

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์
RESONANT CONVERTER



โดย

นางสาวปรีดา ราวีศรี 39014313

นางสาวเสาวลักษณ์ สุขเจริญโชค 39014629

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สุมิตร พนาอุดมทรัพย์

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหม.....
เลขทะเบียน 36853
วัน, เดือน, ปี 24 ค.ศ. 2543

เอกสารนี้ถูกสร้างขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2542

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

Resonant Converter

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|---------------------|-------------|-------------|----------|
| 1. นางสาวปรีดา | ราวีศรี | เลขประจำตัว | 39014313 |
| 2. นางสาวเสาวลักษณ์ | สุขเจริญโชค | เลขประจำตัว | 39014629 |

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์สุมิตร พนาอุดมทรัพย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

ปริยดา ราวีศรี

เสาวลักษณ์ สุขเจริญโชค

อาจารย์สุเมิตร พนาอุดมทรัพย์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เรียบเรียงจากผลงานที่เป็นการศึกษาเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ โดยแสดงให้เห็นว่าการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียส่วนใหญ่ในคอนเวอร์เตอร์นั้น มีสาเหตุมาจากความไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์ ด้วยเหตุผลนี้คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์จึงถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ไขปัญหานี้ โดยอาศัยหลักการของวงจรแท็งก์เรโซแนนท์(resonant tank circuit) ซึ่งมีส่วนประกอบหลักเป็นตัวเหนี่ยวนำ(L)และตัวเก็บประจุ(C) เข้ามาทำให้ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่สวิตช์จะเข้าสู่ช่วงระยะเวลาเปิดสวิตช์(turn on)หรือทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่สวิตช์จะเข้าสู่ช่วงระยะเวลาปิดสวิตช์(turn off) ยังผลให้สวิตช์สามารถทำงานภายใต้ความถี่สูงๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูง

ABSTRACT

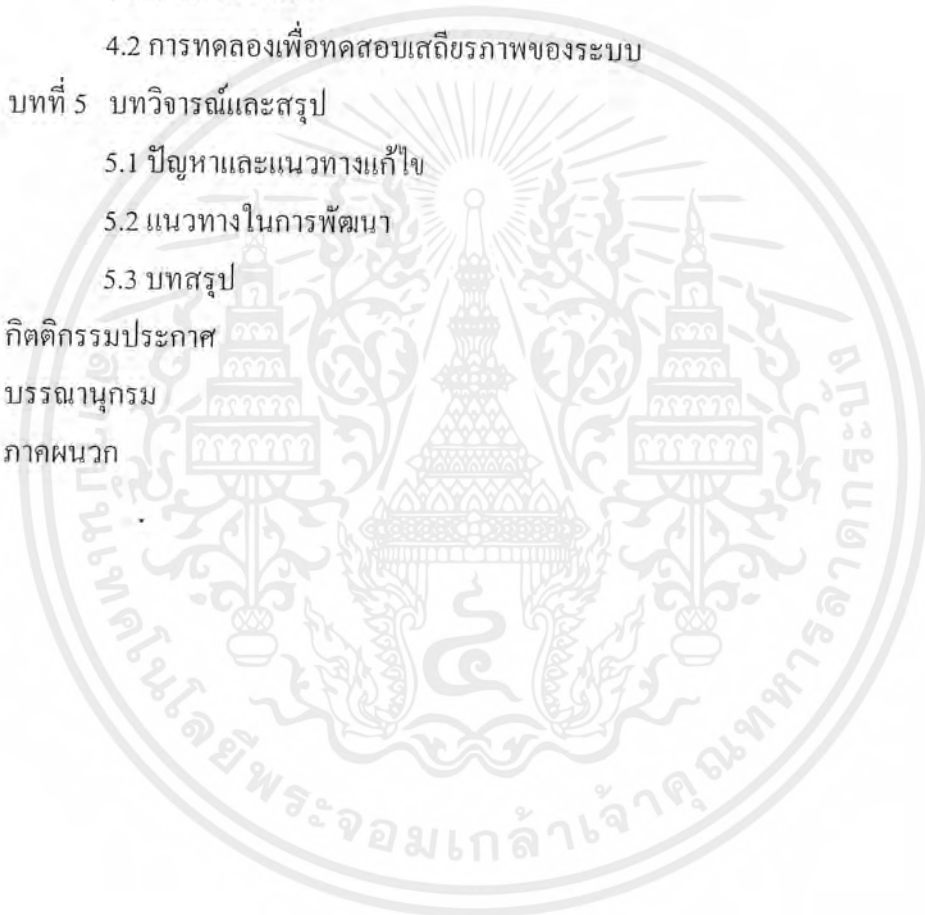
This thesis is studied Resonant Converter, shows that almost power losses happen in converters because of non-ideal characteristics of switches. Resonant Converters were developed to solve this problem by resonant tank circuit theorem, compose of inductor and capacitor, make the turn on switching occur under Zero-Voltage condition or the turn off switching occur under Zero-Current condition thus converters can work at high frequency and have high efficiency.

