	ความหนาแน่นในเส้นลวดทองแดง
$B_{\max}$	คือ	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 \quad (3.3)$$

เมื่อ

$$I_{L,\max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$I_{L,max}$  คือ กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ

$I_{L,av}$  คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

$\Delta I_L$  คือ ริบเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ

ดังนั้นจากสมการที่ 3.4, 3.3 และ 3.2 จะได้

$$I_{L,max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I}{2} = 5 + \frac{0.5}{2} = 5.25 \text{ A}$$

$$E = \frac{1}{2} LI_m^2 = \left(\frac{1}{2}\right)(55 \times 10^{-6})(5.25)^2 = 0.758 \times 10^{-3} \text{ joules}$$

$$\begin{aligned} A_p = A_w A_c &= \frac{2E}{K_w K_c J B_m} \\ &= \frac{(2)(0.758 \times 10^{-3})}{(0.6)(1)(3 \times 10^6)(0.2)} \\ &= 4.211 \times 10^{-9} \times 10^{12} \\ &= 4211 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

โดย

$$B_m = 0.2 \text{ T}$$

$$J = 3 \text{ A/mm}^2 = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$$

$$K_w = 0.6$$

$$K_c = 0.1$$

โดยพิจารณาขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด  $I_{L,av} = I_o = 10 \text{ A}$  และกำหนดให้  $\Delta I_L = 10\% I_{L,av}$

จากการคำนวณข้างต้นเราสามารถเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ได้จากตารางของแกนเฟอร์ไรต์ (ภาคผนวก ก.) โดยเมื่อเราทราบค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวดแล้ว ก็จะสามารถเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่จะนำมาใช้ในการพันได้ โดยเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ แกน EER 35/34 ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้บรรจุควดเพียงพอในการสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังที่แสดงในสมการที่ 3.5 ด้านล่าง

$$A_p = A_w A_c = (100)(218) = 218000 \text{ mm}^4 \quad (3.5)$$

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้แผ่นทองแดงเพื่อช่วยลดปริมาณฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากการพันค้วลวดทองแดงจำนวนหลายเส้น โดยจำนวนรอบของทองแดงคำนวณได้จากสมการที่ 3.6

$$N = \frac{LI_{L,max}}{A_c B_{max}} \quad (3.6)$$

โดยที่

N คือ จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 3.6 จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำได้เท่ากับ 15 รอบ

แกน EER 35/34 ; 
$$N = \frac{LI_{L,max}}{A_c B_{max}} = \frac{(55)(5.25)}{(100)(0.2)} = 14.44 = 15 \text{ รอบ}$$

และขนาดของเส้นลวดที่ใช้พัน สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.7 ด้านล่าง

$$a = \frac{I}{J} \quad (3.7)$$

เมื่อแทนค่าจะได้

$$a = \frac{I}{J} = \frac{5}{3} = 1.6666 \text{ mm}^2$$

ซึ่งสามารถนำไปเลือกใช้หาขนาดของขดลวดได้จากตารางขนาดลวดตัวนำ (ภาคผนวก ข.) จากนั้นต้องทำการ ตรวจสอบจำนวนรอบการพันว่าสามารถพันได้เพียงพอกับขนาดของแกนแต่ละแบบที่เลือกมาได้หรือไม่ จากสมการที่ 3.8 ด้านล่าง

$$A_w K_w) a N \quad (3.8)$$

เมื่อแทนค่าจะได้

แกน EER 35/34 ; 
$$(218)(0.6) > (1.6666)(15)$$
  
$$130.8 > 24.99$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสมการเป็นจริง แสดงว่าสามารถพันลวดได้เพียงพอกับขนาดของแกนที่เลือกมา  
ระยะของช่องอากาศ (air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการ  
(3.9) ต่อไปนี้

$$l_g = \frac{4\pi 10^7 N^2 A_c}{L} \quad (3.9)$$

โดยที่

$l_g$  คือ ความยาวของช่องอากาศ

เมื่อแทนค่าจะได้

แกน EER 35/34 ;  $l_g = \frac{4\pi \times (15)^2 (100) \times 10^{-7}}{55 \times 10^{-6}} = 0.514 \text{ mm}$

3.3.2 การออกแบบสร้างตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี แบบบัค ที่ใช้ใน  
โครงการ

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C เป็นไปตามสมการที่ 3.10

$$C = \frac{V_o T_s^2}{\Delta V_o 8L} (1 - D_{\min}) \quad (3.10)$$

โดยที่

$\Delta V_o$  คือ ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต

เมื่อแทนค่าต่าง ๆ จะได้

กำหนดให้  $\Delta V_o = 0.5\%$

$$\begin{aligned} C &= \frac{V_o T_s^2}{\Delta V_o 8L} (1 - D_{\min}) \\ &= \frac{5}{\frac{0.5}{100} \times 5} \cdot \frac{10^{-10}}{(8)(55 \times 10^{-6})} \cdot (0.8) \\ &= 36.36 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ  $C = 200 \mu\text{F}$  โดยการนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $100 \mu\text{F}$  ซึ่งมีค่า ESR คือ  $R_c = 0.19 \Omega$  จำนวน 2 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ทำให้ได้ค่า ESR รวม  $R_c = 0.095 \Omega$

เมื่อคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรเสร็จสมบูรณ์แล้ว เราจะได้วงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์ ที่มีรายละเอียดของอุปกรณ์ต่าง ๆ และจะนำค่าต่าง ๆ ไปทำการจำลองผลการทำการงาน โดยโปรแกรม PSPICE ซึ่งจะกล่าวถึงในขั้นตอนถัดไป

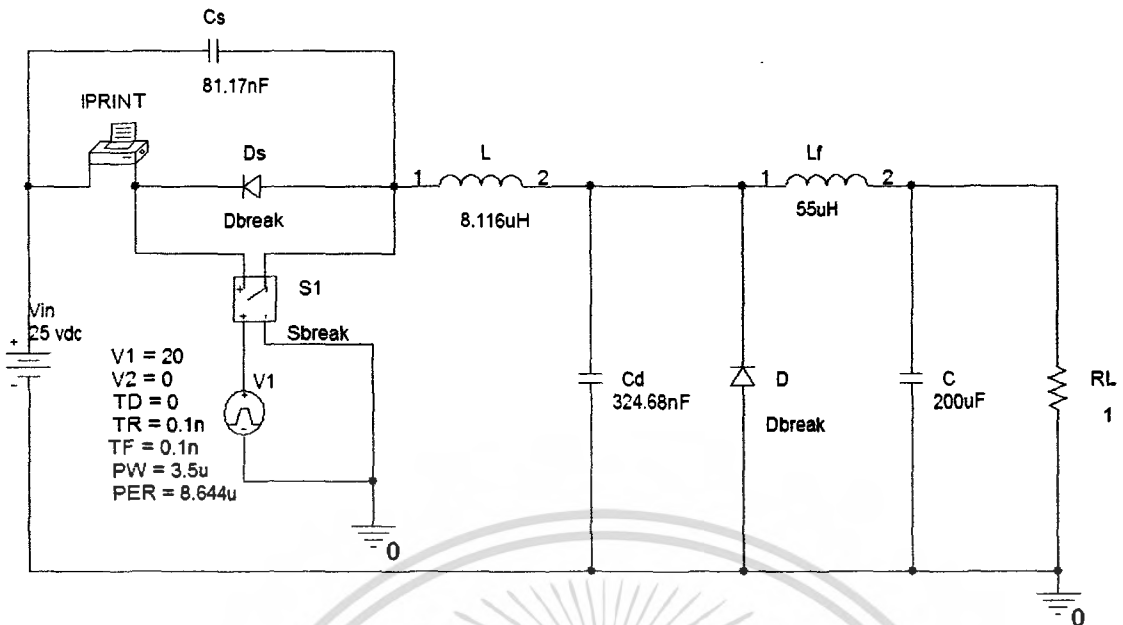
### 3.3.3 การออกแบบสร้างมอสเฟตและไดโอดของวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในโครงการจากการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE

จากสมการที่ 2.26, 2.27 และ 2.28 ค่าแรงดันและกระแสที่สวิทช์และไดโอดจะมีค่าสูงสุดที่สถานะแรงดันอินพุตสูงสุด ( $V_{IN,max}$ ) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_{O,max}$ ) ดังนั้นในการจำลองหาค่าแรงดันและกระแสสูงสุดของสวิทช์และไดโอด จึงต้องจำลองการทำงานของวงจรที่สถานะแรงดันอินพุตสูงสุด ( $V_{IN,max}$ ) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_{O,max}$ ) ด้วย

#### ตารางที่ 3.4 แสดงค่าที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE

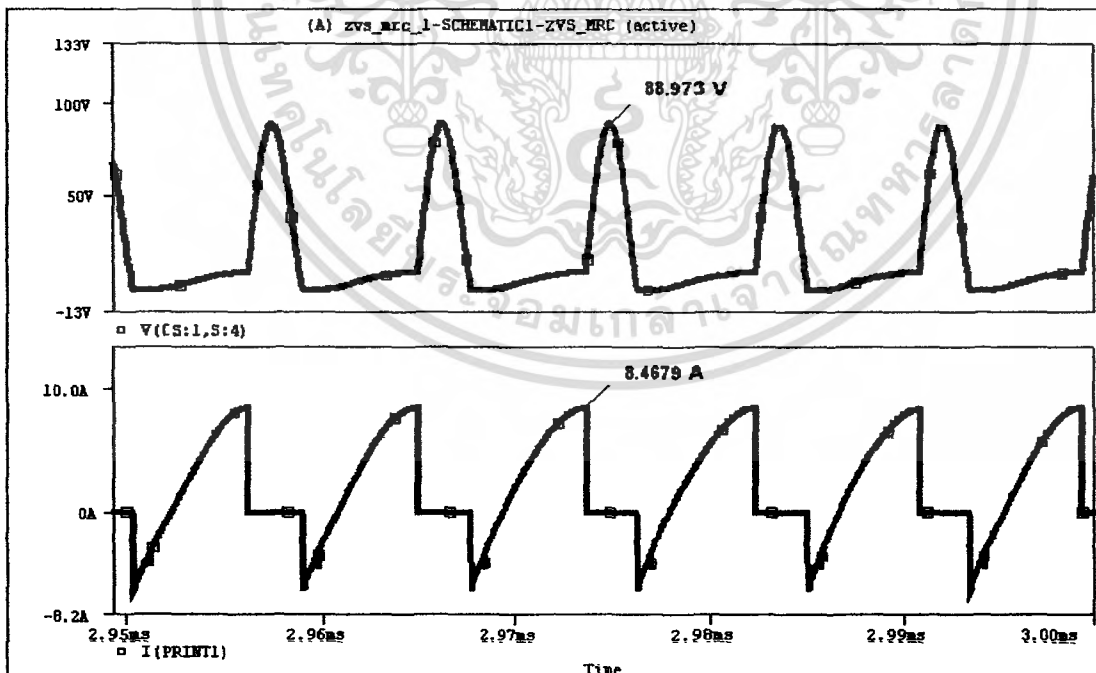
$V_{in}$ (V)	25
$R_L$ ( $\Omega$ )	1
$f_s$ (kHz)	115.687
Off Time ( $\mu\text{s}$ )	3.5
$L$ ( $\mu\text{H}$ )	8.116
$C_s$ (nF)	81.17
$C_o$ (nF)	324.68
$L_F$ ( $\mu\text{H}$ )	55
$C$ ( $\mu\text{F}$ )	200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



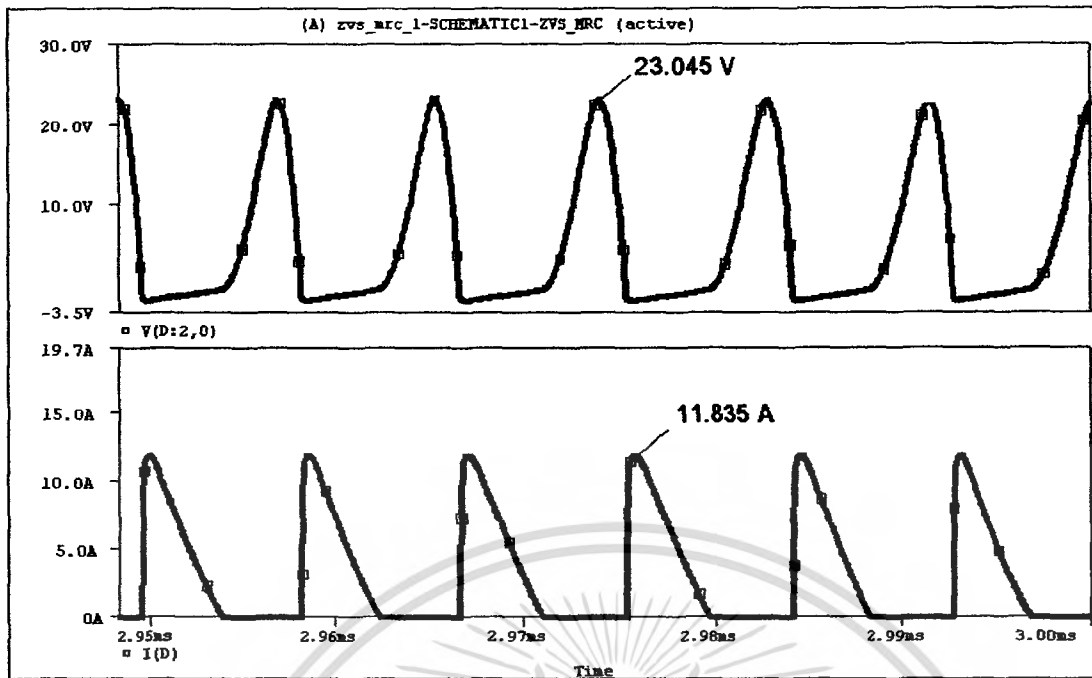
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรที่ใช้จำลองการทำงานจาก โปรแกรม PSPICE

เมื่อทำการจำลองการทำงานแล้วให้วัดค่าแรงดันและกระแสที่สวิตช์และไดโอดเพื่อหาแรงดันสูงสุดและกระแสสูงสุดที่อุปกรณ์ทั้งสองชนิด



รูปที่ 3.7 แสดงค่าแรงดันและกระแสของสวิตช์จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



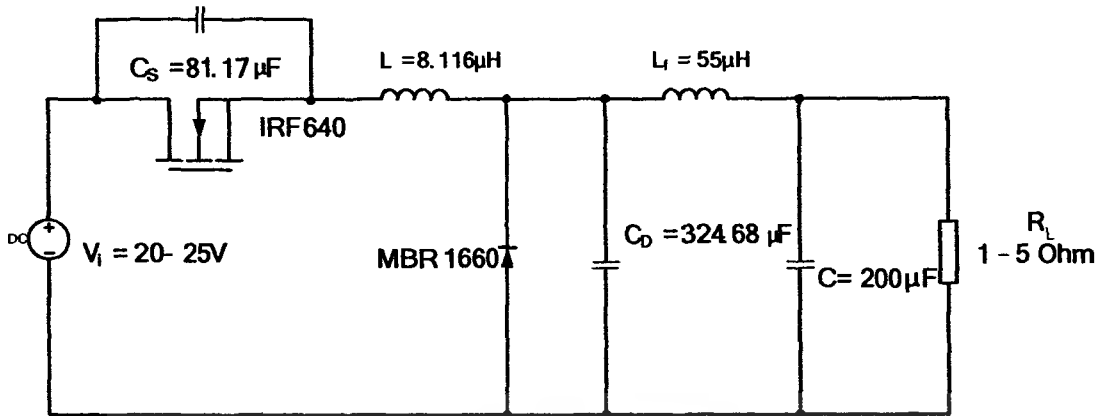
รูปที่ 3.8 แสดงค่าแรงดันและกระแสของไดโอดจากการจำลอง

จากรูปที่ 3.7 และ 3.8 จะได้ค่าแรงดันและกระแสสูงสุดของสวิตช์และไดโอดได้ดังนี้

ตารางที่ 3.5 แสดงค่าแรงดันและกระแสสูงสุดของสวิตช์และไดโอด

$V_{S_{max}}$ (V)	$I_{S_{max}}$ (A)	$V_{D,max}$ (V)	$I_{D,max}$ (A)
88.9730	8.4679	23.0450	11.8350

จากตารางที่ 3.5 พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ต้องมีค่าสูงกว่าค่าที่จำลองได้จึงเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF640 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าแครน-ซอร์สสูงสุด 200 V และกระแสไฟฟ้าแครนสูงสุด 16 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR1660 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด 60 V และกระแสไฟฟ้าไปหน้าสูงสุด 16 A



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรและรายละเอียดของอุปกรณ์ที่นำไปใช้

### 3.3.4 การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในโครงการ

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำของวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เราสามารถคำนวณได้จากการวิเคราะห์วงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จากสมการที่ 2.25 จะได้

$$L = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0}$$

เมื่อเราแทนค่าความถี่  $f_0 = 196.08$  KHz และ  $Z_0 = 10$  จะตัวเหนี่ยวนำของวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์เท่ากับ  $8.116 \mu\text{H}$  ซึ่งเป็นค่าที่จะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ขึ้นในวงจรมัลติเรโซแนนซ์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์

ดังนั้นจากสมการที่ 3.3 และ 3.2 และทำการจำลองผลการทดลองตามรูปที่ 3.5 จะได้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ( $I_L = I_m$ )

$$I_m = 8.4499 \text{ A} \quad (\text{จากการจำลองผลการทดลอง})$$

$$\begin{aligned} E &= \left(\frac{1}{2}\right)(8.116 \times 10^{-6})(8.4499)^2 \\ &= 0.28974448702058 \times 10^{-3} \text{ joules} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 A_p &= A_w A_c = \frac{2E}{K_w K_c J B_m} \\
 &= \frac{(2)(0.28974448702058 \times 10^{-3})}{(0.6)(1)(3)(10^6)(0.2)} \\
 &= 1.609692 \times 10^{-9} \times 10^{12} \\
 &= 1609.692 \text{ mm}^4
 \end{aligned}$$

จากการคำนวณข้างต้นเราสามารถเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ได้จากตารางของแกนเฟอร์ไรต์ (ภาคผนวก ก.) โดยเมื่อเราทราบค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวดแล้ว ก็จะสามารถเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่จะนำมาใช้ในการพันได้ โดยเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ แกน EER 35/34 ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวดเพียงพอในการสร้างคัมเหนี่ยวนาของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังที่แสดงในสมการที่ 3.11 คำนวณ

$$A_p = A_w A_c = (100)(218) = 21800 \text{ mm}^4 \quad (3.11)$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 3.6 จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบของแผ่นทองแดงของคัมเหนี่ยวนาได้เท่ากับ 4 รอบ

$$\text{แกน EER 35/34} \quad ; \quad N = \frac{L I_{L,\max}}{A_c B_{\max}} = \frac{(8.116)(8.4499)}{(100)(0.2)} = 3.4 = 4 \text{ รอบ}$$

และขนาดของเส้นลวดที่ใช้พัน สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.7 เมื่อแทนค่าจะ

$$a = \frac{I}{J} = \frac{2.5}{3} = 0.8333 \text{ mm}^2$$

ซึ่งสามารถนำไปเลือกใช้หาขนาดของขดลวดได้จากตารางขนาดลวดคัมเหนี่ยวนา (ภาคผนวก ข.) จากนั้นต้องทำการ ตรวจสอบจำนวนรอบการพันว่าสามารถพันได้เพียงพอกับขนาดของแกนแต่ละแบบที่เลือกมาได้หรือไม่ จากสมการที่ 3.8 เมื่อแทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}
 \text{แกน EER 35/34} \quad ; \quad (218)(0.6) &> (0.8333)(4) \\
 130.8 &> 3.33
 \end{aligned}$$

ซึ่งสมการเป็นจริง แสดงว่าสามารถพันลวดได้เพียงพอกับขนาดของแกนที่เลือกมา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะของช่องอากาศ (air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการ (3.9) เมื่อแทนค่าจะได้

$$\text{แกน EER 35/34} \quad ; \quad l_g = \frac{4\pi \times (4)^2 (100) \times 10^{-7}}{8.116 \times 10^{-6}} = 0.247 \quad \text{mm}$$

### 3.4 พิจารณาการทำงานและการออกแบบวงจรควบคุม

#### 3.4.1 ลักษณะการทำงานของตัวควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์สวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ คือ ช่วงเวลาของการทำงานของวงจรสวิตช์จะทำงานในช่วงเวลาการทำงาน  $t_{on}$  ซึ่งจากที่ได้ออกแบบไว้ก็จะกำหนดให้ช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส  $t_{off}$  คงที่ โดยทำการแปลงค่าความถี่เพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้จึงเลือกใช้ตัวควบคุม UC3864N สามารถควบคุมวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ได้ และสามารถกำหนดช่วงเวลาการทำงาน  $t_{off}$  โดยโครงสร้างการทำงานของตัวควบคุม UC3864N จะประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังรูปที่ 3.7

#### Error amplifier(E/A)

ฟังก์ชันของ Error Amplifier (E/A) ที่ใช้ในการควบคุมระบบเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตซึ่งแตกต่างจากการทำงานของวงจรรวมแบบ Pulse Width Modulation ทั่วไปตรงที่ผลต่างของแรงดันไฟฟ้าที่ได้นั้นแทนที่จะไปปรับความกว้างของพัลส์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต แต่จะไปปรับความถี่ของพัลส์แทน

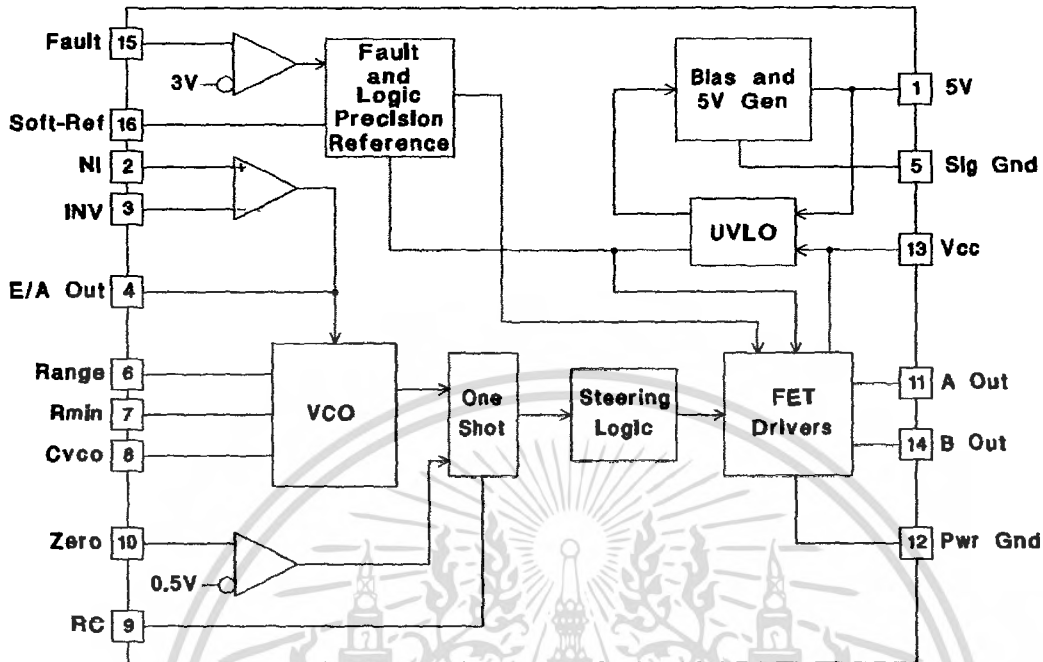
#### Voltage Controlled Oscillator (VCO)

ฟังก์ชัน Voltage Controlled Oscillator (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ตามที่ต้องการโดยค่าความถี่ที่ผลิตได้จะเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามาควบคุม โดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมความถี่จะมาจากการเปรียบเทียบความถี่ที่ต้องการกับฐานอ้างอิงโดยสัมพันธ์กับฟังก์ชันของ Error Amplifier (E/A) ซึ่งเอาต์พุตของ (E/A) ไปควบคุมแรงดันไฟฟ้า (VCO) ผ่านกระแสไฟฟ้า  $I_{rang}$  โดยแรงดันไฟฟ้า (VCO) มีอินพุตจากความต้านทาน 2 ตัว  $R_{min}$ ,  $R_{range}$  และตัวเก็บประจุ  $C_{VCO}$  นอกจากนั้นความถี่ของพัลส์สูงสุด-ต่ำสุดสามารถกำหนดผ่านฟังก์ชัน  $R_{range}$ ,  $R_{min}, C_{VCO}$  สามารถหาความถี่ได้ตามสมการ

$$f_{conmin} = \frac{3.6}{R_{min} C_{VCO}} \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{conmax} = \frac{3.6}{(R_{min} // R_{range}) C_{vco}} \quad (3.16)$$



รูปที่ 3.10 โครงสร้างการทำงานตัวควบคุม

#### One-shot timing generator and Zero wave crossing detection comparator

ฟังก์ชัน One shot ถูกนำมาใช้เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์สูงสุดโดยหา RC โดยสัญญาณพัลส์จาก One shot จะถูกนำมาปรับความกว้างของพัลส์อีกครั้งโดยเปรียบเทียบกับสัญญาณจากฟังก์ชัน Zero detection comparator (สัญญาณจากกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ  $L_R$  และแรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุ  $C_R$ ) ซึ่งฟังก์ชันสามารถที่จะทำให้การสวิตช์ที่กระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์หรือแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จริง ๆ ง่ายขึ้นตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงของภาระและอุณหภูมิ ที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ และยังเหมาะสมกับอุปกรณ์เรโซแนนซ์ที่มีการแปรผันได้และ ความกว้างของพัลส์สามารถหาได้จากสมการ

$$T_{max} = RC \quad (3.17)$$

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

#### Under voltage lockout (UVLO) and 5 V bias generator

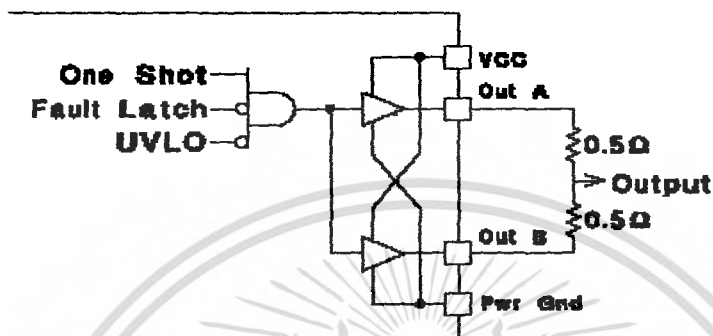
ฟังก์ชัน (UVLO) การควบคุมการทำงานของไอซี เพื่อป้องกันความปลอดภัยการทำงานของไอซี ณ. ขณะเริ่มใช้งานไอซี นั่นคือถ้าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ตัวไอซีมีค่ามากกว่า UVLO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

threshold แล้วฟังก์ชัน 5 V bias generator จะถูก Enable เพื่อทำให้วงจรอื่น ๆ ภายในของตัวไอซีทำงานได้

### Steering logic to output driver

เป็นวงจรรวมสัญญาณที่นำมาใช้ในการขับขาเกทของมอสเฟตกำลัง



รูปที่ 3.11 การต่อใช้งานของเอาต์พุต

รายละเอียดอื่น ๆ ของแต่ละขาของตัวควบคุม

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

Soft-Ref Pin จะบริการ 3 ฟังก์ชัน ได้แก่ System Reference, Restart Delay Soft-Start โดย Soft-Ref pin ขานี้ควรใช้เป็น Input Reference ให้กับ E/A จะทำให้เกิด Overshoot ได้ในการควบคุม สำหรับขา นี้ใช้ Bypass Capacitor อย่างน้อย 0.1 μF ซึ่งจะทำให้เกิดคริสตาร์ทหากเกิด Fault ขึ้นในระบบ โดยช่วงเวลาในการชาร์จ จะเป็นอัตราส่วน 19:1 (Restart Time : Soft Start)

สูตรที่ใช้คือ

$$T_{soft\ start} = C_{sr} \times 10k\Omega \quad (3.19)$$

$$T_{restart} = C_{sr} \times 190k\Omega \quad (3.20)$$

แต่ถ้าต้องการเวลาที่ Restart Delay สั้นลงสามารถใช้ค่าความต้านเป็น 20 kΩ ต่อเพิ่มเข้าไปที่ขา Soft Ref ลงกราวด์ แต่จะได้สมการเปลี่ยนไป

$$T_{restart} = R_{sr} \times C_{sr} \times \ln \left[ \frac{(0.48mA \times R_{sr}) - 0.2}{(0.48mA + R_{sr}) - 5} \right] \quad (3.21)$$

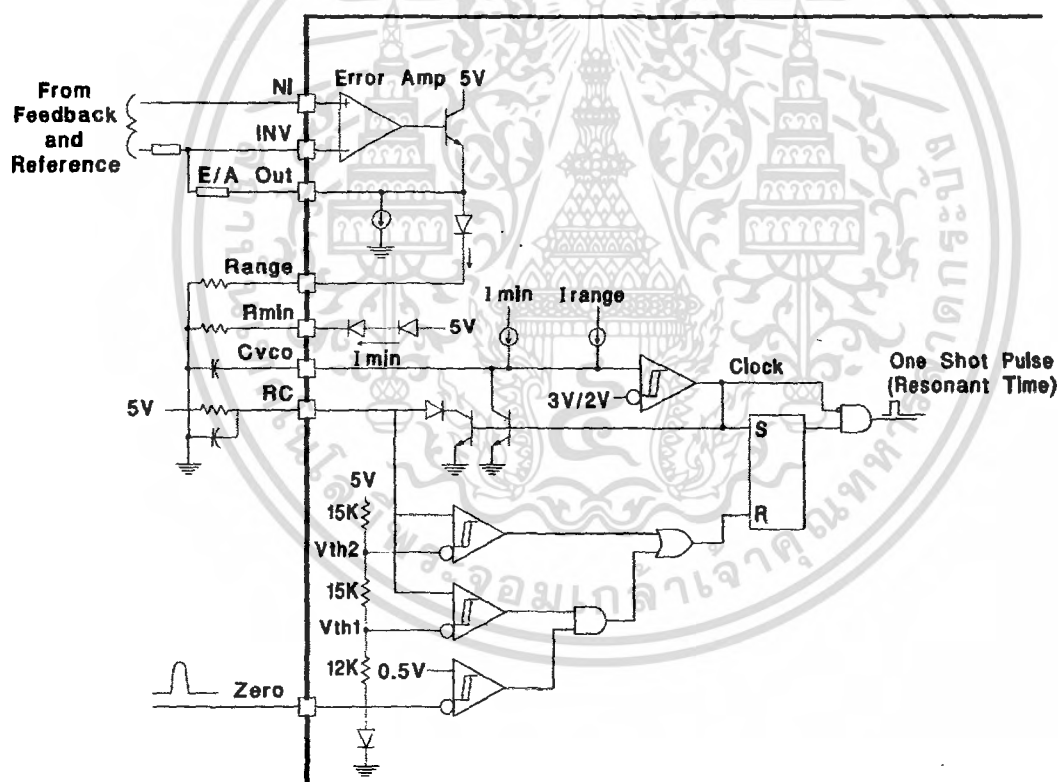
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม

การออกแบบระบบควบคุมของวงจรเรโซแนนซ์นั้นจะแตกต่างจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปจะใช้ค่าความถี่คงที่ในการควบคุมสวิตช์แต่วงจรเรโซแนนซ์นั้นเมื่อสถานะของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

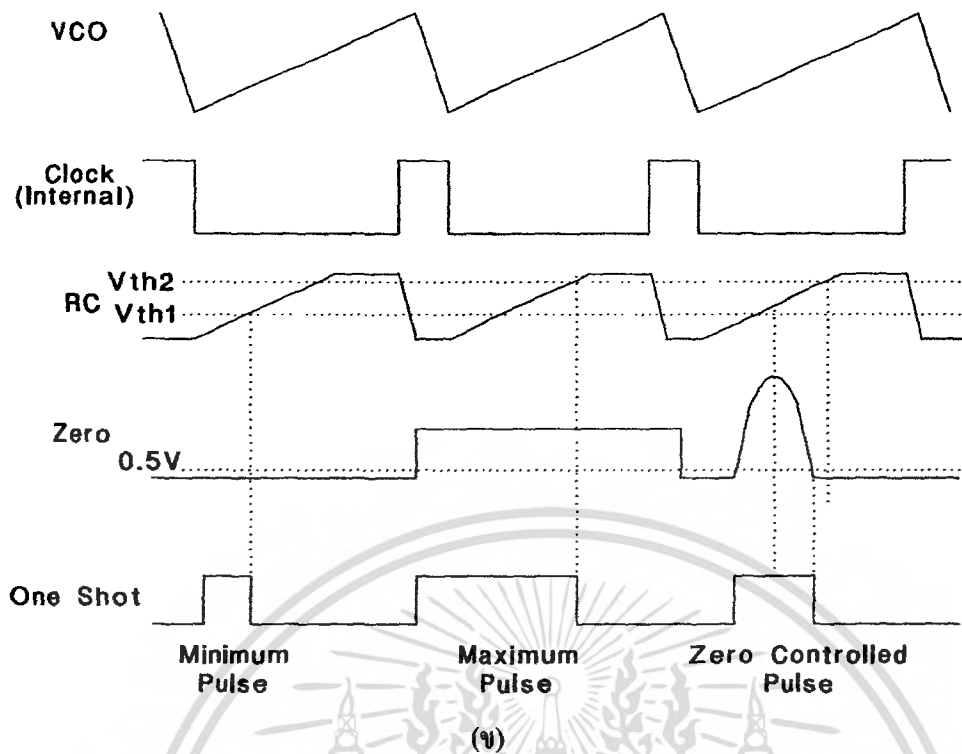
ในปริณญาณิพนธ์เล่มนี้เป็นวงจรแบบสวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ซึ่งจะสนใจแรงดันไฟฟ้าที่มอสเฟตเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า โดยที่แรงดันไฟฟ้าที่มอสเฟตต้องมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่สวิตช์จะนำกระแสไฟฟ้า

จากหลักการข้างต้น จึงเลือกใช้ไอซีสร้างพัลส์ควบคุมสวิตช์เบอร์ UC3864N ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถควบคุมการทำงานของวงจรมัลติเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีฟังก์ชันที่เปลี่ยนแรงดันควบคุมความถี่ได้ (Voltage Control Oscillator) และสามารถกำหนดคร่วงเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต (one-shot timer) ให้คงที่ เพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 (ก) แสดงวงจรภายในของ UC3864N ในส่วนของความถี่  
(ข) ความถี่ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์

จากที่ได้คำนวณช่วงเวลาการทำงานของวงจรโซ่แนทคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จะได้ช่วงของความถี่ในการสวิตช์เป็น 100 kHz - 184.315 kHz และมีช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส ( $t_{off}$ ) เป็น 3.5  $\mu$ S ดังนั้นในการออกแบบจึงได้ออกแบบให้ไอซี UC3864N สร้างความถี่ควบคุมให้ทำงานที่ความถี่ควบคุมต่ำสุด ( $f_{con\ min}$ ) มีค่าเป็น 80 kHz และมีความถี่ควบคุมสูงสุด ( $f_{con\ max}$ ) มีค่าเป็น 240 kHz และมีช่วงเวลา  $t_{off\ max}$  มีค่าเป็น 5  $\mu$ S เพื่อให้สัญญาณที่ได้จากไอซีมีความถี่และช่วงเวลา  $t_{off}$  สัมพันธ์กับการใช้งาน และจะนำไปเป็นตัวกำหนดในการหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่เหลือดังนี้

### ส่วนของการสร้างความถี่ในการควบคุมมอสเฟต

$$f_{con\ min} = \frac{3.6}{R_{min} C_{vco}} \quad (3.22)$$

$$f_{con\ max} = \frac{3.6}{(R_{min} // R_{range}) C_{vco}} \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.22 และ 3.23 จะได้

$$R_{\text{range}} = \frac{R_{\text{min}}}{\left(\frac{f_{\text{con max}}}{f_{\text{con min}}} - 1\right)} \quad (3.24)$$

โดยจะกำหนดให้  $C_{\text{vco}} = 360\text{pF}$  เพื่อให้ง่ายต่อการหาค่าอื่น ๆ

จาก 3.22 จะได้

$$R_{\text{min}} = \frac{3.6}{(80 \times 10^3)(360 \times 10^{-12})} = 125 \text{ k}\Omega$$

จาก 3.24 จะได้

$$R_{\text{range}} = \frac{125 \times 10^3}{\left(\frac{240 \times 10^3}{80 \times 10^3} - 1\right)} = 62.5 \text{ k}\Omega$$

ส่วนของการสร้างเวลาให้มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า

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

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

จากที่ได้กำหนดไว้ข้างต้นให้  $t_{\text{off max}} = 5\mu\text{S}$  เลือก  $C = 360\text{pF}$

$$\text{จะได้ } R = \frac{5 \times 10^{-6}}{360 \times 10^{-12}} = 14\text{k}\Omega$$

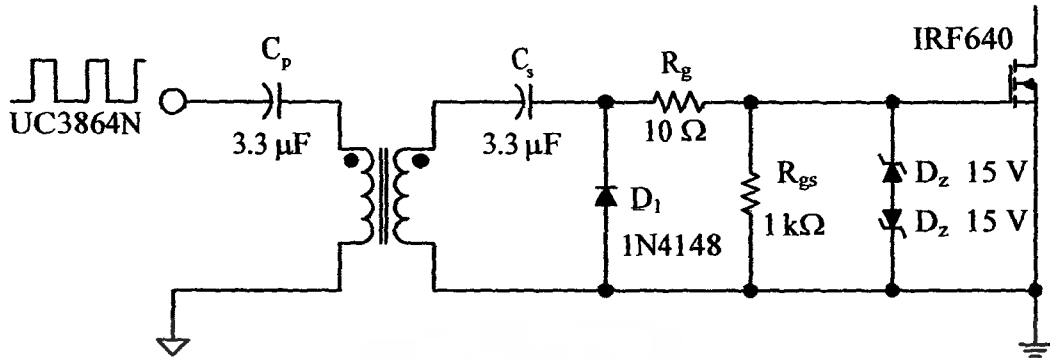
$$\text{และจะได้ } T_{\text{off min}} = (0.3)(5 \times 10^{-6}) = 1.5\mu\text{S}$$

ตารางที่ 3.6 แสดงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้กับตัวควบคุม UC3864N

$R_{\text{range}}$ (ขา 6)	62.5 k $\Omega$
$R_{\text{min}}$ (ขา 7)	125 k $\Omega$
$C_{\text{vco}}$ (ขา 8)	360 pF
R (ขา 9)	14 k $\Omega$
C (ขา 9)	360 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง



รูปที่ 3.13 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรมอเตอร์ โซแนนท์ขับเคลื่อนเวอเตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ใช้ในโครงการ

ในการขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรมอเตอร์ โซแนนท์ขับเคลื่อนเวอเตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์จำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.13 โดยการออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้างี้สามารถเลือกใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย 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 (3.12)

$$N_p = \frac{V_{\text{pri, pk}} D_{\text{max}}}{A_c B_{\text{max}} f_s} \quad (3.12)$$

โดยที่

$N_p$  คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{\text{pri, pk}}$  คือ แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ  $V_{\text{pri, pk}} = 15 \text{ V}$ ,  $D_{\text{max}} = 0.25$  และ  $B_{\text{max}} = 0.2 \text{ T}$  จะได้  $N_p = 9$  รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ( $N_s$ ) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ  $N_s = N_p = 9$  รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG28 ( $a_{28} = 0.08046 \text{ mm}^2$ ,  $\phi_{28} = 0.366 \text{ mm}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านการปฐมภูมิ  $C_p$  ป้องกันกระแสคิซีโกลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง (แรงดันเอาต์พุตของ UC3864N) เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  และตัวเหนี่ยวนำทางด้านการปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า  $L_p$  น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  คำนวณได้จากสมการที่ (3.13)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (3.13)$$

โดยที่

$C_p$  คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$

$L_p$  คือ ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ  $L_p$

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านการทุติยภูมิ  $C_s$  ไคโอดเรียงกระแส  $D_1$  ตัวต้านทาน  $R_g$  และ  $R_{gs}$  คู่กันเป็นวงจรแคลมป์ (clamping circuit) ชนิดที่แรงดันตกคร่อมไคโอด  $D_1$  เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$  คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$  คำนวณได้จากสมการที่ (3.14)