สารบัญ

	หน้าที่
บทคัดย่อ	i
สารบัญรูป	ii
สารบัญตาราง	iv
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์	5
2.1.1 Load Resonant Converter	5
2.1.2 Resonant Switch Converter	6
2.1.3 Resonant DC-link Converter	6
2.1.4 High Frequency Link Integral Half Cycle Converter	6
2.2 หลักการของวงจรเรโซแนนท์	7
2.2.1 วงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม	7
2.2.2 วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน	11
2.3 Zero Voltage Switching	12
2.4 ขั้นตอนในการตัดสินใจเลือกโทโปโลยีของคอนเวอร์เตอร์	21
2.5 หลักการออกแบบตัวควบคุม	30
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ	41
3.1 การออกแบบวงจรไฟฟ้ากำลัง	41
3.1.1 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์	41
3.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต	42
3.2 การพันตัวเหนี่ยวนำ	44
3.3 การออกแบบการพัน L_0 และ L_r	45
3.4 การออกแบบหม้อแปลงกระแส หม้อแปลงฟลักซ์และการทดสอบการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ	48
3.4.1 การออกแบบหม้อแปลงกระแส	48
3.4.2 การออกแบบหม้อแปลงสัญญาณฟลักซ์	49
3.4.3 การทดสอบการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
3.5 การออกแบบส่วนสวิทช์กำลัง	49
3.6 การออกแบบวงจรควบคุม	50
3.7 การออกแบบระบบวงปิดของคอนเวอร์เตอร์	51
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	56
4.1 การทดลองที่ใช้กับภาระค่าค่าเดียว (open loop) และผลการทดลอง	56
4.2 การทดลองเพื่อทดสอบเสถียรภาพของระบบ	70
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	75
5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	75
5.2 แนวทางในการพัฒนา	75
5.3 บทสรุป	76
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้าที่
รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย	1
รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบบางส่วนของคอนเวอร์เตอร์	3
รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง v_{sw} กับ i_{sw} ในแต่ละช่วงเวลา	3
รูปที่ 2.3 undamped series resonant circuit	7
รูปที่ 2.4 series resonant circuit with a capacitor-Paralleled load	8
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของ Z_s กับความถี่สวิตช์ของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม	9
รูปที่ 2.6 วงจร undamped parallel – resonant circuit	10
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของ Z_p กับความถี่สวิตช์ของวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน	11
รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากับความถี่สวิตช์	11
รูปที่ 2.9 วงจร ZVS ของ Buck Converter	13
รูปที่ 2.10 แสดงค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ	15
รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์กับการเปลี่ยนแปลงของ I_0 โดยให้ V_m มีค่าคงที่	16
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์กับการเปลี่ยนแปลงของ V_m โดยให้ค่า I_0 มีค่าคงที่	17
รูปที่ 2.13 รูปจำลองของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์	22
รูปที่ 2.14 รูปจำลองของมอสเฟตกำลัง	22
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้า	24
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของวงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์	25
รูปที่ 2.17 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการควบคุมด้วยกระแส	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออก	27
รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม ในโหมดการควบคุมด้วยกระแส	28
รูปที่ 2.20 สเปกตรัมของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางค่านเอาท์พุท	30
รูปที่ 2.21 ส่วนประกอบของสวิตช์เซลล์ในวงจรแปลงผันแบบบัค	33
รูปที่ 2.22 รูปแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก	34
รูปที่ 2.23 วงจรแปลงผันแรงดันบัคแบบ quasi resonant ZVS	35
รูปที่ 2.24 ลูกคลื่นของศักดาคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์	37
รูปที่ 2.25 รูปแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก	39
รูปที่ 2.26 แสดงการหาค่าอัตราขยายวงรอบ	40
รูปที่ 3.1 การสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์โดยวิธีการคงค่าช่วงเวลาในสถานะปิด	51
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Open loop	52
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรของ Pulse Transformer	53
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมของการต่อแบบ Close loop	54
รูปที่ 3.5 วงจรเพาเวอร์เซอร์กิต	55
รูปที่ 4.1 แสดงค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในส่วนต่าง ๆ ของวงจรและศักดาไฟฟ้า ที่ตกคร่อมส่วนต่าง ๆ ของวงจรตามทฤษฎี	57
รูปที่ 4.2 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{sense} i_{Lr} ที่ค่าภาระ 1 A	58
รูปที่ 4.3 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{Lr} i_{Lr} ที่ค่าภาระ 1 A	59
รูปที่ 4.4 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{Lo} i_{Lo} ที่ค่าภาระ 1 A	60
รูปที่ 4.5 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_{DF} ที่ค่าภาระ 1 A	61
รูปที่ 4.6 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_{Cr} ที่ค่าภาระ 1 A	62
รูปที่ 4.7 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_D ที่ค่าภาระ 1 A	63
รูปที่ 4.8 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{sense} i_{Lr} ที่ค่าภาระ 3 A	64
รูปที่ 4.9 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{Lr} i_{Lr} ที่ค่าภาระ 3 A	65
รูปที่ 4.10 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} v_{Lo} i_{Lo} ที่ค่าภาระ 3 A	66
รูปที่ 4.11 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_{DF} ที่ค่าภาระ 3 A	67
รูปที่ 4.12 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_{Cr} ที่ค่าภาระ 3 A	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้าที่
รูปที่ 4.13 แสดงค่า v_{GS} v_{Cr} i_D ที่ค่าภาระ 3 A	69
รูปที่ 4.14 วงจรชดเชย	72
รูปที่ 4.15 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเมกนิจูดกับความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุตเท่ากับ 1 A	73
รูปที่ 4.16 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเฟสกับความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุตเท่ากับ 1 A	73
รูปที่ 4.17 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเมกนิจูดกับความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุตเท่ากับ 3 A	74
รูปที่ 4.18 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเฟสกับความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุตเท่ากับ 3 A	74

สารบัญตาราง

	หน้าที่
ตารางที่ 2.1 สถานะเริ่มต้น	13
ตารางที่ 2.2 สถานะที่ตัวเก็บประจุชาร์จพลังงาน	14
ตารางที่ 2.3 สถานะที่เกิดการเรโซแนนท์	17
ตารางที่ 2.4 สถานะที่ขดลวดเหนี่ยวนำชาร์จพลังงาน	18
ตารางที่ 2.5 สถานะที่ส่งผ่านพลังงาน	19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

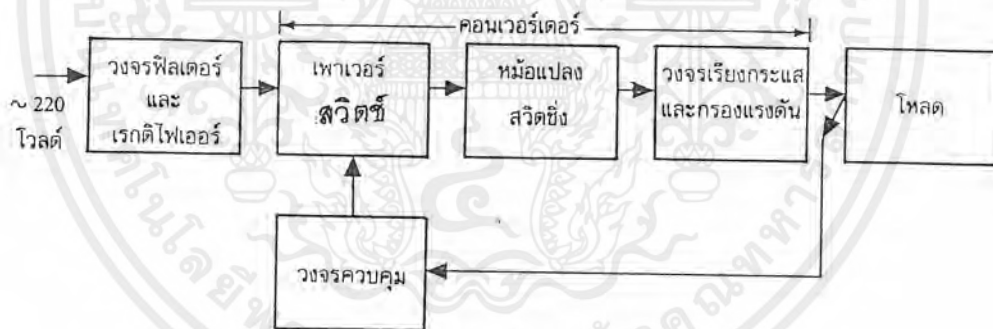
บทที่ 1

บทนำ

เพาเวอร์ซัพพลายที่รู้จักกันโดยส่วนใหญ่นั้นมักจะเป็นเพาเวอร์ซัพพลายที่เรียกว่าดิเเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายที่มีหม้อแปลงขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก นอกจากนี้ยังมีประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นขีดจำกัดในการพัฒนาของเพาเวอร์ซัพพลายแบบนี้

จากขีดจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นทำให้สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดของหม้อแปลงที่เล็กและมีน้ำหนักเบา ซึ่งคุณสมบัติข้อนี้ทำให้สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายถูกนำไปใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กแต่ต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดเล็กและให้กำลังงานไฟฟ้าได้สูงด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร เครื่องรับโทรทัศน์ ฯลฯ ดังนั้นการที่เราจะกล่าวไว้ในโลกของอิเล็กทรอนิกส์นั้น การเรียนรู้หลักการทำงานและการออกแบบสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นสิ่งที่จำเป็นมากนั้นคงจะไม่ผิดจากความเป็นจริงไปนัก

องค์ประกอบของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีพื้นฐานคล้ายคลึงกับเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

จากรูปจะเห็นได้ว่าหัวใจหลักของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นทั้งตัวลดทอนศักดาไฟฟ้าและคงค่าศักดาไฟฟ้าที่ด้านเอาต์พุตด้วย ดังนั้นในการออกแบบสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น ส่วนแรกที่เราควรจะออกแบบก็คือ ส่วนของคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง

การค้นหาสำหรับโทโปโลยี(Topologies)ใหม่ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ และประสิทธิภาพสูง ขึ้นได้มีการเริ่มต้นกันมานานแล้ว มีเป้าหมายเพื่อต้องการกำจัดกระแสที่มีลักษณะเป็นพัลส์ โดยมีจุดมุ่งหมายสุดท้ายคือการให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด และมีการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ในสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีหลายโทโพลยีขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวางภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นหลักในตลาดอุตสาหกรรมของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีอยู่ 5 โทโพลยี คือ

- 1.คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค(flyback converter)
- 2.คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด(forward converter)
- 3.คอนเวอร์เตอร์แบบพุช - พูล(push-pull converter)
- 4.คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์(half-bridge converter)
- 5.คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์(full-bridge converter)

จากคอนเวอร์เตอร์ทุกรูปแบบข้างต้น ถ้าเราพิจารณาว่าสวิตช์มีความเป็นอุดมคติก็จะไม่มีค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียเกิดขึ้น แต่ในความเป็นจริงแล้วสวิตช์ที่ผลิตได้นั้นไม่ได้มีความเป็นอุดมคติ นั่นคือ ณ ช่วงเวลาขณะเปิดสวิตช์(turn on) และช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์(turn off) ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ควบคุมสวิตช์จะไม่ใช่สัญญาณขั้นบันได (step function) ที่มีค่าความชันเป็น ∞ แต่จะเปลี่ยนแปลงแบบสัญญาณที่มีค่าความชันน้อยกว่า ∞ ทำให้ ณ ช่วงเวลาขณะเปิดสวิตช์ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ยังมีค่าลดลงไม่ถึง 0 และในช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ยังลดลงไม่ถึง 0 ทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียในสวิตช์ ซึ่งถ้าเราทำการสวิตช์ซึ่งด้วยความถี่สูงก็จะยังทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานมากขึ้น

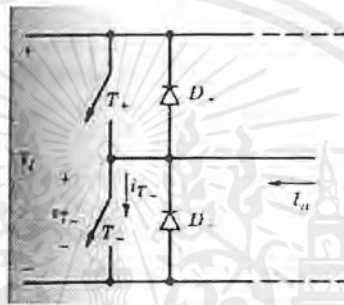
การแก้ไขปัญหาค่าสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าในการสวิตช์ (switching power loss) และ EMI จึงควรทำให้คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ในช่วงขณะเปิดและขณะปิดด้วยค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์หรือกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็น 0