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (3.14)$$

โดยที่

$C_s$  คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$

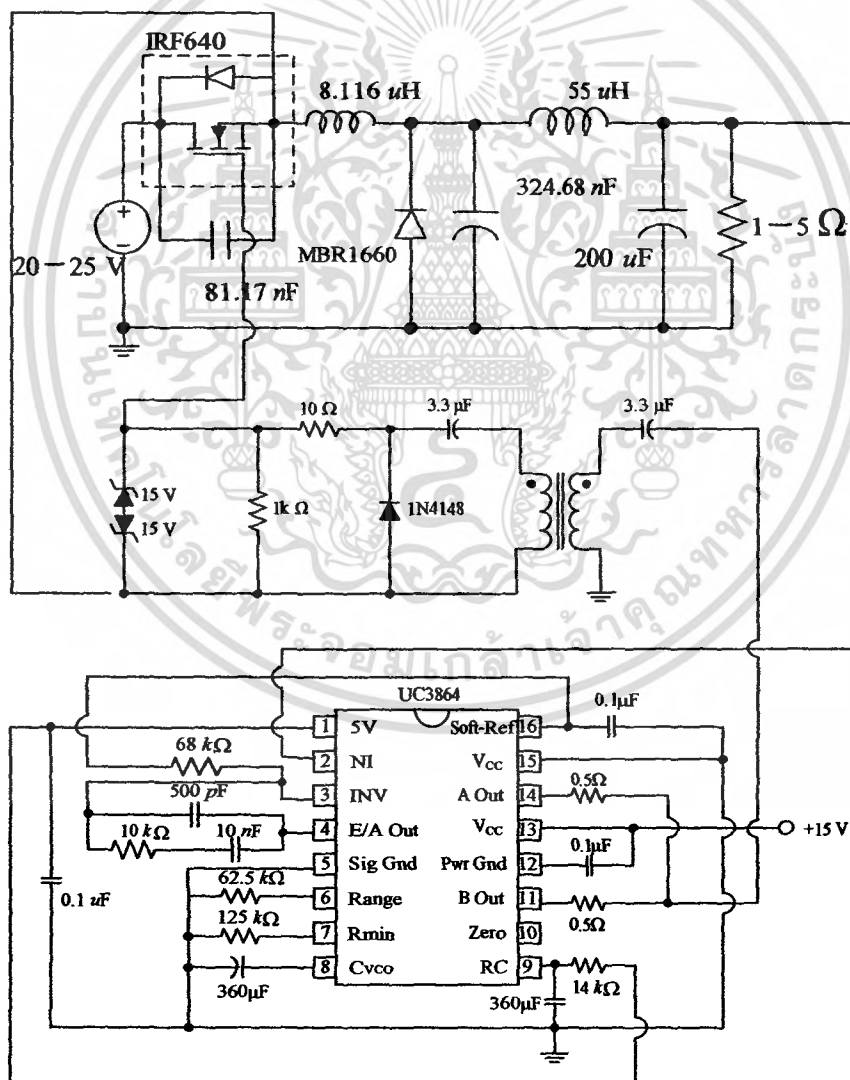
$R_g$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_g$

$R_{gs}$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_{gs}$

ตัวต้านทาน  $R_g$  ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตปรสิติก (parasitic oscillate) ที่ค่าความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สและตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุนี้ขั้วนำปรสิคที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_z$  ยังใช้กำหนดช่วงเวลาขึ้น (rise time) ของแรงดันเกิด-ซอร์ส เลือก  $R_z = 10 \Omega$  เพื่อให้ช่วงเวลาขึ้นของแรงดันเกิด-ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน  $R_{out}$  ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซีเนอร์ไดโอด  $D_z$  ต่อแบบอาโนคร่วมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปก์ (spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิกัดแรงดันเกิด-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

ทั้งนี้เมื่อได้ทำการออกแบบวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ วงจรภาคควบคุม และวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จึงได้นำส่วนต่างๆ ที่ออกแบบไปสร้างวงจรที่ใช้ในการทดลอง โดยมีแผนภาพของวงจรทั้งหมดตามรูปที่ 3.14 ดังนี้



รูปที่ 3.14 แสดงรูปวงจรรวมของการต่อแบบวงปิด (Closed-Loop)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

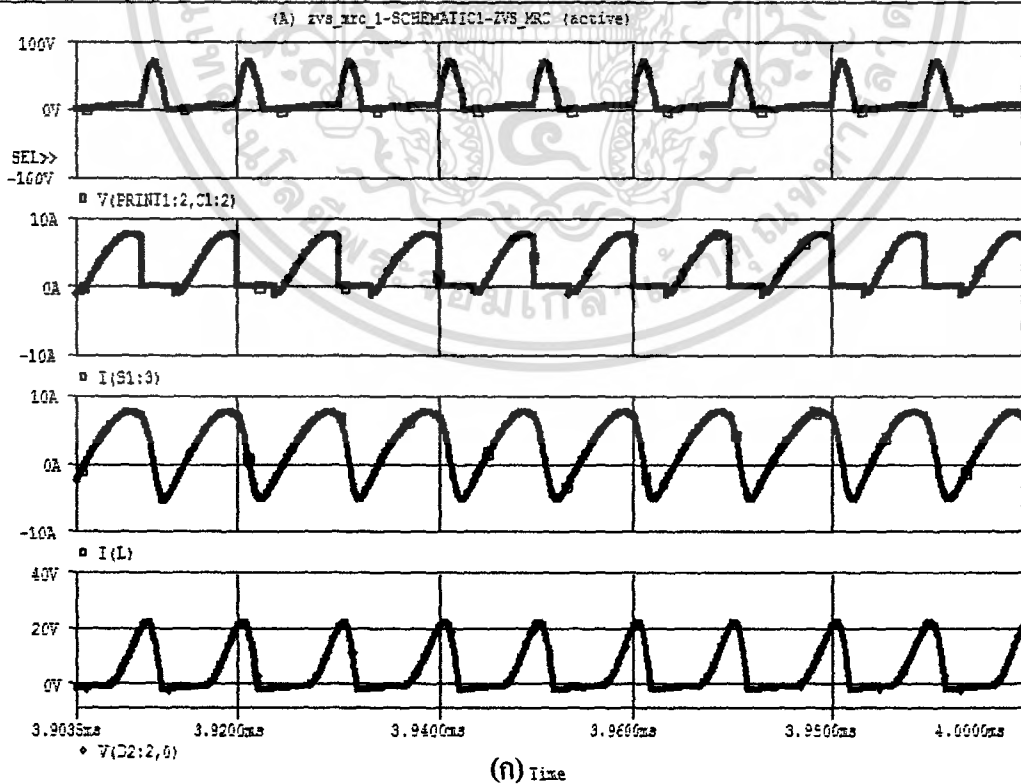
### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 บทนำ

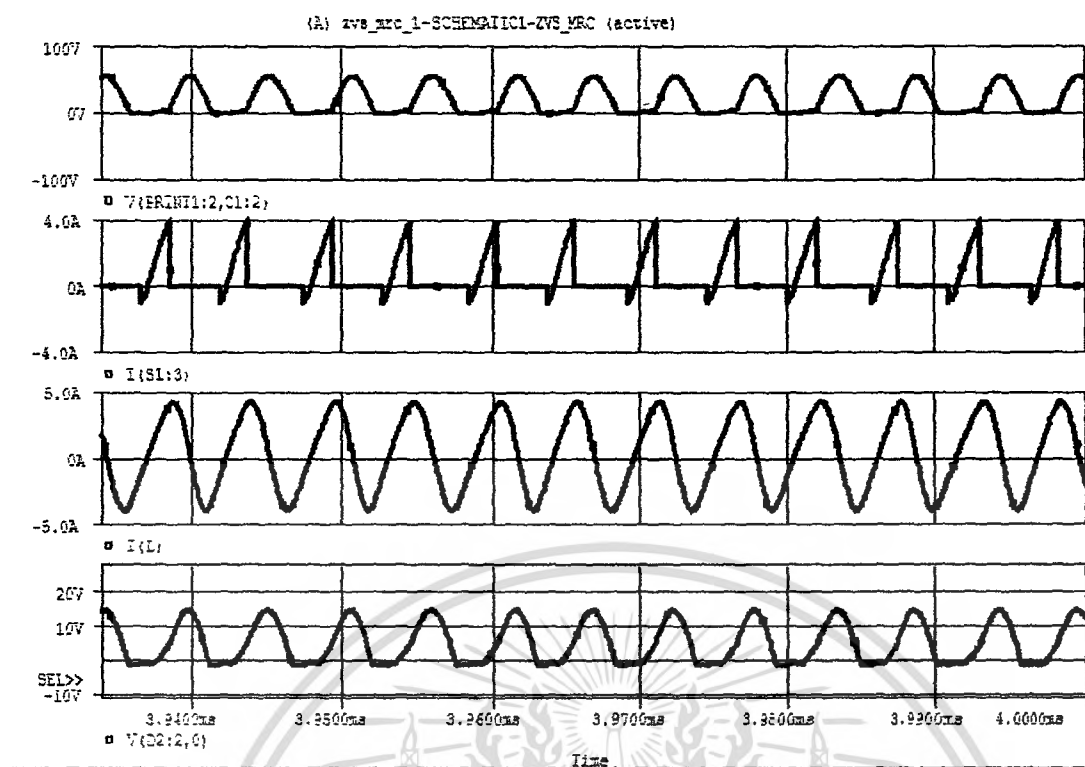
วงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลางได้ออกแบบไว้ในบทที่ผ่านมา ได้ถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองว่าผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีหรือไม่ ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้

#### 4.2 การจำลองวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลาง

ในการจำลองวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์กลางในรูปที่ 4.1 จะพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ขับสวิทช์ ( $V_{gs}$ ) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์ ( $V_{ds}$ ) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทช์ ( $i_d$ ) ที่กรณีความถี่ควบคุมต่ำสุด  $f_{s,min} = 100 \text{ kHz}$  เกิดขึ้นเมื่อ  $I_{O,max} = 5 \text{ A}$ ,  $V_{in,min} = 20 \text{ V}$  และที่กรณีความถี่ควบคุมสูงสุด  $f_{s,max} = 184.135 \text{ kHz}$  เกิดขึ้นเมื่อ  $I_{O,min} = 1 \text{ A}$ ,  $V_{in,max} = 25 \text{ V}$  แสดงดังรูปที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.1 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณเรโซแนนซ์ของวงจร

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าแรงดันตกคร่อมที่สวิตช์ ( $V_m$ )

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่ากระแสไฟฟ้าที่สวิตช์ ( $I_s$ )

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $I_L$ )

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด ( $V_D$ )

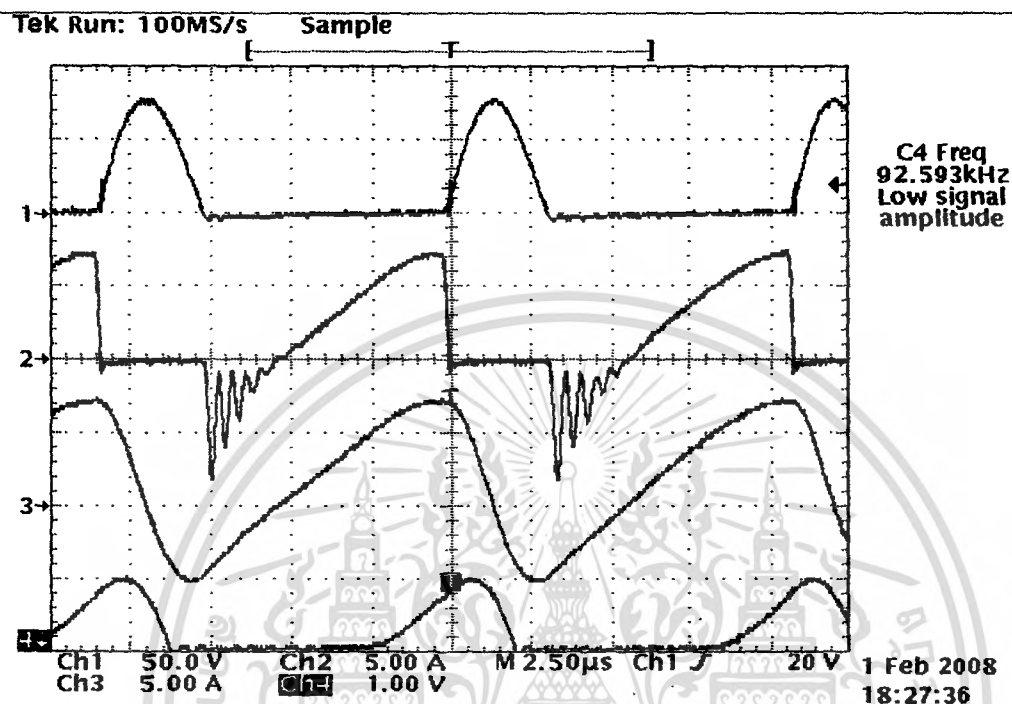
(ก) กรณี  $I_o = 5 \text{ A}$  ( $I_{o,max}$ ) และ  $V_{in} = 20 \text{ V}$  ( $V_{in,min}$ )

(ข) กรณี  $I_o = 1 \text{ A}$  ( $I_{o,min}$ ) และ  $V_{in} = 25 \text{ V}$  ( $V_{in,max}$ )

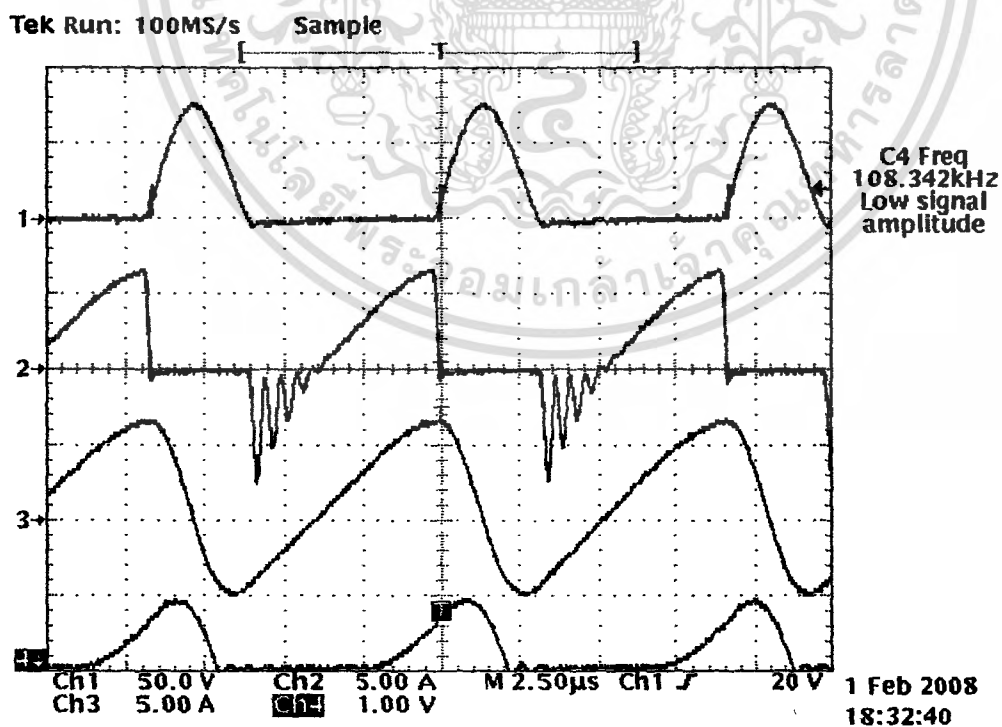
จากผลที่ได้จากการจำลองจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ลดลงถึงศูนย์ ในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า และก่อนสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า นั่นก็คือวงจรจะไม่เกิดการสูญเสียในขณะที่สวิตช์ อีกทั้งยังเกิดเสถียรภาพของวงจรอีกด้วย

### 4.3 การทดลองวงจรมัลติโรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

การทดสอบการเกิดเรโซแนนท์ของวงจรแบบวงปิด (Closed-Loop)

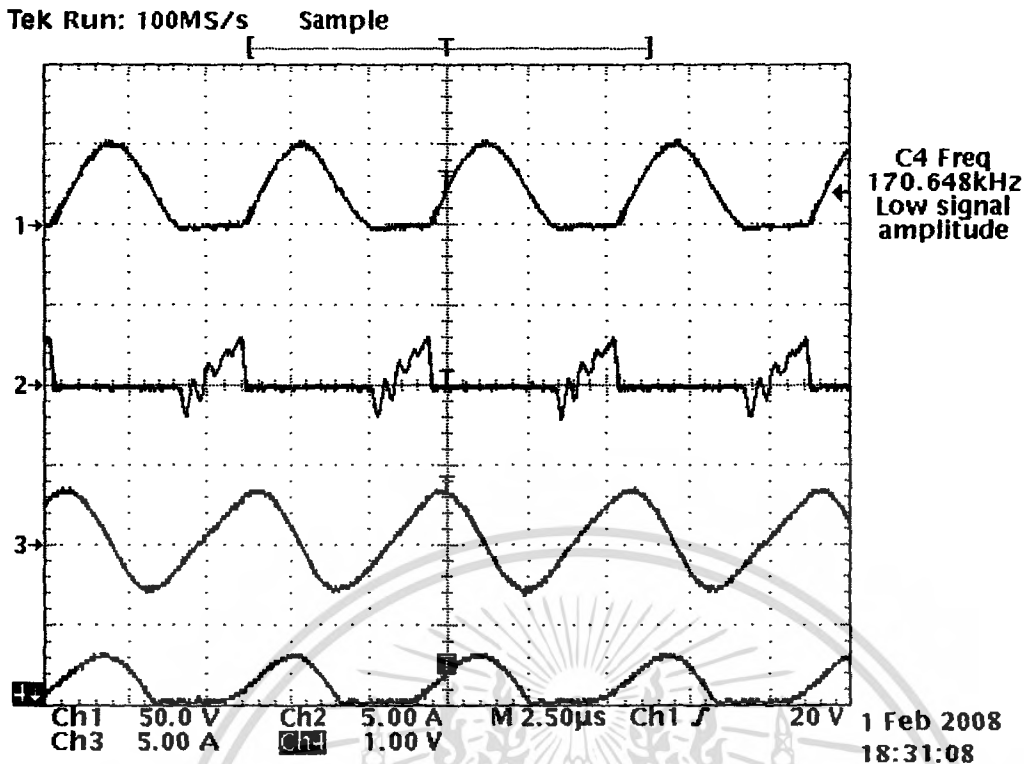


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

#### รูปที่ 4.2 ผลจากการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนของวงจรถูกปิด (Closed-loop)

ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าแรงดันตกคร่อมที่สวิตช์ ( $V_{in}$ )

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่ากระแสไฟฟ้าที่สวิตช์ ( $I_s$ )

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $I_L$ )

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด ( $V_D$ )

(ก) กรณี  $I_o = 5 \text{ A}$  ( $I_{o,max}$ ) และ  $V_{in} = 20 \text{ V}$  ( $V_{in,min}$ )

(ข) กรณี  $I_o = 3 \text{ A}$  และ  $V_{in} = 22 \text{ V}$

(ค) กรณี  $I_o = 1 \text{ A}$  ( $I_{o,min}$ ) และ  $V_{in} = 25 \text{ V}$  ( $V_{in,max}$ )

รูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่เกิดขึ้นกับวงจร โดยพิจารณาแรงดันตกคร่อมที่สวิตช์ ( $V_s$ ) ค่ากระแสไฟฟ้าที่สวิตช์ ( $I_s$ ) ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $I_L$ ) ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด ( $V_D$ ) ที่กรณีความถี่ความถี่ต่ำสุด  $f_{s,min}$  เกิดขึ้นเมื่อ  $I_{o,max} = 5 \text{ A}$  และ  $V_{in,min} = 20 \text{ V}$  กับกรณีที่วงจรทำงานที่สภาวะกึ่งกลาง คือ  $I_o = 3 \text{ A}$  และ  $V_{in} = 22 \text{ V}$  และกรณีความถี่ความถี่สูงสุด  $f_{s,max}$  เกิดขึ้นเมื่อ  $I_{o,min} = 1 \text{ A}$  และ  $V_{in,max} = 25 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

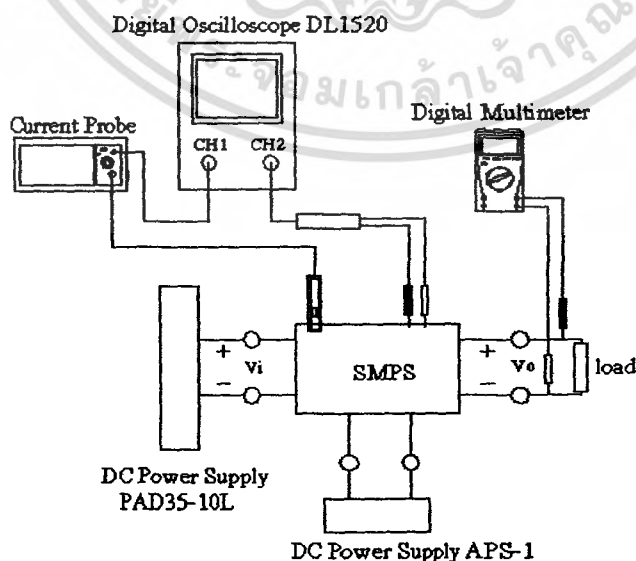
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่ความถี่ที่ได้จากการทดลองกับการจำลอง

$V_m$ (V)	$I_o$ (A)	ความถี่ความถี่ ( $f_{con}$ ) (kHz)	
		จากการจำลอง	จากการทดลอง
20	5	100.00	92.59
	4	115.68	102.00
	3	127.43	116.30
	2	142.71	131.60
	1	170.59	161.30
25	5	115.68	102.00
	4	122.52	111.10
	3	136.23	125.00
	2	154.91	142.90
	1	184.31	170.64

จากตารางจะเห็นว่าค่าความถี่ความถี่ที่ได้จากการทดลองจะมีค่าความถี่น้อยกว่าที่คำนวณได้ เนื่องจากในวงจรมีค่าความต้านทานแฝงเกิดขึ้นและค่าผิดพลาดจากอุปกรณ์ต่าง ๆ ทำให้ค่าไม่ได้ตามที่ต้องการ จึงต้องลดความถี่ลงเพื่อที่จะให้แรงดันเอาต์พุตได้ตามที่ต้องการ

#### 4.4 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

##### การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแบบวงปิด (Closed-loop)



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ  
รูปที่ 4.4 การจัตุตทดลองสำหรับทดลองการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.4
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 10 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรถูกกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1A-5A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรถูกกำลัง แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4

### ผลการทดลอง

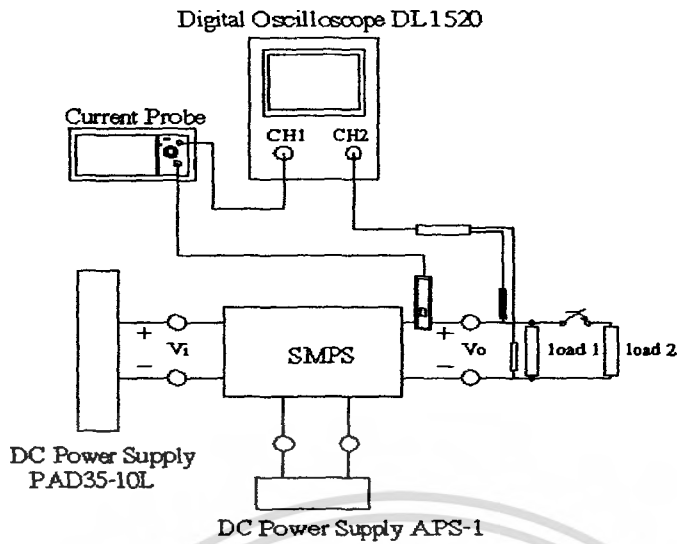
ตารางที่ 4.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบบ closed-loop

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)	
	$V_{in,min} = 20$ V	$V_{in,max} = 25$ V
1	4.983	4.985
2	4.979	4.980
3	4.975	4.977
4	4.972	4.973
5	4.969	4.970

### 4.5 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

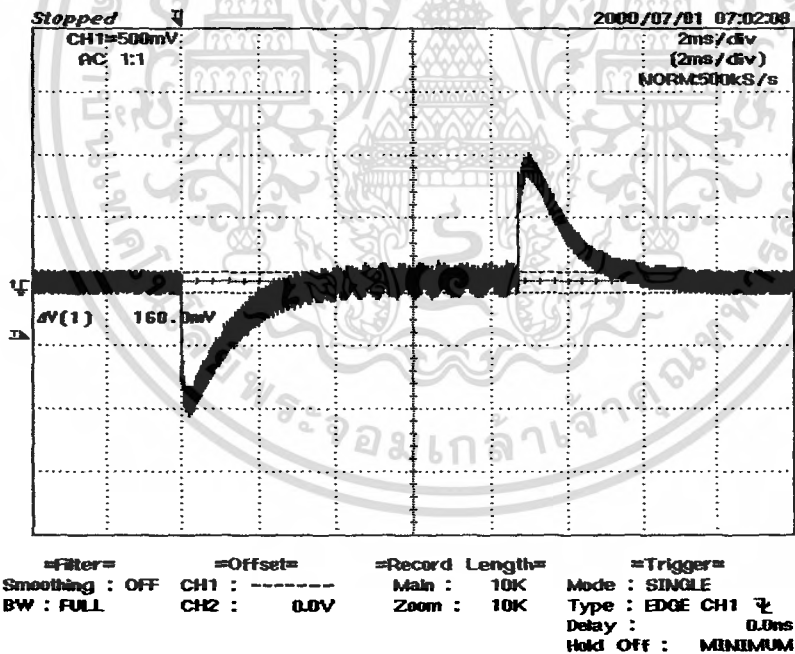
#### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 4.5
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 10 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรถูกกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 5 A และจาก 5 A ไปเป็น 1 A
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้า 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรถูกกำลัง แล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4



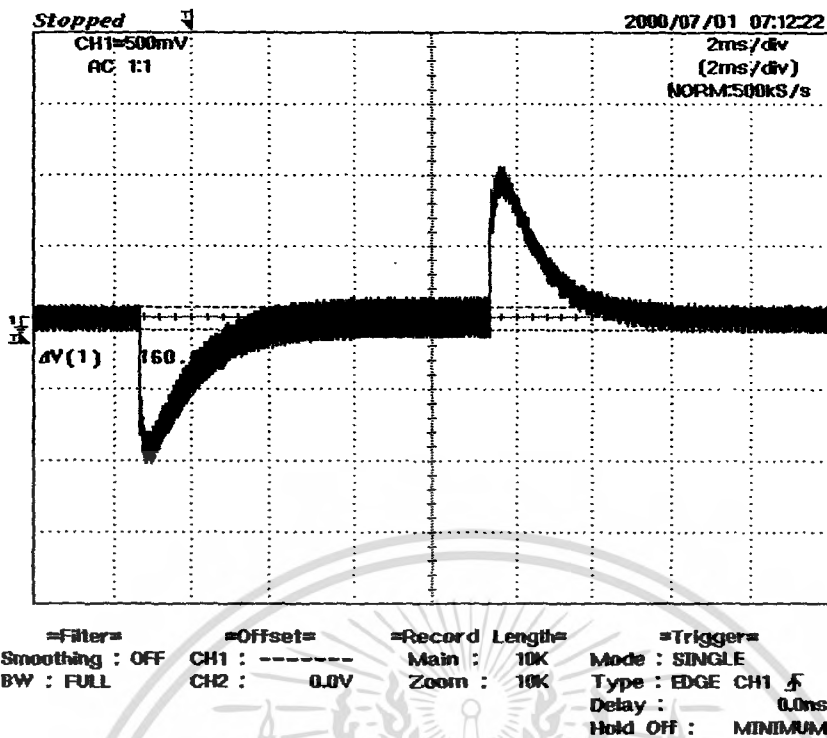
รูปที่ 4.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 20 V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 5 A และจาก 5 A ไปเป็น 1 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดัน 25 V เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 5 A และจาก 5 A ไปเป็น 1 A

#### 4.6 ประสิทธิภาพและรีปเปลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร

##### 4.6.1 ประสิทธิภาพของวงจรแบบวงปิด (Closed-loop)

##### ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของวงจรแบบวงปิด (Closed-loop)

- (ก) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_{in,min} = 20\text{ V}$
- (ข) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_{in,max} = 25\text{ V}$
- (ค) แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_{in} = 22\text{ V}$

$V_{in}$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$R_o$ ( $\Omega$ )	ประสิทธิภาพ %
20	1.54	4.97	4.48	1	72.291
	0.33	4.98	0.97	5	73.191

(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## บทที่ 5

# บทวิจารณ์และสรุปผล

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

ในปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงถึงทฤษฎีการออกแบบและผลที่ได้จากการจำลอง และผลการทดลองของวงจร โดยวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ มีการสวิตช์ที่ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ตลอดช่วงการทำงาน มีการรักษาระดับแรงดันที่คงที่ มีผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตไฟฟ้าที่ดี แรงดันเอาต์พุตรีปเปิลของวงจรมีค่าอยู่ในระดับต่ำ และประสิทธิภาพของวงจรที่ได้มีผลเป็นที่น่าพอใจ ทั้งนี้ผลการทดลองยังมีความสอดคล้องกับทฤษฎี นั่นคือสามารถแก้ไขจุดด้อยของวงจรควอซีเรโซแนนท์ในด้านเสถียรภาพของวงจรให้ดีขึ้นได้เมื่อตัวเก็บประจุแฝงภายในไดโอดถูกนำมาใช้เรโซแนนท์ในวงจรด้วย

### 5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

จากการที่ได้ทดสอบวงจรมัลติเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ในบทที่ผ่านมา นั้น จะเห็นได้ถึงปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นกับวงจร ที่ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ

1. ค่าความต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_R$  และตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า  $L_R$  ทำให้มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ส่งผลให้เกิดพลังงานไฟฟ้าสูญเสียได้
2. ความถี่สวิตช์ของวงจรที่ได้จากผลการทดลองและการจำลองมีความคลาดเคลื่อนกันส่วนหนึ่งอาจมาจากค่าของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรทดลองมีค่าคลาดเคลื่อนจากค่าที่ออกแบบ

## เอกสารอ้างอิง

- [1] W. A. Tabisz, F. C. Lee, “Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Technique - A Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters”, **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 1988, pp. 9-17
- [2] W. A. Tabisz, F. C. Lee, “DC Analysis and Design of Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Converter”, **IEEE**, 1989
- [3] Bill Andreyca, “Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion”, **Unitrode Application Note**. pp.3-331-3-351
- [4] D. W. Hart, **Introduction to Power Electronics**, Prentice-Hall International, 1997.
- [5] F. C. Lee, “High Frequency Quasi-Resonant Converter Technology”, **Proc. IEEE**, vol. 76, no.4, pp. 377-390, April 1988.
- [6] W. A. Tabisz, P. M. Gradzki and F. C. Lee, “Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters—Experimental Results at 10MHz”, **IEEE Transaction on Power Electronics**, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, April 1989.
- [7] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, **Power Electronics Converter, Applications and Design**, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley and Son, 1995.
- [8] L. Umanand, S.R. Bhat, **Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters**, Wiley Eastern Limited, 1992.
- [9] Larry Wofford, “A New Family of Integrated Circuits Controls Resonant Mode Power Converters”, **Unitrode Application Note**. 3-170-3-178
- [10] ว่าที่ ร.ต. ณัฐวุฒิ แจ่มบำรุง, นายยุทธกิจ สุทธิสัมพันธ์, “ควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบ สวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549
- [11] กัญฉิชา กิตติพิรัช, “การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุมบัณฑิต วิทยาลัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.

ภาคผนวก ก

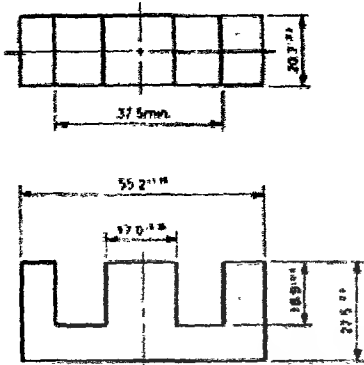
## ตารางแทนเฟอร์ไรต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# EE55/55A

## EE CORES



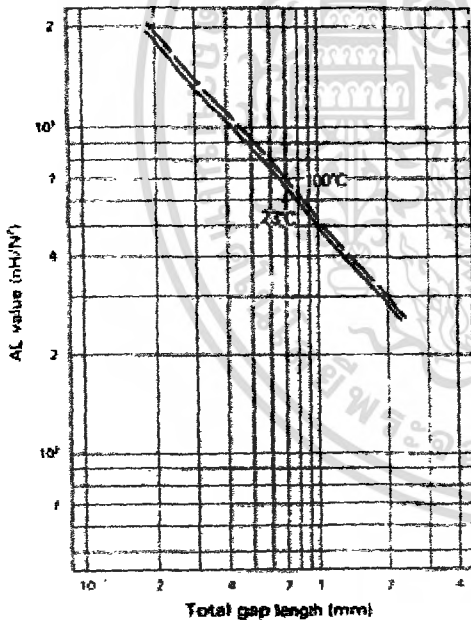
### Magnetic Parameter

Core constant	$C_1$	0.34989 mm <sup>-1</sup>
Effective magnetic pass length	$\ell_e$	124 mm
Effective cross sectional area	$A_e$	353 mm <sup>2</sup>
Effective core volume	$V_e$	43700 mm <sup>3</sup>
Center leg area	$A_c$	352 mm <sup>2</sup>
Minimum cross sectional area (Center leg)	$A_{min}$	352 mm <sup>2</sup>
Winding area of core	$A_w$	400 mm <sup>2</sup>

Approx. Weight 218 g/pair  
Unit mm

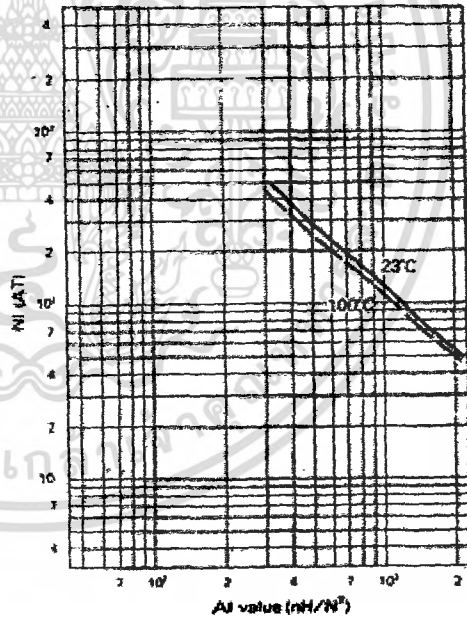
Product code	AL Value (nH/N <sup>2</sup> )	Effective permeability $\mu$	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
8P20 EE55/55A	6,700 ± 25% (5,025-8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



23°C AL = 489.8 × G<sup>-0.7027%</sup> (nH/N<sup>2</sup>)  
 G = 2449.5 × AL<sup>-1.7080</sup> (mm)  
 100°C AL = 507.1 × G<sup>-0.6276%</sup> (nH/N<sup>2</sup>)  
 G = 1852.3 × AL<sup>-1.6794</sup> (mm)

NI vs. AL value



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

### รูปที่ ก.1 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

EE CORES

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross-sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	$C_r$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_p$ (mm <sup>2</sup> )	$l_p$ (mm)	$V_p$ (mm <sup>3</sup> )							
EE12B/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	107	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	29.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3780	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/26A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9880	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.68917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17800	180	180	BC	276	88.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	236	236	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE60/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	364	—	—

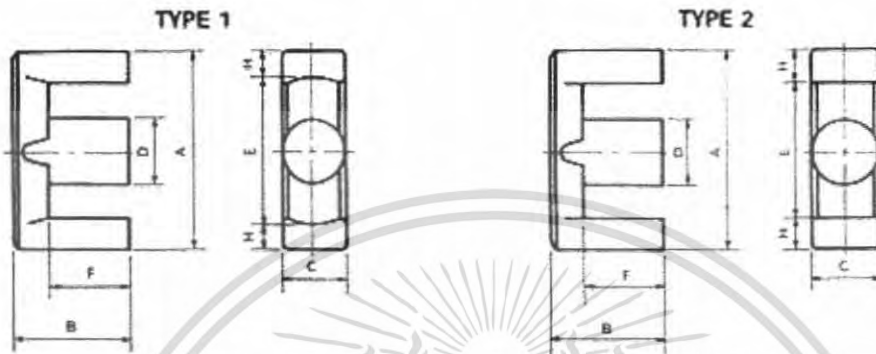
Note: Minimum cross sectional area B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2 ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

## Summary

EER CORES

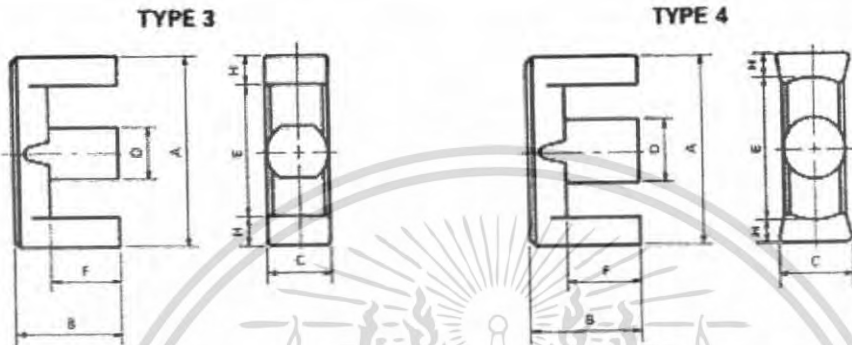


Shape code	Type	Dimensions (mm)							General standard
		A	B	C	D	E <sub>min.</sub>	F	H <sub>nom.</sub>	
EER09/05	1	9.3±0.20	2.30±0.10	5.05±0.15	3.35±0.15	7.7	1.6±0.10	0.70	
EER11/05	1	10.8±0.20	2.45±0.10	5.90±0.10	4.10±0.15	8.7	1.6±0.10	1.00	
EER19/24	2	19.2±0.40	12.1±0.15	5.60±0.30	5.60±0.30	13.6	8.9±0.20	2.60	
EER26/33	2	26.2±0.40	16.3±0.20	7.20±0.30	7.20±0.30	19.6	12.6±0.20	3.10	
EER28/20	3	28.0±0.40	10.1±0.25	11.9±0.30	8.50±0.20	20.4	6.6±0.20	3.60	
EER28/34	1	28.6±0.50	16.9±0.25	11.4±0.30	9.90±0.20	21.2	12.6±0.30	3.40	
EER29/30	3	29.3±0.40	14.6±0.30	11.9±0.30	8.30±0.20	21.6	11.0±0.20	3.60	
EER29/32	1	29.8±0.80	15.8±0.20	9.50±0.30	9.50±0.30	22.0	11.0±0.30	3.55	ETD29
EER30/26	1	30.1±0.60	13.2±0.35	12.0±0.25	12.0±0.25	20.0	8.3±0.30	4.76	
EER33/33	3	33.0±0.30	16.7±0.35	13.0±0.20	10.5±0.20	23.4	12.0±0.20	4.65	
EER34/35	1	34.2±0.80	17.3±0.20	10.8±0.30	10.8±0.30	25.6	12.1±0.30	3.95	ETD34
EER35/41	1	35.0±0.50	20.7±0.30	11.3±0.25	11.3±0.25	25.6	14.7±0.30	4.43	JIS
EER38/44	1	37.5±0.50	22.0±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	26.5	15.5±0.20	5.25	
EER39/40	1	39.1±0.90	19.8±0.20	12.5±0.30	12.5±0.30	29.3	14.6±0.40	4.50	ETD39
EER39/45	1	39.0±0.40	22.7±0.20	12.8±0.25	12.8±0.25	28.6	17.1±0.20	5.00	JIS
EER40/45	1	40.0±0.70	22.4±0.30	13.3±0.30	13.3±0.30	28.8	15.4±0.30	5.25	JIS
EER42/42	1	42.0±0.50	21.2±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	30.5	15.3±0.30	5.50	JIS
EER42/43	1	42.2±0.90	21.6±0.20	14.7±0.30	14.7±0.30	30.4	16.0±0.40	5.68	
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	19.8±0.40	17.3±0.25	31.8	18.8±0.30	4.85	
EER44/45	1	44.0±1.00	22.3±0.20	14.9±0.30	14.9±0.30	32.5	16.5±0.40	5.35	ETD44
EER45/38	2	44.0±0.50	19.3±0.20	15.2±0.25	15.2±0.25	31.0	13.3±0.20	6.00	
EER48/41	1	48.0±1.00	20.8±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	36.1	18.1±0.40	5.85	ETD49
EER49/62	1	49.0±0.50	31.2±0.30	17.2±0.25	17.2±0.25	36.4	22.7±0.20	6.00	JIS
EERS3/37	1	53.5±1.00	18.3±0.20	17.9±0.40	17.9±0.40	39.8	11.1±0.30	6.43	
EER55/57	4	55.0±0.50	28.4±0.40	24.7±0.40	20.6±0.30	41.7	19.0±0.30	6.40	
EER80/65	2	80.0±0.80	32.5±0.40	20.0±0.50	24.0±0.50	59.2	22.0±0.30	10.0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2(ต่อ) ข้อมูลต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