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์(Resonant Converter) เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างยิ่งโดยเฉพาะในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง โดยอาศัยหลักการของการเรโซแนนท์ และคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด) และคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด) เข้ามาทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็น 0 (Zero Voltage Switching:ZVS)ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ หรือทำให้เกิดค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เป็น 0 (Zero Current Switching:ZCS)ในช่วงขณะปิดสวิตช์

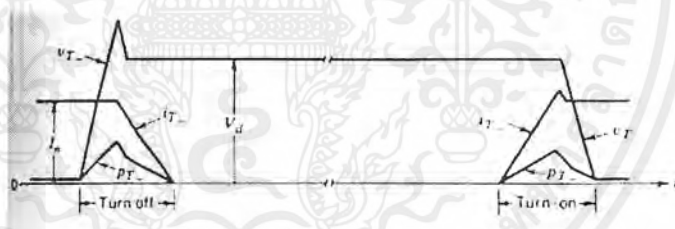
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่ง (Switching Converter) โดยทั่วไปจะเกิดปัญหาการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้า (Power loss) ของสวิตช์ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ (turn on) และช่วงขณะปิดสวิตช์ (turn off) ซึ่งถ้าหากคอนเวอร์เตอร์นี้ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงขึ้น ก็จะทำให้สูญเสียกำลังงานไฟฟ้ามากขึ้นตาม



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบบางส่วนของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง v_{sw} กับ i_{sw} ในแต่ละช่วงเวลา

จากกราฟ v_{sw} กับ i_{sw}

$$P_{loss,switch} = v_i i = P_{loss(sw, on)} + P_{loss(sw, off)} + P_{loss(sw-turn on)} + P_{loss(sw-turn off)}$$

$$= (v_{sw} \times i_{sw})_{on} + (v_{sw} \times i_{sw})_{off} + (v_{sw} \times i_{sw})_{turn on} + (v_{sw} \times i_{sw})_{turn off}$$

$$P_{loss,switch} = P_{loss(sw-turn on)} + P_{loss(sw-turn off)}$$

จากกราฟจะเห็นว่า การสูญเสียกำลังงานของสวิตช์ทั้งหมด จะเกิดขึ้นจากช่วงขณะเปิดสวิตช์และขณะปิดสวิตช์

การสูญเสียกำลังงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่งส่วนใหญ่ จะเกิดจากการที่ในช่วงขณะเปิดและขณะปิดสวิตช์นั้น มีค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา (di/dt) และค่าการเอกซสเรชั่นนี้เป็นเอกซสเรชั่นที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าเทียบกับเวลา (dv/dt) ของสวิตช์มีค่าสูงมากส่งผลให้ค่าการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference:EMI) สูงด้วย นอกเหนือจากการเกิดปัญหาการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าของสวิตช์ที่มากขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นดังที่กล่าวมาแล้ว

จากรูปที่ 2.1 และ 2.2 เมื่อ

v_T : ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ T_+

i_T : กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ T_+

I_o : กระแสเอาต์พุตที่มีค่าคงที่เนื่องมาจากความเหนี่ยวนำของภาระ (load inductance)

กำหนดให้สภาวะเริ่มต้นมีค่า I_o ไหลผ่านสวิตช์ T_+

ต่อมาพิจารณาสวิตช์ T_+ ในช่วงขณะปิดสวิตช์ จะเกิดค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ T_+ เพิ่มขึ้นเป็นค่า V_d (แต่มีค่าการพุ่งเกิน(overshoot)) และจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ T_+ มีค่าลดลงเป็น 0 ($i_T \rightarrow 0$) และหลังจากช่วงขณะปิดของสวิตช์ T_+ กระแส i_o ไหลผ่านไดโอด D_+ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าของสวิตช์ T_+ มีค่าเป็น $P_{T_+} = (V_T \times I_{T_+})$ ในช่วงขณะปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.2

ต่อมาพิจารณาสวิตช์ T_+ ในช่วงขณะเปิดสวิตช์(ก่อนช่วงขณะเปิดกระแส I_o ไหลผ่าน D_+) เมื่อสวิตช์ T_+ ทำการเปิดสวิตช์จะทำให้กระแส i_T เพิ่มสู่ค่ากระแสคงที่ I_o แต่มีค่าการพุ่งเกิน อันเนื่องมาจากค่ากระแสกลับคืนย้อนกลับสูงสุด(peak reverse recovery current) จากไดโอด D_+ ส่งผลให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าของสวิตช์ T_+ ในช่วงขณะเปิด มีค่าเป็น $P_{T_+} = (V_T \times I_{T_+})$

ค่าเฉลี่ยของกำลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียทั้งหมดของสวิตช์ T_+ จะขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตช์ โดยเมื่อมีความถี่ในการสวิตช์สูงขึ้นจะส่งผลให้มีค่าเฉลี่ยของกำลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียทั้งหมดของสวิตช์มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ด้วยเหตุนี้เองจึงเกิดข้อจำกัดในการกำหนดความถี่ในการสวิตช์ว่า “ความถี่ในการสวิตช์จะมีค่าสูงสุดเท่าไรที่ยังคงทำให้ประสิทธิภาพของระบบยังไม่ลดลงไปมาก”