EER CORES



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	$C_1$ (mm <sup>3</sup> )	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	$l_e$ (mm)	$V_e$ (mm <sup>3</sup> )							
EER09/05	1.7278	7.96	13.8	110	8.81	7.07	B	7.28	0.631	—	—
EER11/05	1.2353	11.9	14.7	175	13.2	10.3	B	7.48	1.00	—	—
EER19/24	1.8784	28.1	52.8	1480	24.6	24.6	C	74.8	8.20	—	—
EER26/33	1.6995	44.1	74.9	3300	40.7	40.7	C	164	16.8	—	—
EER28/20	0.58524	86.3	50.5	4360	87.7	85.7	LB	81.2	21.9	—	—
EER28/34	0.86900	85.6	74.3	6360	77.0	77.0	C	148	32.4	—	—
EER29/30	0.80887	85.9	89.5	5970	86.3	85.7	LB	152	29.4	—	—
EER29/32	0.92727	76.3	70.7	5400	70.9	70.9	C	145	27.0	29	—
EER30/26	0.47976	120	57.4	6860	113	113	C	70.8	35.3	—	—
EER33/33	0.63188	121	76.3	9210	120	120	C	158	45.8	—	—
EER34/35	0.81454	97.0	79.0	7670	91.8	91.8	C	188	30.0	30	—
EER35/41	0.81729	110	90.1	9930	100	100	C	218	32.7	31	41
EER38/44	0.50604	185	93.6	17300	181	181	C	183	86.5	—	—
EER39/40	0.74141	125	92.6	11600	123	123	C	257	57.1	32	—
EER39/45	0.75038	136	102	13900	129	129	C	277	69.7	33	41, 42
EER40/45	0.63353	153	97.2	14900	139	139	C	249	75.9	34	—
EER42/42	0.52684	183	96.3	17600	181	179	B	242	92.5	35	—
EER42/43	0.57274	173	99.0	17100	170	165	B	261	87.7	36	—
EER42/45	0.48286	202	97.3	19600	189	189	C	219	95.0	—	—
EER42/49	0.46860	233	109	25400	235	231	B	282	129	—	—
EER44/45	0.59208	175	103	18100	174	173	B	304	90.8	37	—
EER45/38	0.51323	178	91.2	16200	181	170	L	223	82.4	—	—
EER48/41	0.39198	254	99.5	25300	254	251	B	297	125	38	—
EER49/49	0.53674	231	114	24300	211	211	C	373	128	39	—
EER49/62	0.55627	242	134	32500	232	230	L	449	167	40	—
EER53/37	0.35469	255	90.4	23100	252	252	C	252	117	—	—
EER55/57	0.38039	334	127	42400	334	331	B	410	220	—	—
EER80/65	0.39587	403	160	64300	394	394	C	792	325	—	—

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข

### ตารางขนาดลวดตัวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบอร์ AWG #	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง mm	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง เมื่อรวมฉนวน mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ mm <sup>2</sup>
44	0.0503	0.06604	0.00199
43	0.0564	0.07366	0.00250
42	0.0633	0.08128	0.00314
41	0.0711	0.09144	0.00397
40	0.0798	0.1041	0.00500
39	0.0897	0.1143	0.00631
38	0.1008	0.1295	0.00799
37	0.1130	0.1448	0.01003
36	0.1270	0.1626	0.0127
35	0.1422	0.1778	0.0159
34	0.1600	0.1981	0.0201
33	0.1803	0.2235	0.0255
32	0.2032	0.2489	0.0324
31	0.2261	0.2743	0.0401

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค

## ข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3864N



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

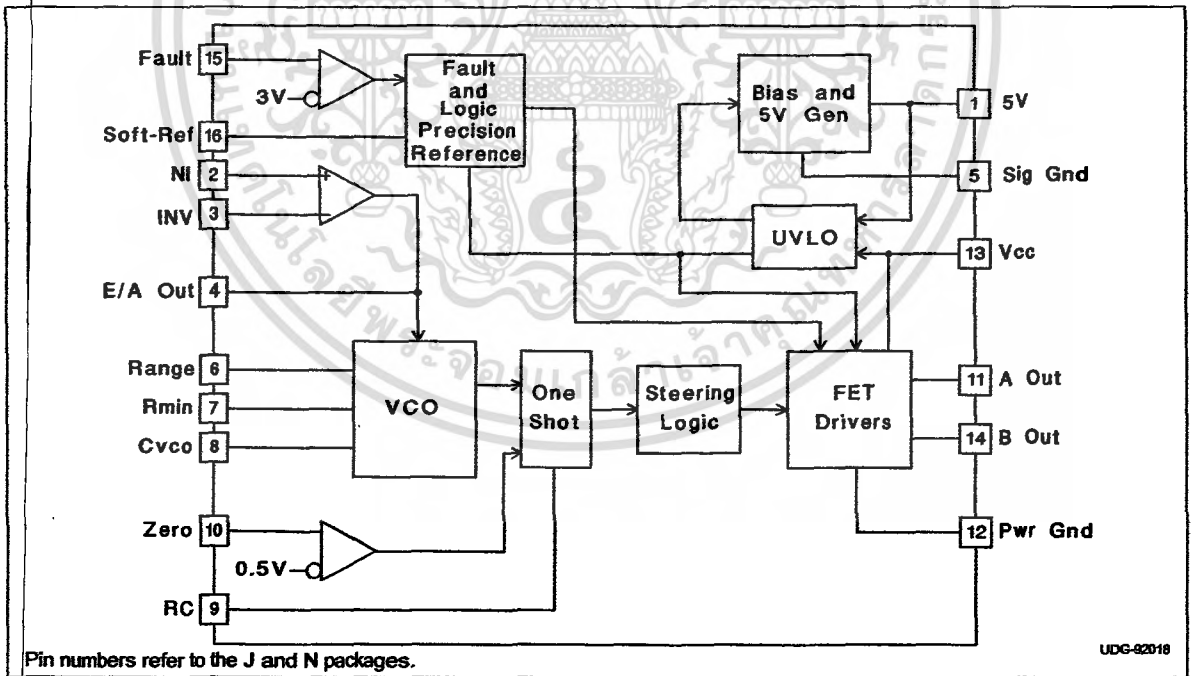
The UC1861-1868 family of ICs is optimized for the control of Zero Current Switched and Zero Voltage Switched quasi-resonant converters. Differences between members of this device family result from the various combinations of UVLO thresholds and output options. Additionally, the one-shot pulse steering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

**UC1861-1868**  
**UC2861-2868**  
**UC3861-3868**

**DESCRIPTION (cont.)**

UVLO thresholds for the UC1861/62/65/66 are 16.5V (ON) and 10.5V (OFF), whereas the UC1863/64/67/68 thresholds are 8V (ON) and 7V (OFF). After V<sub>CC</sub> 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.

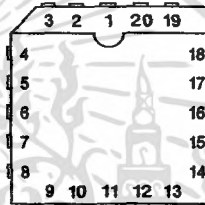
**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

V <sub>CC</sub> .....	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.

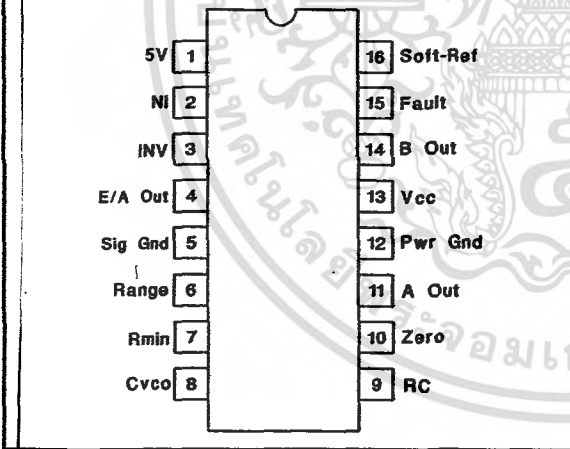
**CONNECTION DIAGRAMS**

**PLCC-20 & LCC-20 (Top View)  
Q & L Package**



PACKAGE FUNCTION	PIN
Soft Ref	1
5V	2
NI	3
INV	4
E/A Out	5
Sig Gnd	6
Range	7
RMIN	8
Cvco	9
RC	10
Zero	11
NC	12
NC	13
A Out	14
Pwr Gnd	15
Pwr Gnd	16
Vcc	17
B Out	18
NC	19
Fault	20

**DIL-16, SOIC-16 (Top View)  
J or N, DW Packages**



UC1861-1868

UC2861-2868

UC3861-3868

**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  $C_{sr}=0.1\mu\text{F}$ .  $T_A=T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>5V Generator</b>					
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
<b>Soft-Reference</b>					
Restart Delay Current	$V = 2\text{V}$	10	20	35	$\mu\text{A}$
Soft Start Current	$V = 2\text{V}$	-650	-500	-350	$\mu\text{A}$
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
<b>Error Amplifier (Note 3)</b>					
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		$\mu\text{A}$
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
<b>Error Amplifier (Note 3) (cont.)</b>					
Common Mode Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V_{cm} \leq 6\text{V}$ , $V_o = 2\text{V}$	65	100		dB
$V_{out\text{ Low}}$	$V_{ID} = -100\text{mV}$ , $I_o = 200\mu\text{A}$		0.17	0.25	V
$V_{out\text{ High}}$	$V_{ID} = 100\text{mV}$ , $I_o = -200\mu\text{A}$	3.9	4.2		V
Unity Gain Bandwidth	(Note 4)	0.5	0.8		MHz
<b>Voltage Controlled Oscillator</b>					
Maximum Frequency	$V_{ID}(\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	450	500	550	kHz
	$V_{ID}(\text{Error Amp}) = 100\text{mV}$	425		575	kHz
Minimum Frequency	$V_{ID}(\text{Error Amp}) = -100\text{mV}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	45	50	55	kHz
	$V_{ID}(\text{Error Amp}) = -100\text{mV}$	42		58	kHz
<b>One Shot</b>					
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, $-55^{\circ}\text{C}$ 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	
<b>Output Stage</b>					
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
<b>Fault Comparator</b>					
Fault Comparator $V_{th}$		2.85	3.00	3.15	V
Delay to Output	(Note 4) (Note 5)		100	200	ns

UC1861-1868  
UC2861-2868  
UC3861-3868

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

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

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

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

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

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

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

## APPLICATION INFORMATION

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

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

The 5V pin should be bypassed to signal ground with a  $0.1\mu\text{F}$  capacitor. The capacitor should have low equivalent series resistance and inductance.

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

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  $0.5\text{mA}$  current source.

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

If a fault is detected during soft-start, the fault latch is set and the outputs are driven low. The delay latch will remain reset until Soft-Ref charges to  $4\text{V}$ . 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  $5\text{V}$  instead of  $4\text{V}$ .

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

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

UC1861-1868  
UC2861-2868  
UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION

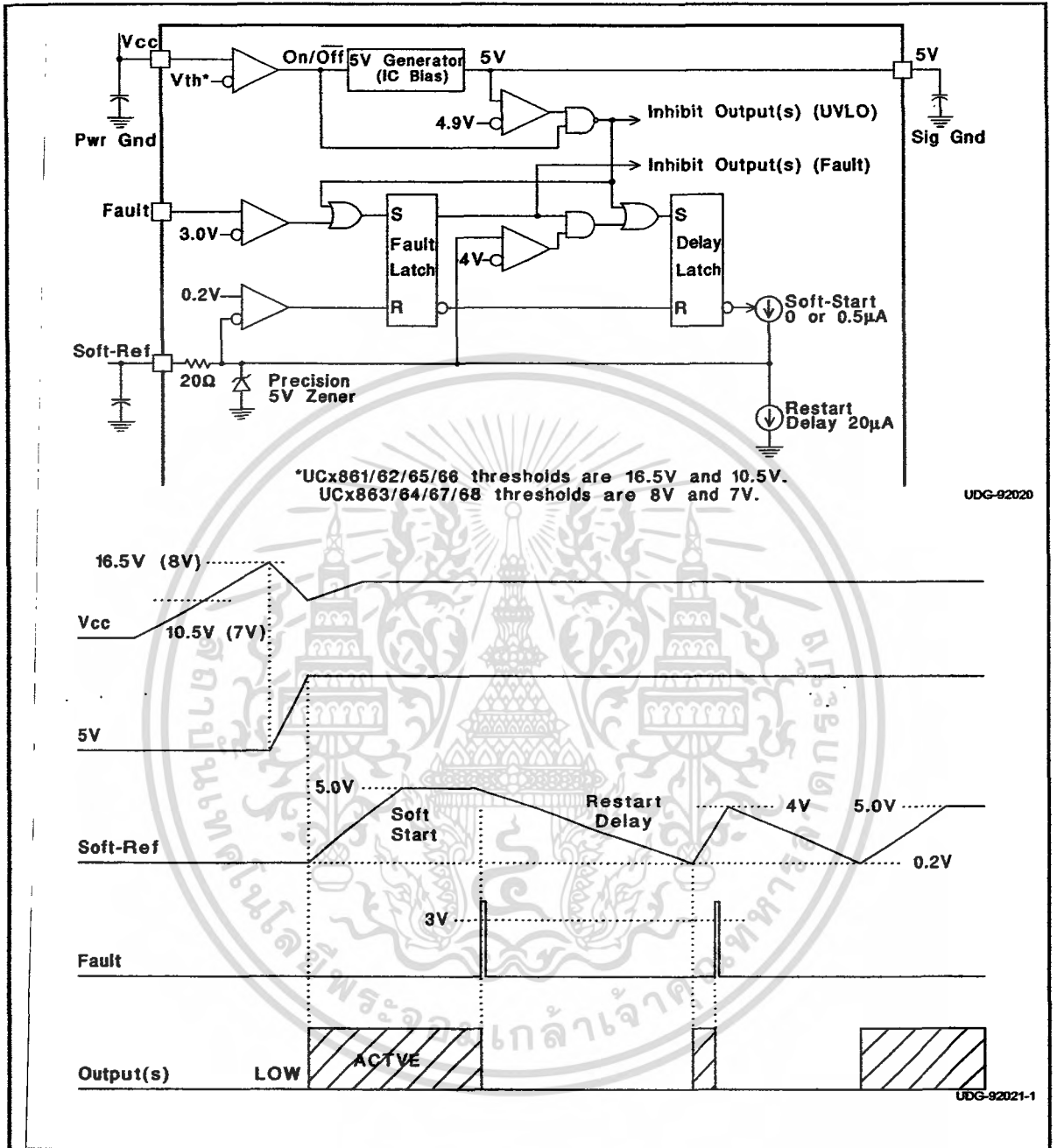
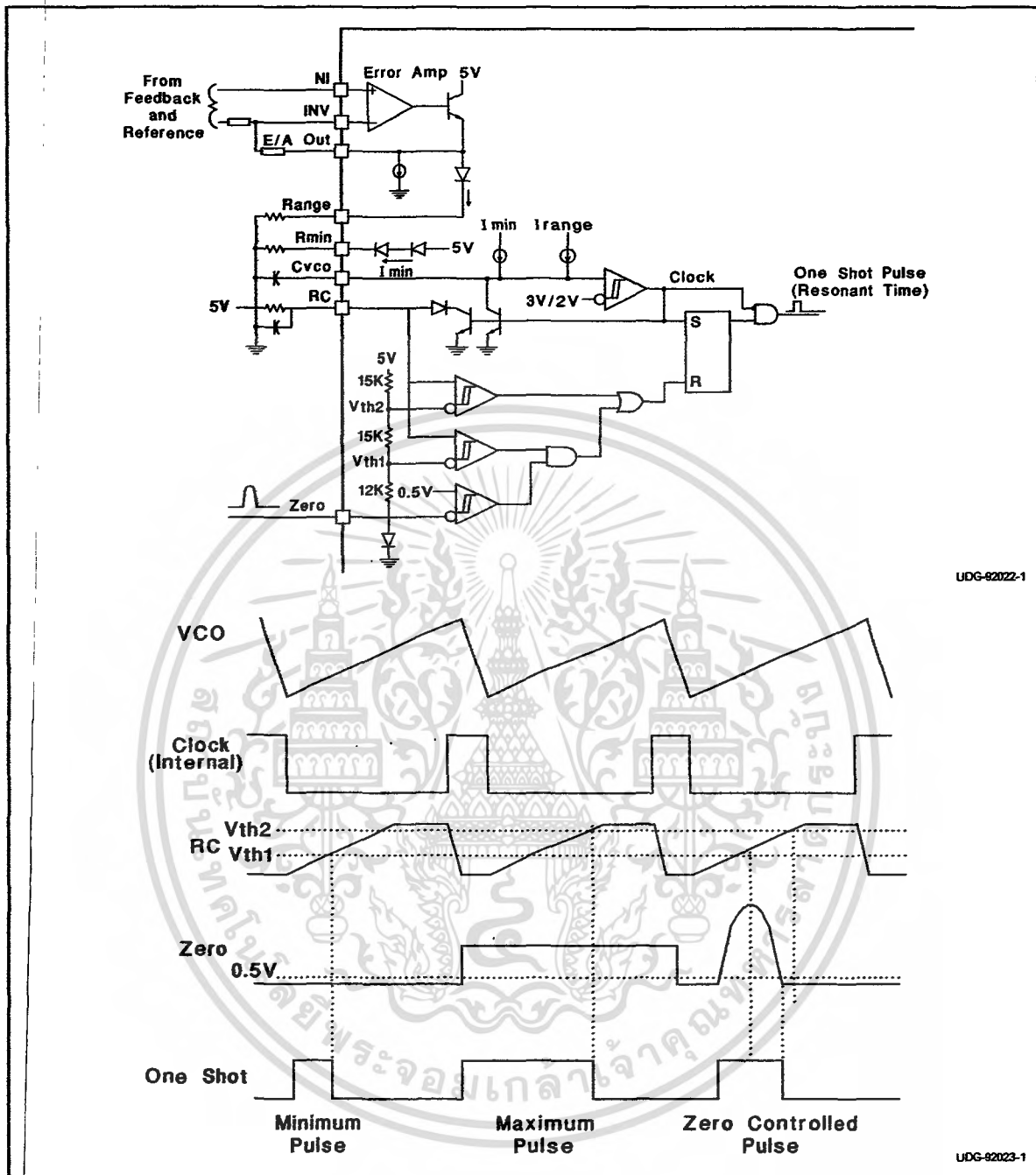


Figure 1. UVLO, 5V, fault and soft-ref.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UDG-82022-1

UDG-82023-1

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1861-1868  
UC2861-2868  
UC3861-3868

**APPLICATION INFORMATION**

Minimum oscillator frequency is set by R<sub>min</sub> and C<sub>vco</sub>. 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 R<sub>min</sub>, Range & C<sub>vco</sub>. The maximum frequency is approximately given by the equation:

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

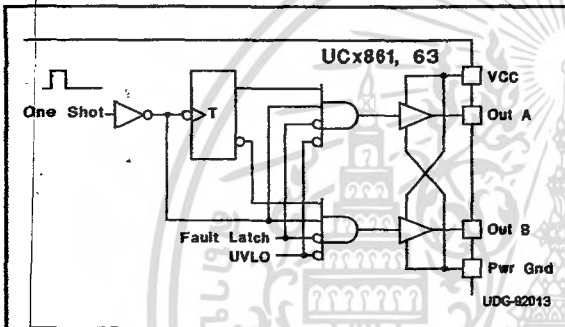
The Error Amplifier directly controls the oscillator frequency. E/A output low corresponds to minimum frequency and output high corresponds to maximum frequency. At the end of each oscillator cycle, the RC pin is discharged to one diode drop above ground. At the beginning of the oscillator cycle, V(RC)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

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

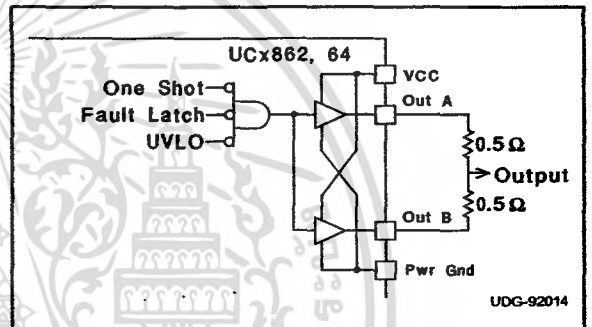
The maximum pulse width is approximately given by:

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

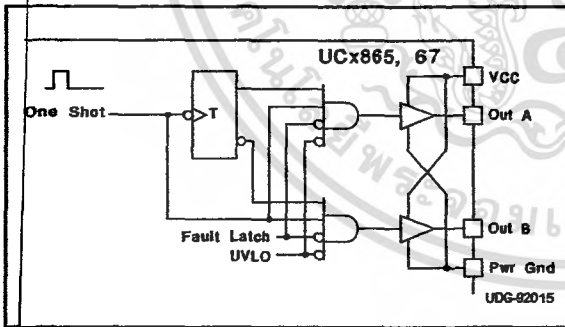
**STEERING LOGIC**



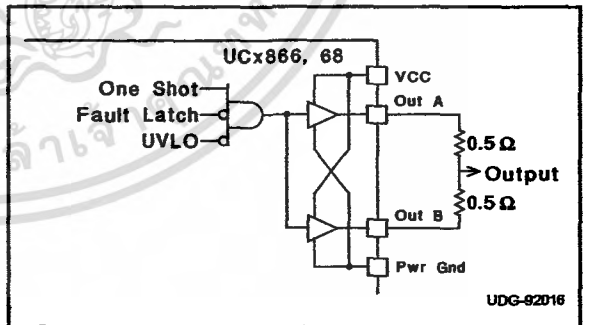
The steering logic is configured on the UC1861,63 to result in dual non-overlapping square waves at outputs A & B. This is suited to drive dual switch ZVS systems.



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



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



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

UC1861-1868  
 UC2861-2868  
 UC3861-3868

APPLICATION INFORMATION (cont.)

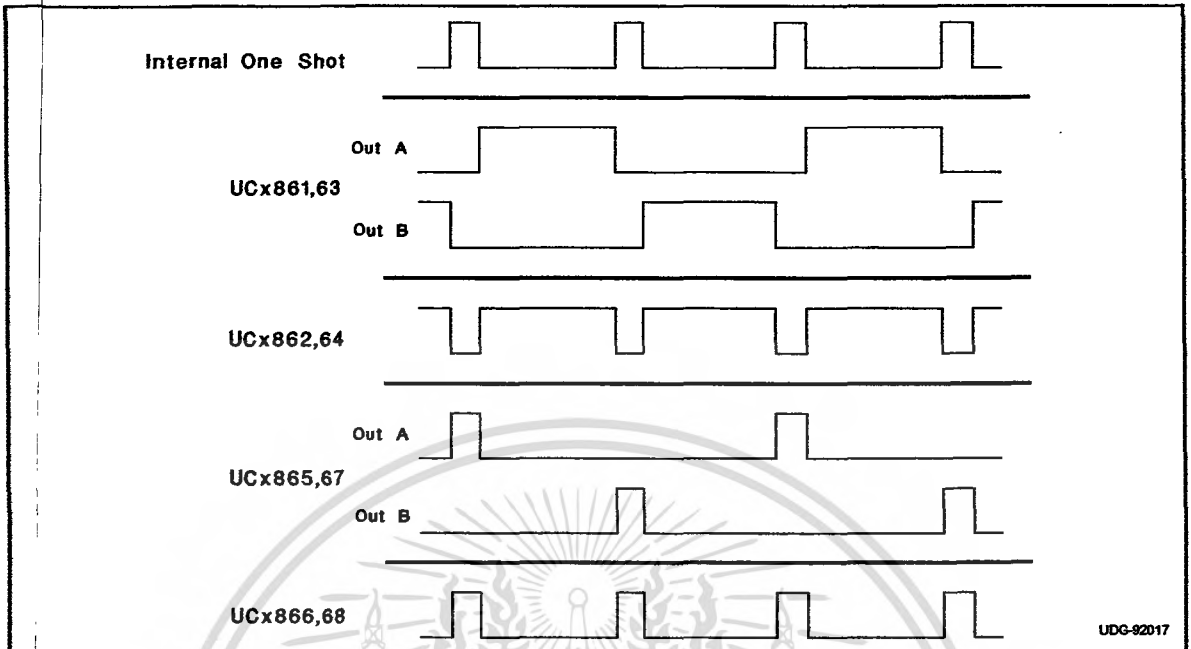


Figure 3. Current waveforms.

## PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status <sup>(1)</sup>	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan <sup>(2)</sup>	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp <sup>(3)</sup>
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 อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status <sup>(1)</sup>	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan <sup>(2)</sup>	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp <sup>(3)</sup>
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

Addendum-Page 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Orderable Device	Status <sup>(1)</sup>	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan <sup>(2)</sup>	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp <sup>(3)</sup>
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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

<sup>(1)</sup> 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.

<sup>(2)</sup> 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)

<sup>(3)</sup> 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	<a href="http://amplifier.ti.com">amplifier.ti.com</a>	Audio	<a href="http://www.ti.com/audio">www.ti.com/audio</a>
Data Converters	<a href="http://dataconverter.ti.com">dataconverter.ti.com</a>	Automotive	<a href="http://www.ti.com/automotive">www.ti.com/automotive</a>
DSP	<a href="http://dsp.ti.com">dsp.ti.com</a>	Broadband	<a href="http://www.ti.com/broadband">www.ti.com/broadband</a>
Interface	<a href="http://interface.ti.com">interface.ti.com</a>	Digital Control	<a href="http://www.ti.com/digitalcontrol">www.ti.com/digitalcontrol</a>
Logic	<a href="http://logic.ti.com">logic.ti.com</a>	Military	<a href="http://www.ti.com/military">www.ti.com/military</a>
Power Mgmt	<a href="http://power.ti.com">power.ti.com</a>	Optical Networking	<a href="http://www.ti.com/opticalnetwork">www.ti.com/opticalnetwork</a>
Microcontrollers	<a href="http://microcontroller.ti.com">microcontroller.ti.com</a>	Security	<a href="http://www.ti.com/security">www.ti.com/security</a>
Low Power Wireless	<a href="http://www.ti.com/lpw">www.ti.com/lpw</a>	Telephony	<a href="http://www.ti.com/telephony">www.ti.com/telephony</a>
		Video & Imaging	<a href="http://www.ti.com/video">www.ti.com/video</a>
		Wireless	<a href="http://www.ti.com/wireless">www.ti.com/wireless</a>

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

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

## ข้อมูลของมอสเฟตเบอร์ IRF640



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

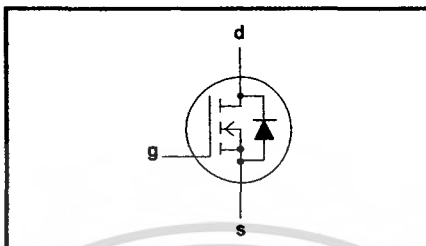
## N-channel TrenchMOS™ transistor

## IRF640, IRF640S

## FEATURES

- 'Trench' technology
- Low on-state resistance
- Fast switching
- Low thermal resistance

## SYMBOL



## QUICK REFERENCE DATA

$$V_{DSS} = 200 \text{ V}$$

$$I_D = 16 \text{ A}$$

$$R_{DS(ON)} \leq 180 \text{ m}\Omega$$

## GENERAL DESCRIPTION

N-channel, enhancement mode field-effect power transistor using Trench technology, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

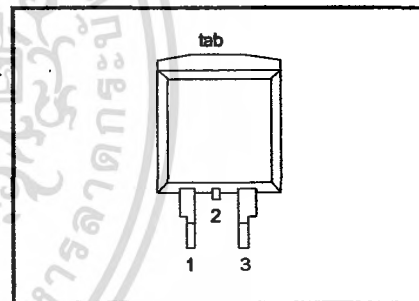
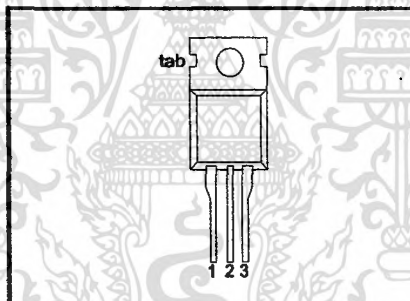
The IRF640 is supplied in the SOT78 (TO220AB) conventional leaded package.  
The IRF640S is supplied in the SOT404 (D<sup>2</sup>PAK) surface mounting package.

## PINNING

## SOT78 (TO220AB)

SOT404 (D<sup>2</sup>PAK)

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain <sup>1</sup>
3	source
tab	drain



## LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{DSS}$	Drain-source voltage	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $175 \text{ }^\circ\text{C}$	-	200	V
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ to $175 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	-	200	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage		-	$\pm 20$	V
$I_D$	Continuous drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	16	A
		$T_{mb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10 \text{ V}$	-	11	A
$I_{DM}$	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	64	A
$P_D$	Total power dissipation	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	136	W
$T_J, T_{stg}$	Operating junction and storage temperature		-55	175	$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> It is not possible to make connection to pin:2 of the SOT404 package

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

**AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$E_{AS}$	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 6.2$ A; $t_b = 720$ $\mu$ s; $T_j$ prior to avalanche = 25°C; $V_{DD} \leq 25$ V; $R_{GS} = 50$ $\Omega$ ; $V_{GS} = 10$ V; refer to fig; 14	-	580	mJ
$I_{AS}$	Peak non-repetitive avalanche current		-	16	A

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.1	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT78 package, in free air SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	60 50	-	K/W K/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0$ V; $I_D = 0.25$ mA; $T_j = -55^\circ\text{C}$	200 178	-	-	V V
$V_{GS(T0)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ ; $I_D = 1$ mA $T_j = 175^\circ\text{C}$ $T_j = -55^\circ\text{C}$	2 1	3	4	V V V
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10$ V; $I_D = 8$ A $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	130	180 522	m $\Omega$ m $\Omega$
$I_{GSS}$	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 20$ V; $V_{DS} = 0$ V	-	10	100	nA
$I_{DSS}$	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 200$ V; $V_{GS} = 0$ V; $V_{DS} = 160$ V; $V_{GS} = 0$ V; $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	0.05	10 250	$\mu$ A $\mu$ A
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 18$ A; $V_{DD} = 160$ V; $V_{GS} = 10$ V	-	-	63	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge		-	-	12	nC
$Q_{gd}$	Gate-drain (Miller) charge		-	-	35	nC
$t_{d\ on}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 100$ V; $R_D = 5.6$ $\Omega$ ; $V_{GS} = 10$ V; $R_G = 5.6$ $\Omega$ Resistive load	-	12	-	ns
$t_r$	Turn-on rise time		-	45	-	ns
$t_{d\ off}$	Turn-off delay time		-	54	-	ns
$t_f$	Turn-off fall time		-	38	-	ns
$L_d$	Internal drain inductance	Measured tab to centre of die Measured from drain lead to centre of die (SOT78 package only) Measured from source lead to source bond pad	-	3.5	-	nH
$L_d$	Internal drain inductance		-	4.5	-	nH
$L_s$	Internal source inductance		-	7.5	-	nH
$C_{iss}$	Input capacitance	$V_{GS} = 0$ V; $V_{DS} = 25$ V; $f = 1$ MHz	-	1850	-	pF
$C_{oss}$	Output capacitance		-	170	-	pF
$C_{rss}$	Feedback capacitance		-	91	-	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

**REVERSE DIODE LIMITING VALUES AND CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_S$	Continuous source current (body diode)		-	-	16	A
$I_{SM}$	Pulsed source current (body diode)		-	-	64	A
$V_{SD}$	Diode forward voltage	$I_F = 18\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	1.0	1.5	V
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_F = 18\text{ A}; -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s};$	-	130	-	ns
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_R = 25\text{ V}$	-	0.8	-	$\mu\text{C}$

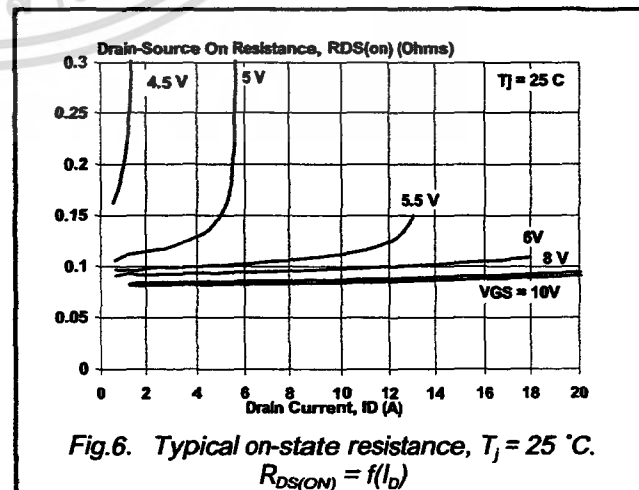
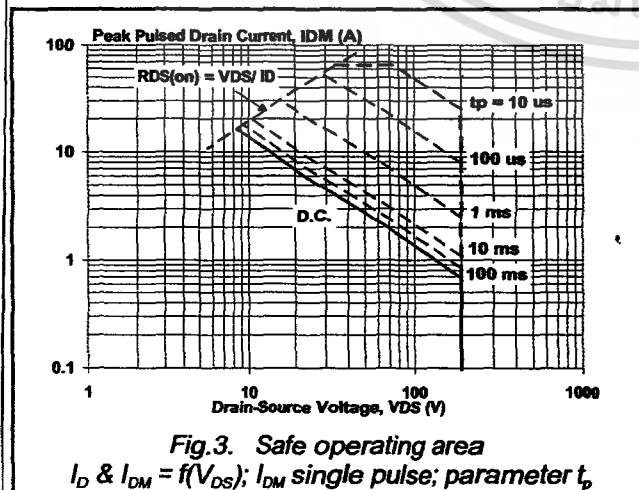
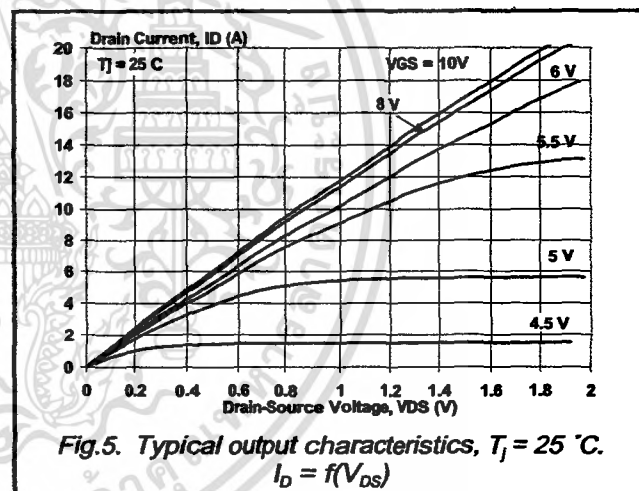
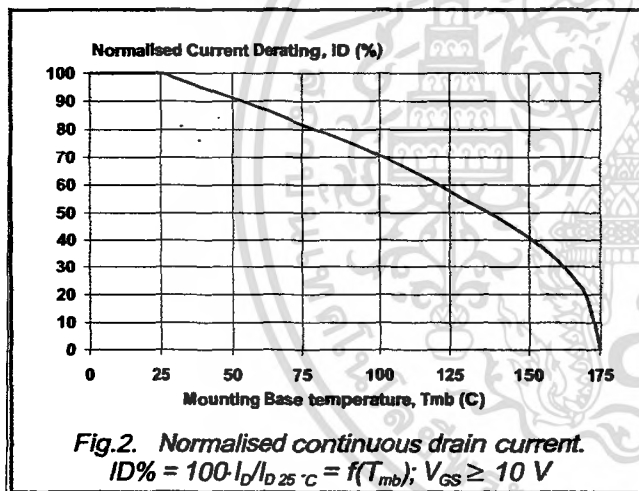
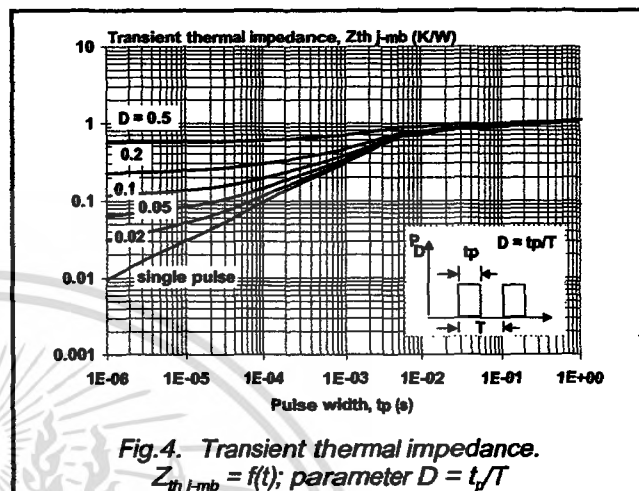
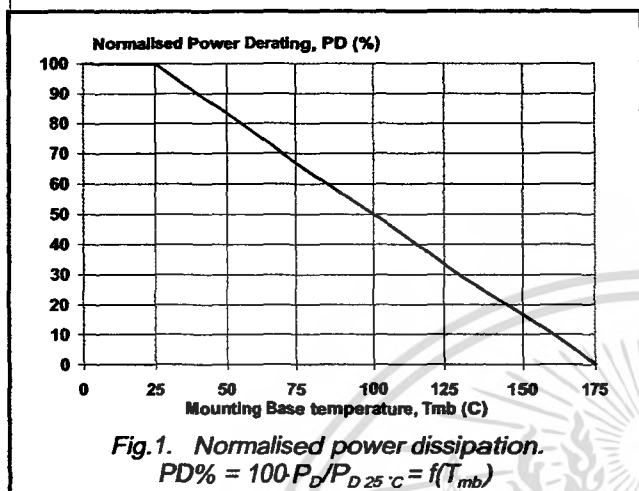