นอกจากนี้ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซึ่งโดยทั่วไปคือ ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลากับค่าการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าเทียบกับเวลาของสวิตช์มีค่ามาก (มีค่าความชันของกราฟ(slope) ค่อนข้างชันมาก) ดังนั้นการเลือกสวิตช์ที่มีความไวในการเปลี่ยนสถานะสูง จะสามารถช่วยลดค่าความสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าลงได้มาก ไดโอดที่มีค่าเวลาในการกลับคืน(recovery time)มาก (มีคุณสมบัติทางด้านการกลับคืนย้อนกลับ(reverse recovery characteristics)ไม่ดี) เมื่อมาประกอบกับของค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลาและการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าเทียบกับเวลาที่มีค่าสูง จะส่งผลให้เกิดค่าการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและยังส่งผลให้สวิตช์ต้องทนรับค่าความเค้นของการสวิตช์(switching stress)ที่สูงด้วย

การแก้ปัญหาค่าความเค้นของการสวิตช์ ความสูญเสียของกำลังงานไฟฟ้าในการสวิตช์ (switching power loss) และ EMI จึงควรทำให้คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ในช่วงขณะเปิดและขณะปิด ด้วยค่าสัปดาห์คร่อมสวิตช์หรือกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็น 0

โดยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ (Resonant Converter) เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างยิ่งโดยเฉพาะในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง โดยอาศัยหลักการของการเรโซแนนท์ และคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด) และคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ (ที่ต้านทานการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด) เข้ามาทำให้เกิดค่าสัปดาห์คร่อมสวิตช์เป็น 0 (Zero Voltage Switching:ZVS)ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ หรือทำให้เกิดค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เป็น 0 (Zero Current Switching:ZCS)ในช่วงขณะปิดสวิตช์

2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

ชนิดของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ สามารถแบ่งได้ดังนี้

2.1.1 load resonant converter

ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่งต่อเป็นวงจรแท็งค์เรโซแนนท์ (Resonant tank circuit) ซึ่งค่าศักดาไฟฟ้าและกระแสจะออกสซซิลเลต (oscillate) ให้คอนเวอร์เตอร์ทำการสวิตช์ ขณะที่ค่ากระแสเป็น 0 หรือค่าศักดาไฟฟ้าเป็น 0 โดยขึ้นอยู่กับค่าวงจรแท็งค์เรโซแนนท์ที่ใช้ว่า จะเป็นแบบที่ตัวเหนี่ยวนำต่อขนานกับตัวเก็บประจุหรือจะเป็นแบบที่ตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ กำลังงานไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังภาระ (load) ถูกควบคุมด้วยค่าความต้านทานรวมของวงจรแท็งค์เรโซแนนท์ (resonant tank impedance) ซึ่งค่าความต้านทานรวมนี้จะถูกควบคุมโดยค่าความถี่ในการสวิตช์เปรียบเทียบกับค่าความถี่เรโซแนนท์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรแท็งค์เรโซแนนท์

load resonant converter สามารถแบ่งได้ดังนี้

2.1.1.1 Voltage source series-resonant converters

- Series-loaded resonant (SLR) converters
- Parallel-loaded resonant (PLR) converters
- Hybrid resonant converters

2.1.1.2 Current source parallel-resonant converters

2.1.1.3 Class E and Subclass E resonant converters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 Resonant switch converter

อาศัยคุณสมบัติการเรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เพื่อทำให้เกิดค่าศักดาตกคร่อมสวิตช์เป็น 0 ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ หรือทำให้เกิดค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เป็น 0 ในช่วงขณะปิดสวิตช์ โดยที่ใน 1 คาบของการสวิตช์นี้ จะมีการเกิดทั้งช่วงเรโซแนนซ์และช่วงไม่เรโซแนนซ์ขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าการทำงานในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ จะมีการทำงานที่ไม่ได้สวิตช์ด้วยความถี่เรโซแนนซ์ตลอดคาบ เราจึงสามารถเรียกอีกชื่อหนึ่งได้ว่า คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์เสมือน (*Quasi-resonant converters*) ซึ่งสามารถแบ่งแยกย่อยได้ดังนี้

2.1.2.1 Resonant-switch DC-DC converters

- Zero-current-switching (ZCS) converters
- Zero-voltage-switching (ZVS) converters

2.1.2.2 Zero-voltage-switching, clamped-voltage (ZVS-CV) converters

2.1.3 Resonant-dc-link converters

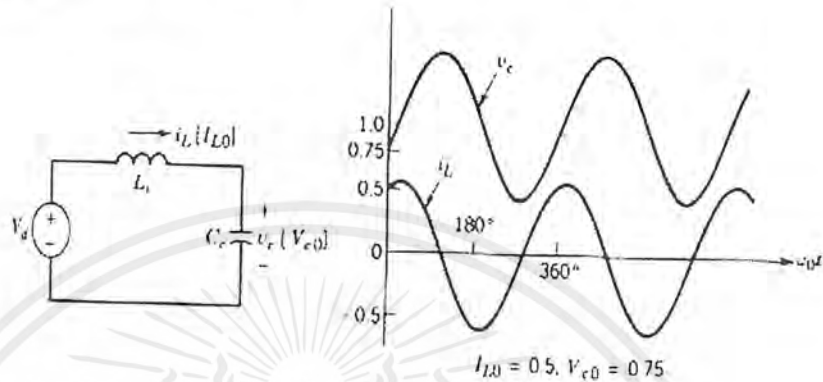
ในส่วนของ Resonant-dc-link converters นั้น วงจรเรโซแนนซ์จะต่อระหว่างสัปดาห์ฟ้าตกรวมอินพุทกระแสตรง (DC input voltage) กับส่วน Pulse-width modulator (PWM) inverter ดังนั้น ค่าสัปดาห์ฟ้าตกรวมอินพุทของอินเวอร์เตอร์จะออสซิลเลตระหว่างค่า 0 กับค่า 2 เท่าของสัปดาห์ฟ้าตกรวมอินพุทกระแสตรง จะเห็นว่าค่าของสัปดาห์ฟ้าตกรวมอินพุทกระแสตรงสามารถมีค่าเท่ากับ 0 ได้ จากผลของการออสซิลเลตโดยวงจรเรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ดังนั้นเราสามารถควบคุมให้ในช่วงขณะเปิดมีค่าของสัปดาห์ฟ้าตกรวมอินพุทเป็น 0 ซึ่งผลที่ได้ก็คือ ZVS นั่นเอง

2.1.4 High-frequency-link-Integral-half-cycle converters

2.2 หลักการของวงจรเรโซแนนซ์

2.2.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonant circuit)

2.2.1.1 undamped series resonant circuit



รูปที่ 2.3.1

รูปที่ 2.3.2

รูปที่ 2.3 undamped series resonant circuit : 2.3.1 วงจรไฟฟ้า;

2.3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์เมื่อ $I_{L0} = 0.5, V_{C0} = 0$

เมื่อ i_L : กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (inductor current) : มีค่าเริ่มต้น = I_{L0}

v_C : ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (capacitor voltage) : มีค่าเริ่มต้น = V_{C0}

$$L_L di_L/dt + v_C = V_d \quad (2.1)$$

$$C_C dv_C/dt = i_L \quad (2.2)$$

จะได้ผลเฉลยเมื่อ $t \geq t_0$ คือ

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t - t_0) + ((V_d - V_{C0})/Z_0) \sin \omega_0(t - t_0) \text{ และ}$$

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2.3)$$

โดย ความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์(resonant frequency) = $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_L C_C}$ และมี

ความต้านทานรวมคุณลักษณะ(characteristic impedance) = $Z_0 = \sqrt{L_L/C_C} \Omega$

2.2.1.2 series resonant circuit with a capacitor-Paralleled load

ให้กระแสผ่านภาระคงที่ I_0 และ V_d เท่ากับปริมาณในทางไฟกระแสตรง

เมื่อ i_L : กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (inductor current) : มีค่าเริ่มต้น = I_{L0}

v_C : ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (capacitor voltage) : มีค่าเริ่มต้น = V_{C0}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_r di_L/dt + v_C = V_d \quad (2.4)$$

$$i_L - C_r dv_C/dt = I_0 \quad (2.5)$$

หาอนุพันธ์ของสมการ (2.4) ได้เป็น

$$i_C = C_r dv_C/dt = -L_r C_r d^2 i_L/dt^2 \quad (2.6)$$

นำสมการที่ (2.5) รวมกับสมการที่ (2.6) ได้

$$d^2 i_L/dt^2 + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_0 \quad (2.7)$$

โดย ความถี่เชิงมุมเรโซแนนท์ $= \omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ และมี

ความต้านทานรวมคุณลักษณะ $= Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$

จะได้ผลเฉลยเมื่อ $t \geq t_0$ คือ

$$i_L(t) = I_0 + (I_{L0} - I_0)\cos\omega_0(t - t_0) + ((V_d - V_{C0})/Z_0)\sin\omega_0(t - t_0) \quad (2.8) \quad \text{และ}$$

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0})\cos\omega_0(t - t_0) + Z_0(I_{L0} - I_0)\sin\omega_0(t - t_0) \quad (2.9)$$

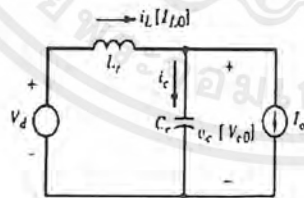
พิจารณาในกรณีที่ $V_{C0} = 0$ และ $I_{L0} = I_0$

จะได้ผลเฉลย คือ

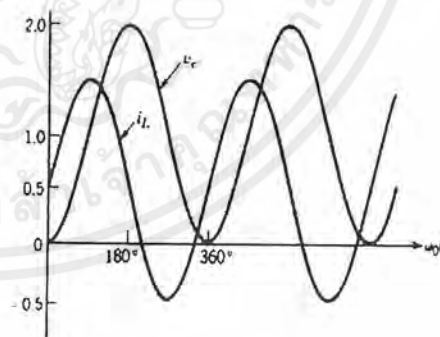
$$i_L(t) = I_0 + (V_d/Z_0)\sin\omega_0(t - t_0) \quad (2.10)$$

และ

$$v_C(t) = V_d(1 - \cos\omega_0(t - t_0)) \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.4.1



รูปที่ 2.4.2

รูปที่ 2.4 series resonant circuit with a capacitor-Paralleled load : 2.4.1 วงจรไฟฟ้า

2.4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์เมื่อ $I_{L0} = 0.5$, $V_{C0} = 0.75$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.3 คุณสมบัติทางด้านความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Frequency characteristics of series-resonant circuit)

จาก ความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์ $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ และมี