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

August 1999 นี้ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป Rev 1.100

N-channel TrenchMOS™ transistor

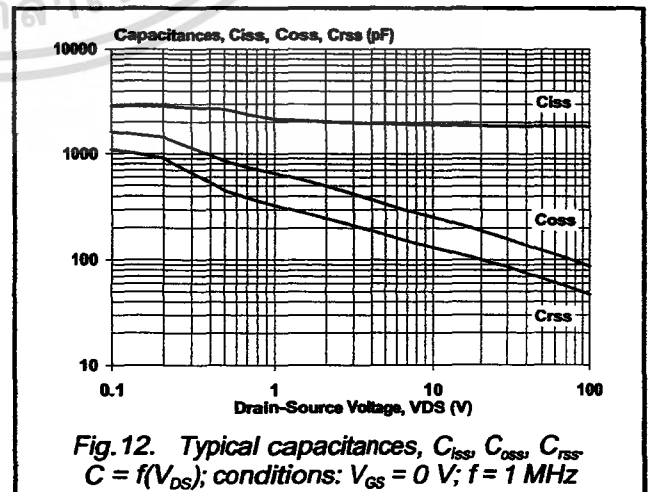
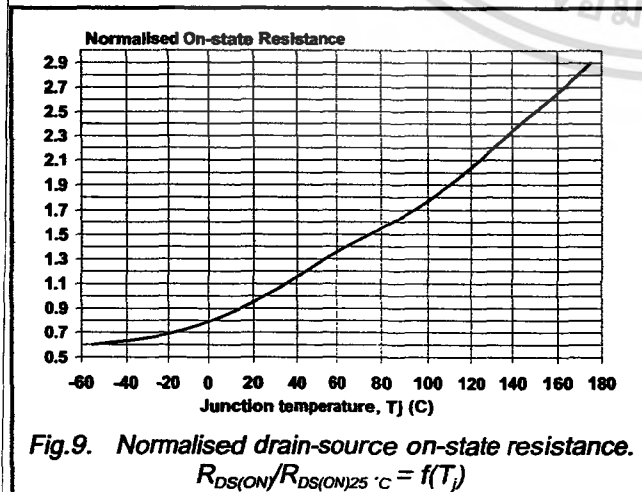
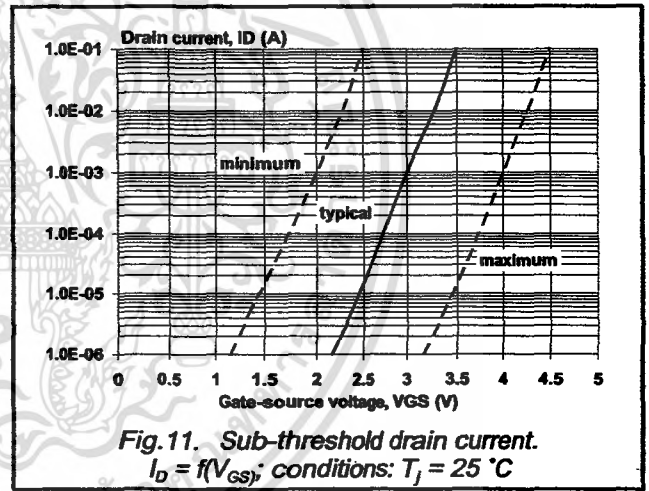
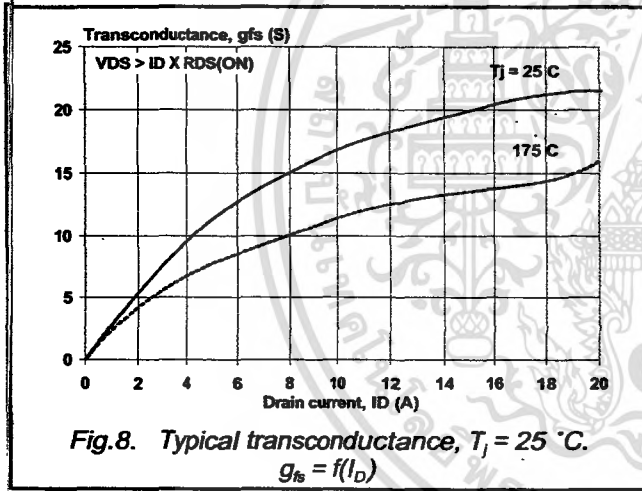
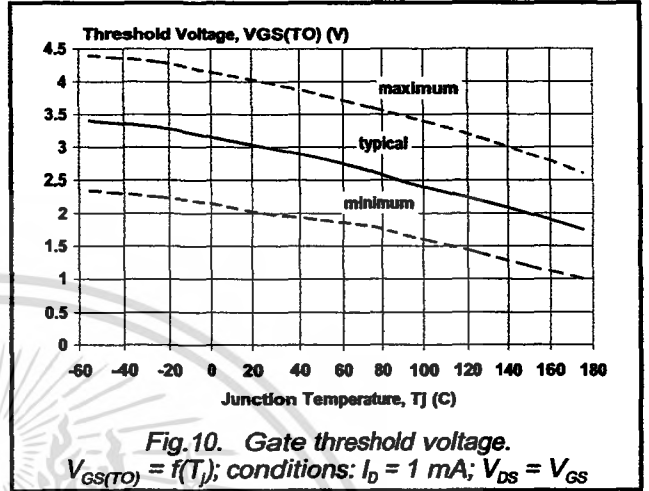
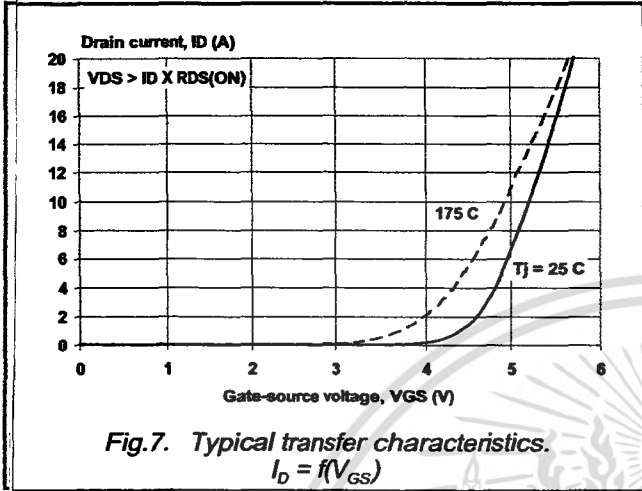
IRF640, IRF640S



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

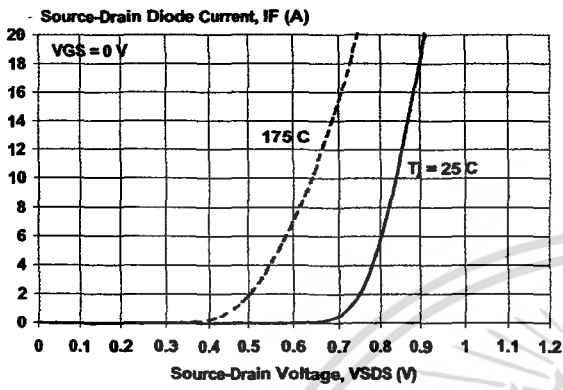


Fig. 13. Typical reverse diode current.  
 $I_F = f(V_{SDS})$ ; conditions:  $V_{GS} = 0V$ ; parameter  $T_j$

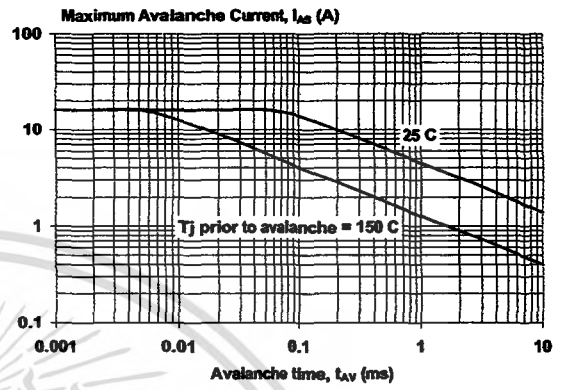
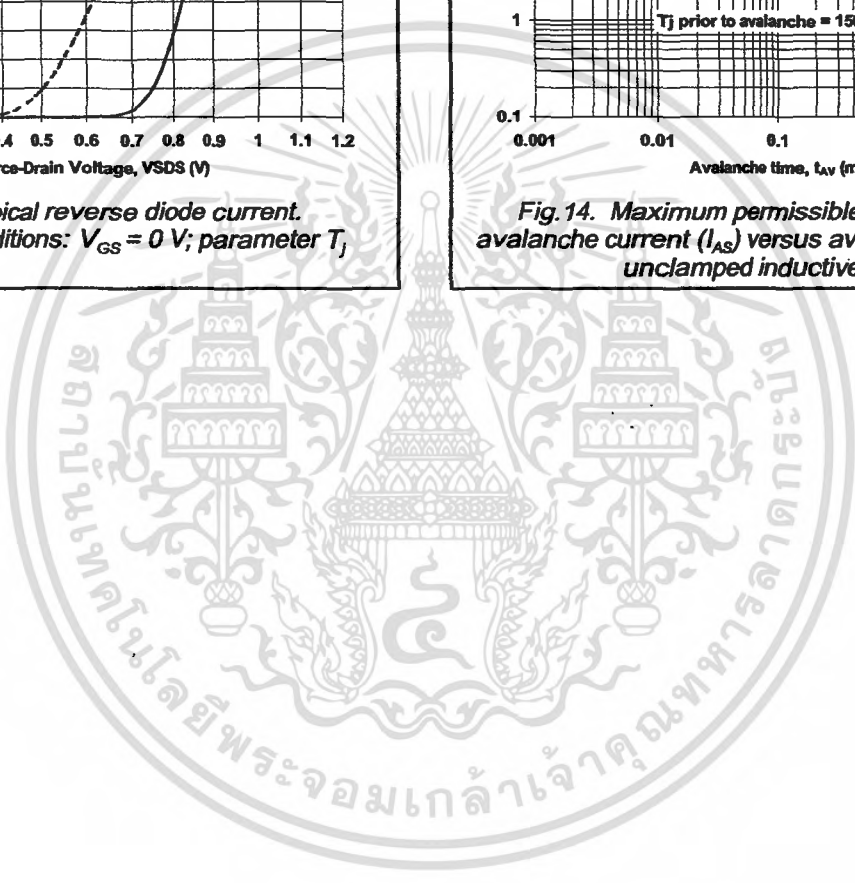


Fig. 14. Maximum permissible non-repetitive avalanche current ( $I_{AS}$ ) versus avalanche time ( $t_{AV}$ ); unclamped inductive load



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

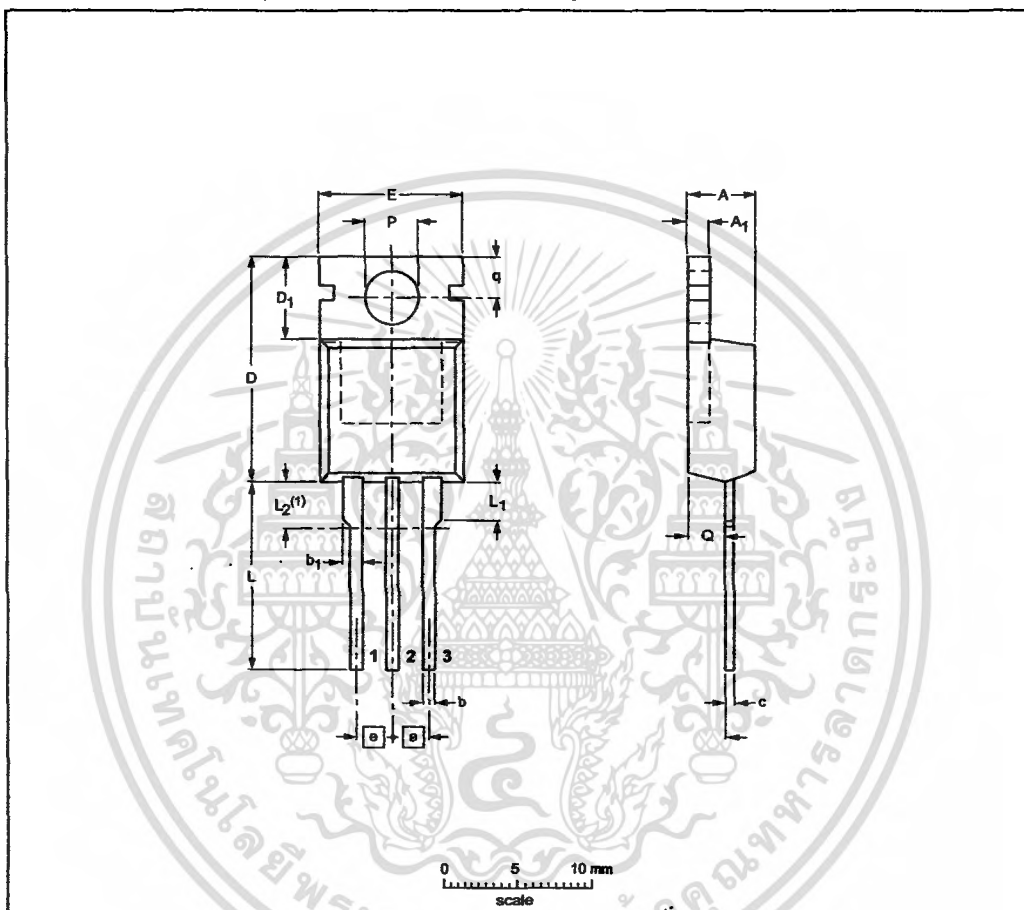
N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

MECHANICAL DATA

Plastic single-ended package; heatsink mounted; 1 mounting hole; 3-lead TO-220

SOT78



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	A <sub>1</sub>	b	b <sub>1</sub>	c	D	D <sub>1</sub>	E	e	L	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub> <sup>(1)</sup> max.	P	q	Q
mm	4.5 4.1	1.39 1.27	0.9 0.7	1.3 1.0	0.7 0.4	15.8 15.2	6.4 5.9	10.3 9.7	2.54	15.0 13.5	3.30 2.79	3.0	3.8 3.6	3.0 2.7	2.6 2.2

Note

1. Terminals in this zone are not tinned.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT78		TO-220				97-06-11

Fig. 15. SOT78 (TO220AB); pin 2 connected to mounting base (Net mass:2g)

Notes

1. This product is supplied in anti-static packaging. The gate-source input must be protected against static discharge during transport or handling.
2. Refer to mounting instructions for SOT78 (TO220AB) package.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

MECHANICAL DATA

Plastic single-ended surface mounted package (Philips version of D<sup>2</sup>-PAK); 3 leads (one lead cropped)

SOT404

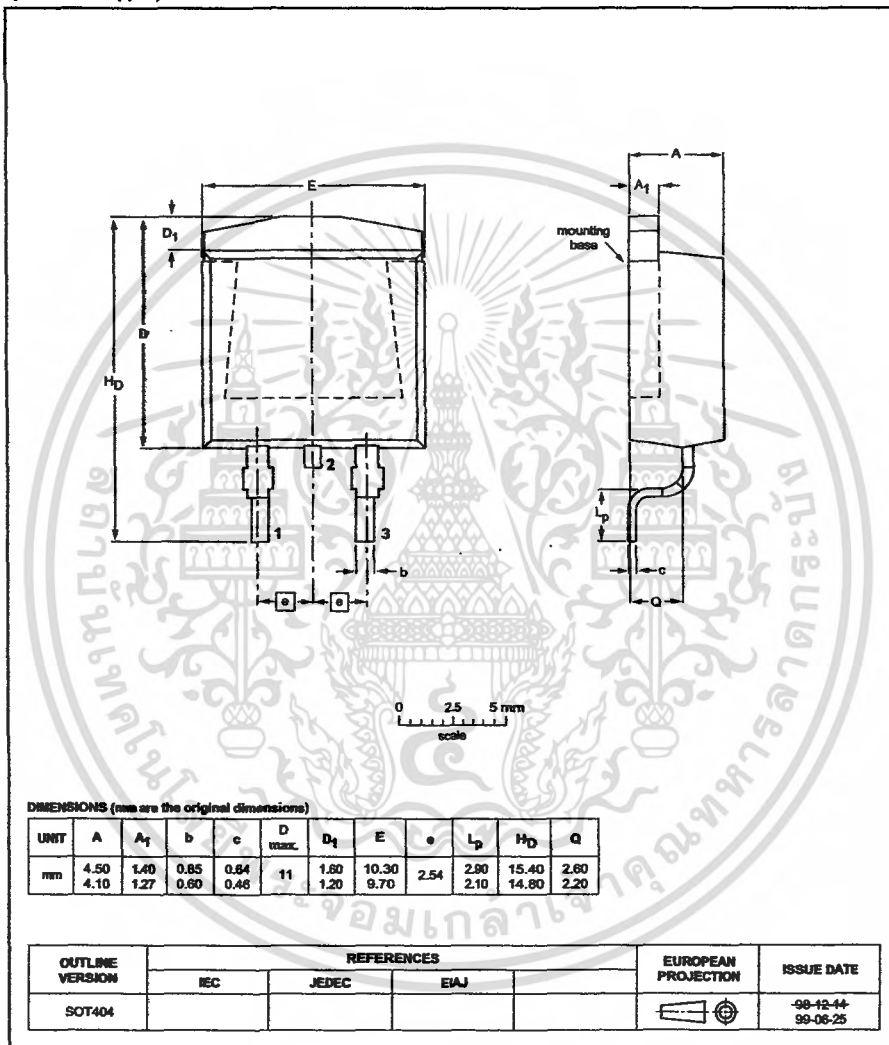


Fig. 16. SOT404 surface mounting package. Centre pin connected to mounting base.

Notes

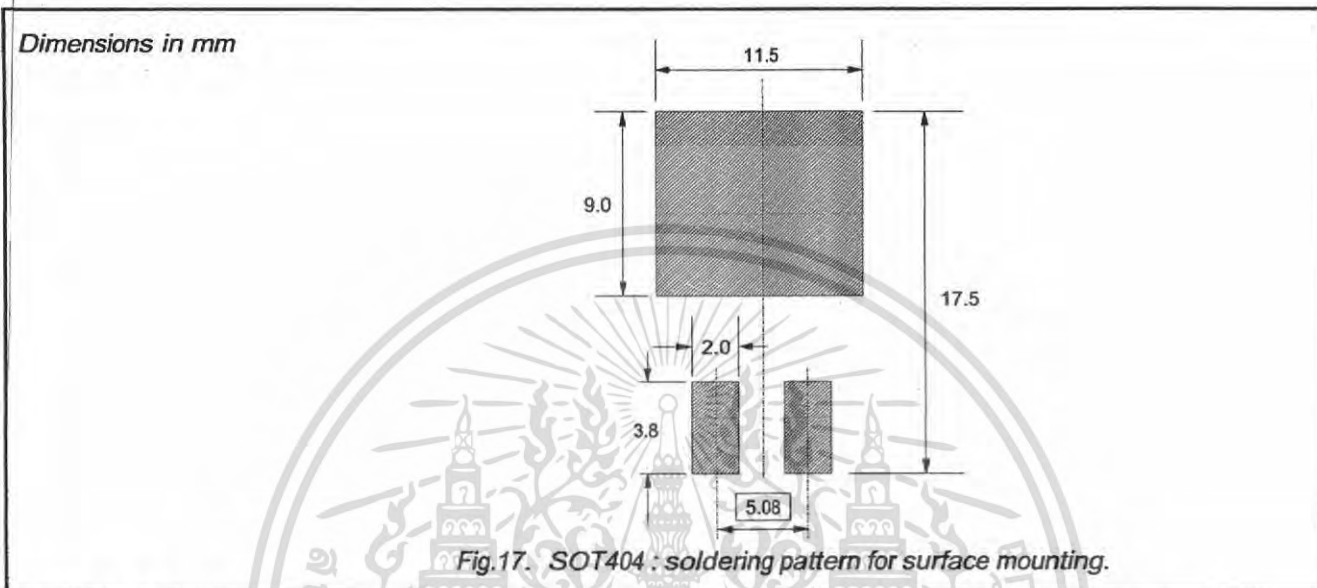
1. This product is supplied in anti-static packaging. The gate-source input must be protected against static discharge during transport or handling.
2. Refer to SMD Footprint Design and Soldering Guidelines, Data Handbook SC18.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

## MOUNTING INSTRUCTIONS



## DEFINITIONS

<b>Data sheet status</b>	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
<b>Limiting values</b>	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
<b>Application information</b>	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

## LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
August 1999 ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ 9 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป Rev 1.100

## ภาคผนวก จ

## ข้อมูลของไดโอดเบอร์ MBR1660



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR™

Discrete **POWER & Signal**  
Technologies

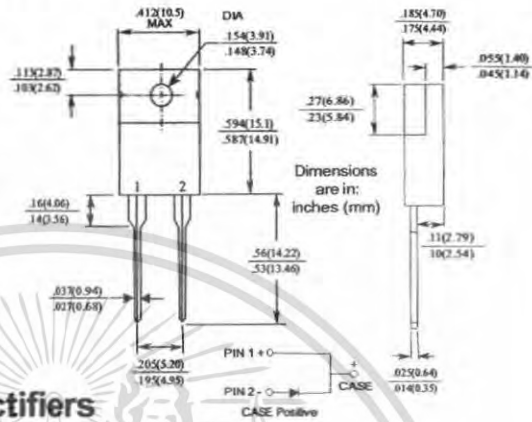
## MBR1635 - MBR1660

### 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



### 16 Ampere Schottky Barrier Rectifiers

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

Symbol	Parameter	Value	Units
$I_O$	Average Rectified Current .375" lead length @ $T_A = 125^\circ\text{C}$	16	A
$I_{F(\text{repetitive})}$	Peak Repetitive Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 KHz) @ $T_A = 125^\circ\text{C}$	32	A
$I_{F(\text{surge})}$	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	150	A
$P_D$	Total Device Dissipation Derate above $25^\circ\text{C}$	2.0 16.6	W mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	60	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JL}$	Thermal Resistance, Junction to Lead	1.5	$^\circ\text{C/W}$
$T_{stg}$	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.