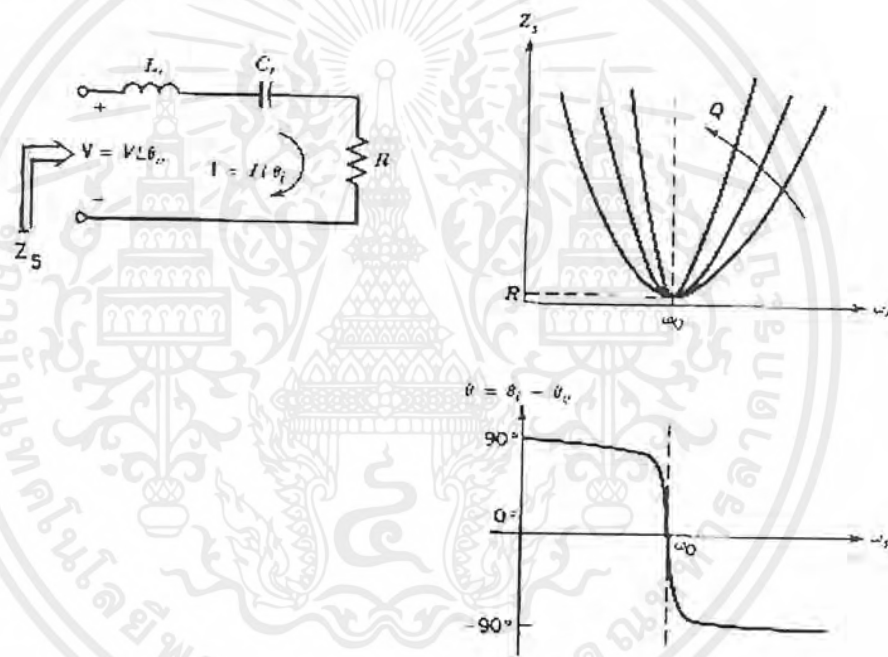
ความต้านทานรวมคุณลักษณะ $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$

พิจารณาเมื่อวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมต่อกับความต้านทานของภาระ (load resistance) : R

เราสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ของคุณสมบัติความถี่ได้จากปริมาณปริมาณหนึ่งๆที่เรียกว่า

สัดส่วนคุณภาพ (Quality factor : Q) โดย

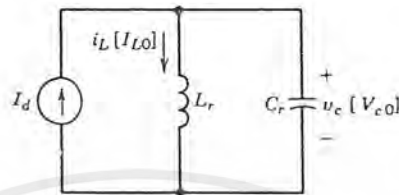
$$Q = (\omega_0 L_r)/R = 1/(\omega_0 C_r R) = Z_0/R$$



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของ Z_0 (อิมพีแดนซ์รวมของวงจร) กับความถี่สวิตซ์ (ω_s) ที่ Q ใดๆ ค่าหนึ่ง โดยที่ค่า R มีค่าคงที่ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

2.2.2 Parallel – resonant circuit

2.2.2.1 undamped parallel – resonant circuit



รูปที่ 2.6 วงจร undamped parallel – resonant circuit

กำหนดสถานะเริ่มต้นที่เวลา $t = t_0$

เมื่อ i_L : กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (inductor current) : มีค่าเริ่มต้น = I_{Lo}

v_c : ศักไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (capacitor voltage) : มีค่าเริ่มต้น = V_{co}

$$L_r di_L/dt = v_c \quad (2.12)$$

$$I_d + C_r dv_c/dt = i_L \quad (2.13)$$

จะได้ผลเฉลยเมื่อ $t \geq t_0$ คือ

$$i_L(t) = I_d + (I_{Lo} - I_d)\cos\omega_0(t - t_0) + (V_{co}/Z_0)\sin\omega_0(t - t_0) \quad (2.14)$$

และ

$$v_c(t) = V_d - V_{co}\cos\omega_0(t - t_0) + Z_0(I_d - I_{Lo})\sin\omega_0(t - t_0)$$

ความถี่เชิงมุมเรโซแนนท์ $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ และมี

ความต้านทานรวมคุณลักษณะ $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$

2.2.2.2 คุณลักษณะทางด้านความถี่ของวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน(Frequency characteristics of parallel resonant circuit)

จาก ความถี่เชิงมุมเรโซแนนท์ $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ และมี

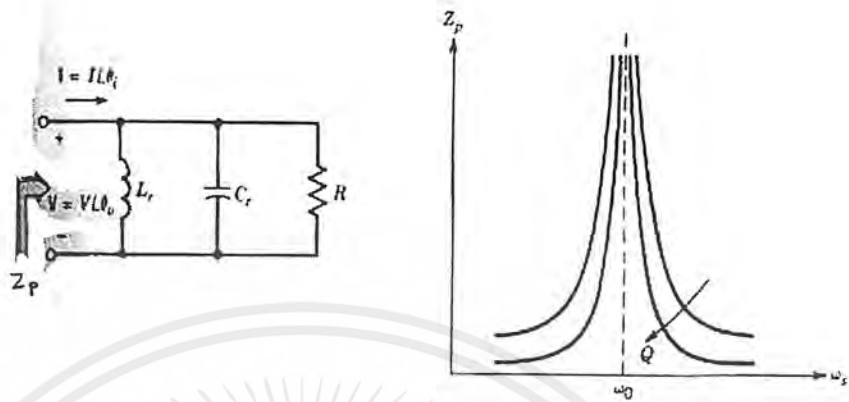
ความต้านทานรวมคุณลักษณะ $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$