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

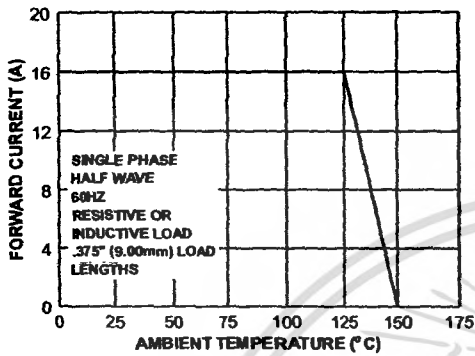
Parameter	Device				Units
	1635	1645	1650	1660	
Peak Repetitive Reverse Voltage	35	45	50	60	V
Maximum RMS Voltage	24	31	35	42	V
DC Reverse Voltage (Rated $V_R$ )	35	45	50	60	V
Voltage Rate of Change (Rated $V_R$ )	10,000				V/ $\mu\text{S}$
Maximum Reverse Current @ rated $V_R$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.2		1.0	mA
	$T_A = 125^\circ\text{C}$	40		50	mA
Maximum Forward Voltage $I_F = 16\text{ A}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$		0.63		0.75	V
	$I_F = 16\text{ A}$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$	0.57		0.65	V
Peak Repetitive Reverse Surge Current 2.0 $\mu\text{s}$ Pulse Width, $f = 1.0\text{ KHz}$		1.0		0.5	A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

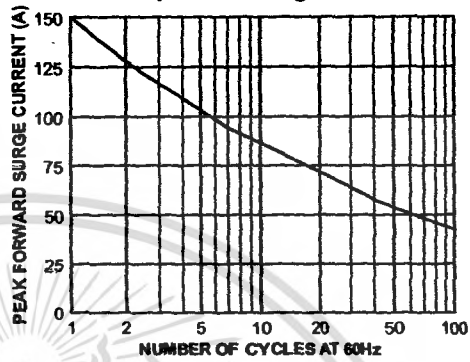
Schottky Barrier Rectifier  
(continued)

Typical Characteristics

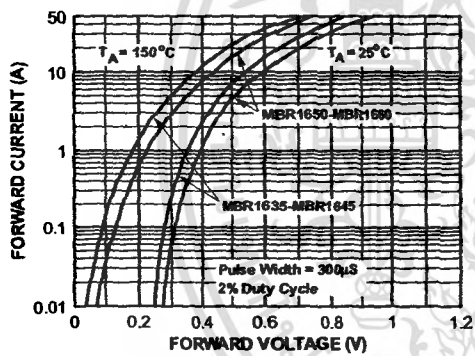
Forward Current Derating Curve



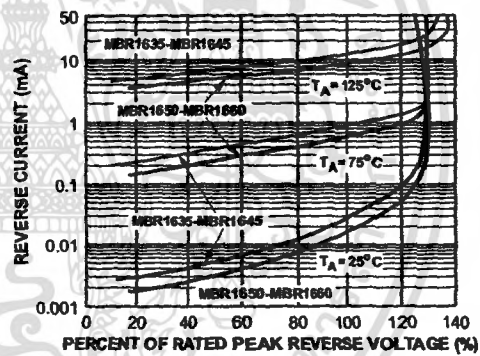
Non-Repetitive Surge Current



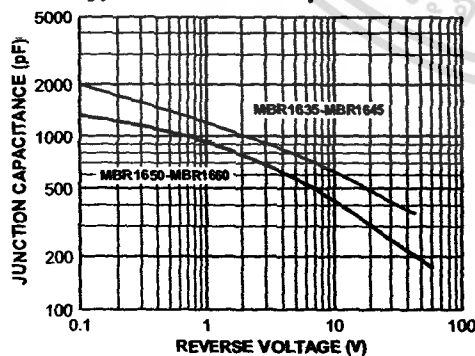
Forward Characteristics



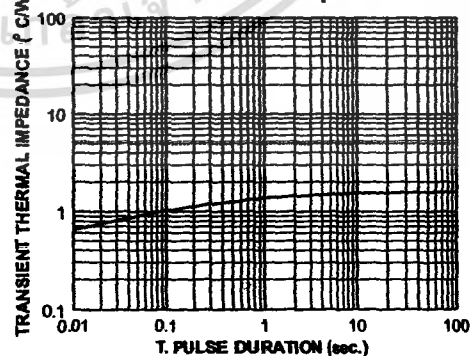
Reverse Characteristics



Typical Junction Capacitance



Transient Thermal Impedance



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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.

ACE <sub>x</sub> ™	ISOPLANAR™
CoolFET™	MICROWIRE™
CROSSVOLT™	POP™
E <sup>2</sup> C MOS™	PowerTrench™
FACT™	QS™
FACT Quiet Series™	Quiet Series™
FAST®	SuperSOT™-3
FAST <sub>r</sub> ™	SuperSOT™-6
GTO™	SuperSOT™-8
HiSeC™	TinyLogic™

**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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

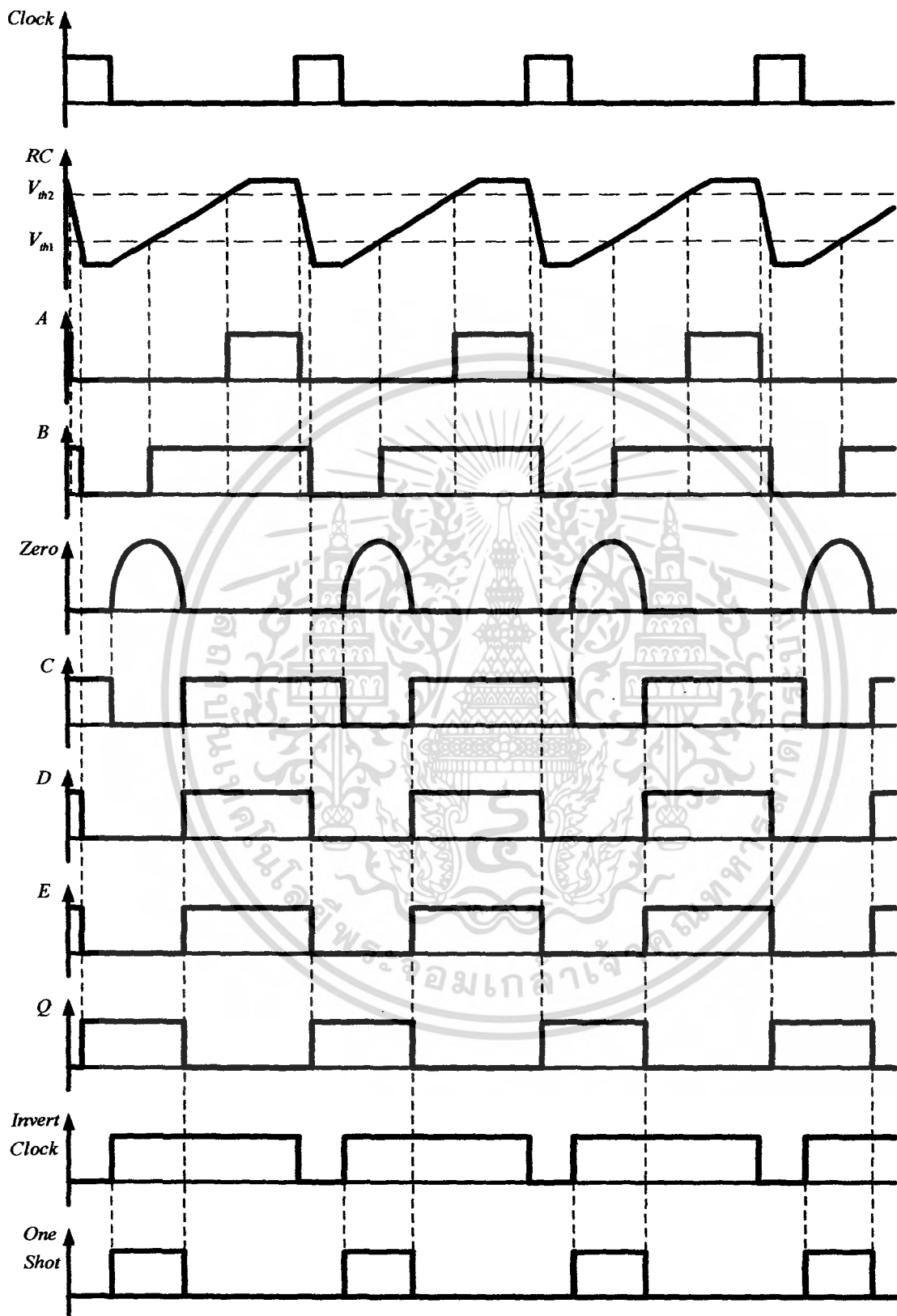
## ภาคผนวก ฉ

## รูปสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวควบคุม



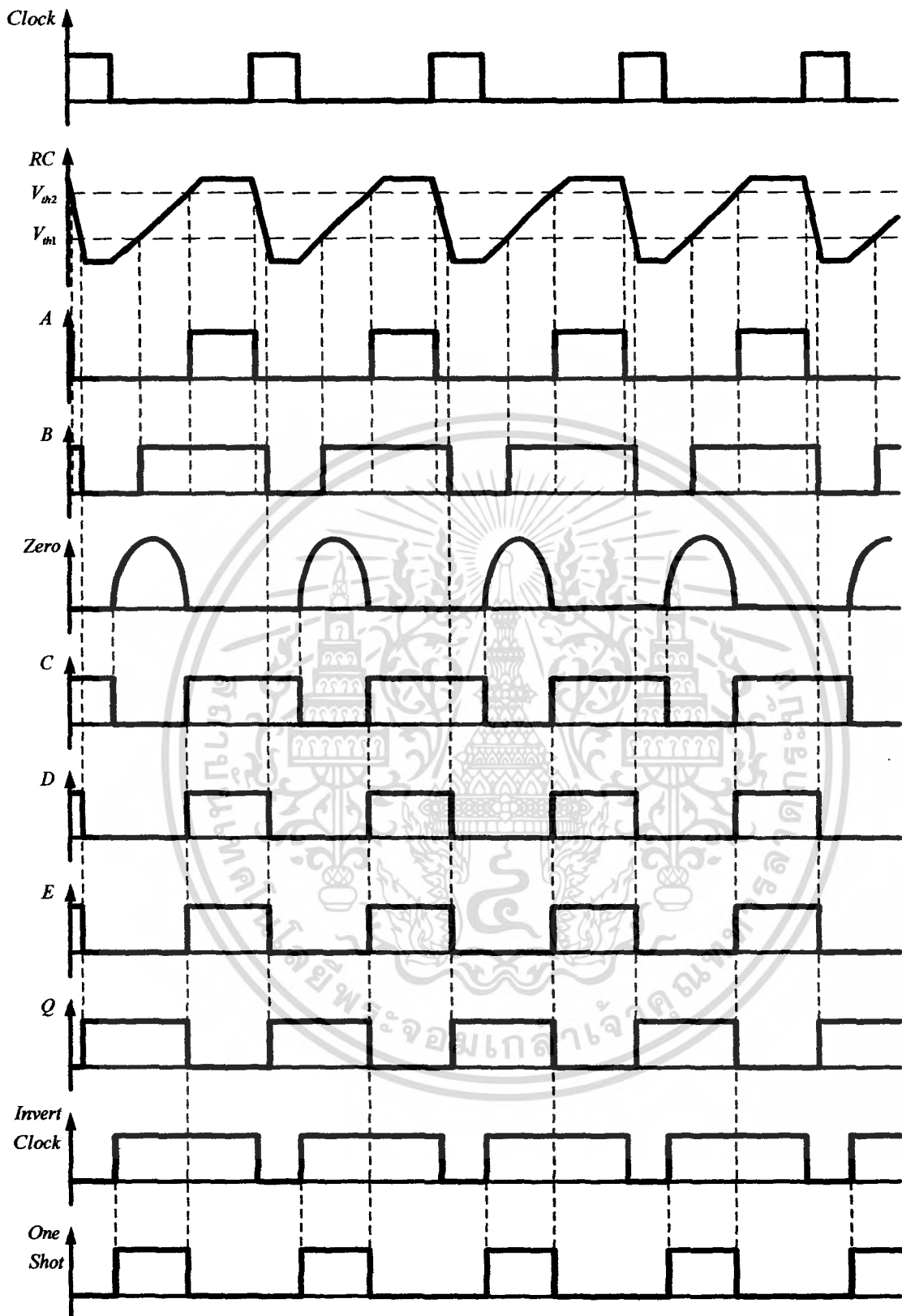
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





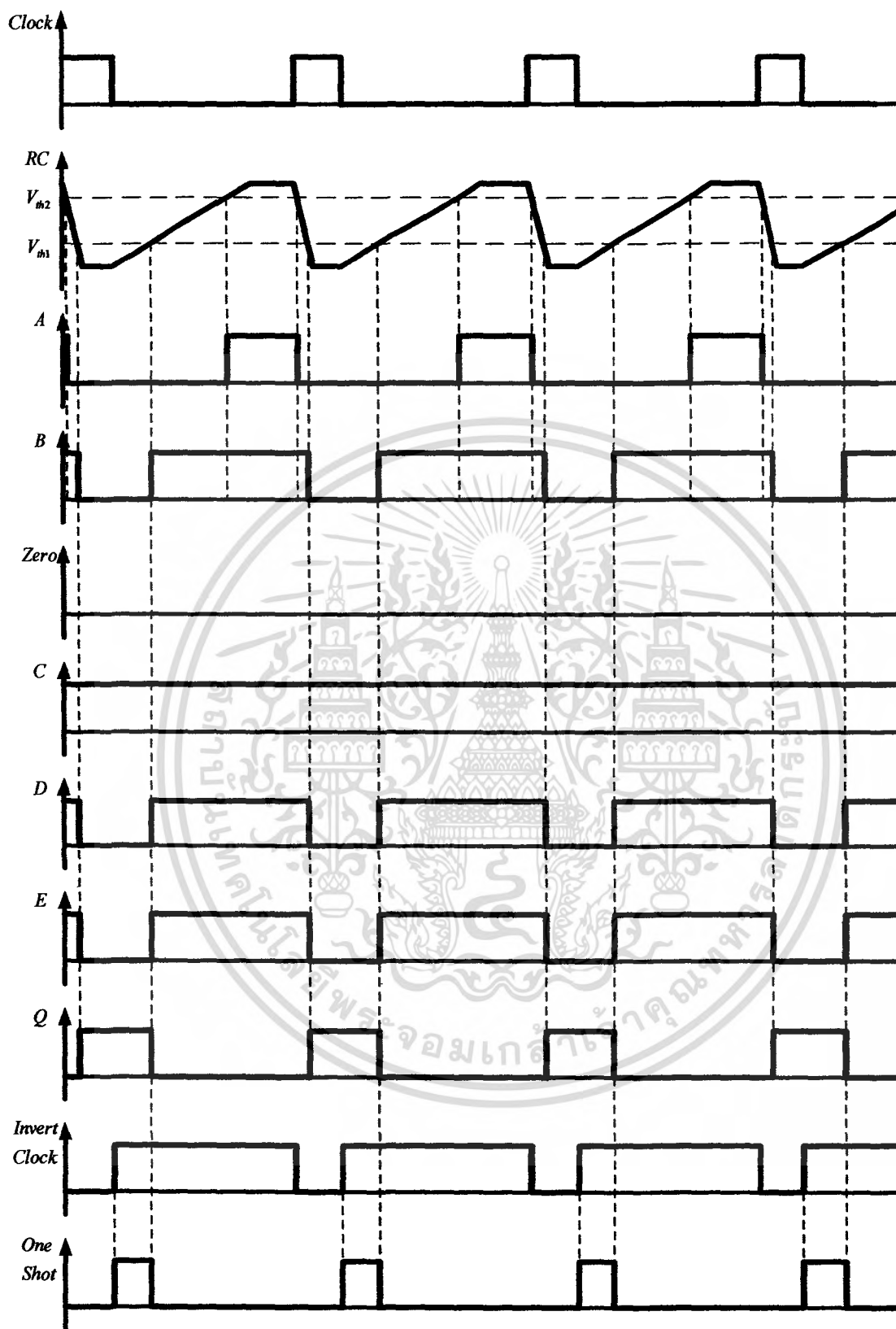
รูปที่ ๑.๒ รูปสัญญาณที่ได้จากการ Sense zero ที่ความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



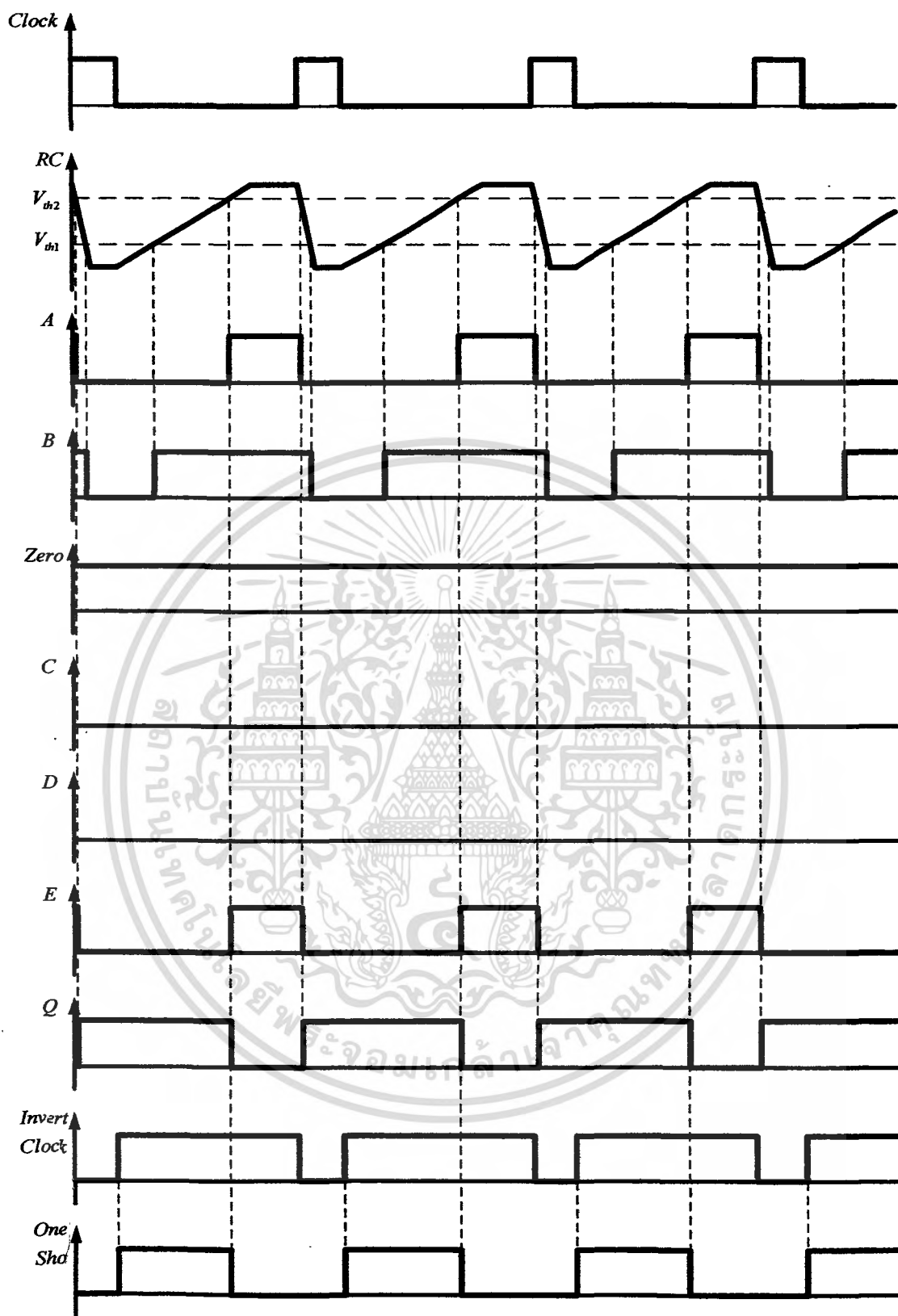
รูปที่ ๓.3 รูปสัญญาณที่ได้จากการ Sense zero ที่ความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๑.๔ รูปสัญญาณที่ได้จากการจ่ายสัญญาณให้ขา zero

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.5 รูปสัญญาณที่ได้จากการต่อขา zero ลงกราวนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้