พิจารณาเมื่อวงจรเรโซแนนท์แบบขนานต่อกับความต้านทานของภาระ(load resistance) : R

จะมีสัดส่วนคุณภาพเป็น

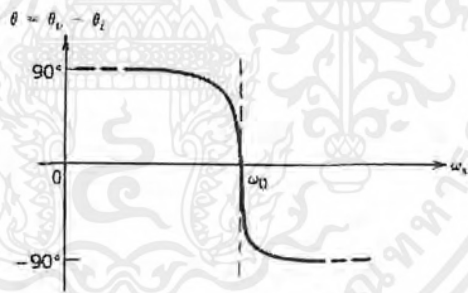
$$Q = \omega_0/(L_r R) = \omega_0 C_r R = R/Z_0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของ Z_p (อิมพีแดนซ์รวมของวงจร) กับความถี่สวิตช์ (ω_s) ที่ Q ใดๆ ค่าหนึ่ง โดยที่ค่า R มีค่าคงที่ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

โดยจากรูปจะเห็นได้ว่า $Z_p = \propto$ ที่ $\omega_s = \omega_0$ (ทุกค่าของ Q)



รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสของศักดาไฟฟ้า ($\theta = \theta_v - \theta_i$) กับความถี่สวิตช์ (ω_s)

โดยจะเห็นได้ว่าศักดาไฟฟ้ามีเฟสนำกระแสประมาณ 90° ที่ความถี่น้อยกว่า ω_0 ($\omega_s < \omega_0$) ค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำเด่นกว่าค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุ ศักดาไฟฟ้ามีเฟสนำกระแสประมาณ 90° ที่ความถี่มากกว่า ω_0 ($\omega_s > \omega_0$) ค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุเด่นกว่าค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ

2.3 การทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็น 0 ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ (Zero Voltage Switching :ZVS)

เมื่อ ZVS อยู่ในช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ ส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุในวงจรแท่งรีโซแนนท์ จะเรโซแนนท์ ซึ่งมีผลทำให้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เปลี่ยนค่าจาก 0 ไปสู่ค่าสูงสุด แล้วกลับสู่ค่า 0 อีก ซึ่ง ณ เวลานั้นสวิตช์จะถูกทริกอีกครั้ง ในกรณีนี้จะไม่มีการสูญเสียกำลังไฟหรือการสิ้นเปลือง (dissipation) เกิดขึ้นในสวิตช์ เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมทางด้านเอาท์พุทของมอสเฟต (C_{oss}) ถูกดิสชาร์จโดยค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในแท่งรีโซแนนท์ ทั้งยังทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอีกด้วย ดังนั้นจึงนิยมใช้ ZVS ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีความถี่และศักดาไฟฟ้าสูง นอกจากนี้แล้ววิธี ZVS ยังเหมาะสมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบไม่ว่าจะเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบบัค (Buck converter) คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค (Flyback converter) คอนเวอร์เตอร์แบบบูส (Boost converter)

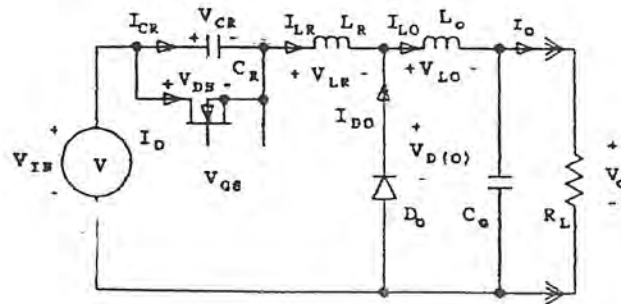
ประโยชน์ของ ZVS

1. มีการสูญเสียของกำลังไฟฟ้าในช่วงขณะเปิดสวิตช์และช่วงขณะปิดสวิตช์น้อยมาก
2. ลดค่า EMI และ RFI (Radio Frequency Interference) ในช่วงขณะเปิดสวิตช์และช่วงขณะปิดสวิตช์
3. ค่า C_{oss} ถูกนำมาเป็นส่วนหนึ่งของ C_r ทำให้ไม่เกิดการสูญเสียเนื่องจากการดิสชาร์จของ C_{oss} นี้ และยังให้ประสิทธิภาพสูงสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีอินพุทสูงในทุกช่วงความถี่
4. ทำให้ไม่เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ (Miller Effect)

ข้อจำกัดของ ZVS

1. โดยส่วนใหญ่ใช้วิธีควบคุมโดยการปรับความถี่
2. การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นสัดส่วนผกผันกับกระแสของภาระ
3. ในการควบคุมบางครั้งต้องใช้วงจรไฟฟ้าที่สลับซับซ้อนมาใช้ร่วมทำงานด้วย

ความสัมพันธ์ระหว่างส่วนต่างๆ ของวงจร ZVS ในแต่ละช่วงเวลาของวงจรดังรูป 2.9 สามารถแบ่งได้ดังนี้



รูปที่ 2.9 วงจร ZVS ของ Buck Converter

2.3.1 ช่วงที่ 1 เวลา $t < t_0$ (สถานะเริ่มต้น)

สวิตช์ Q_1 จะอยู่ในสถานะเปิดสวิตช์ (on) ทำให้

- $i_{sw} = i_{Lr} = i_{Lo} = I_0$
- $v_{SW} = v_{Cr} = 0$

โดยค่า $L_o \gg L_r$ ทำให้ $v_{Lo} = V_{in} - V_o$ เมื่อค่าของ v_{Lr} มีค่าเข้าใกล้ 0 และ D_0 จะไม่นำกระแส โดยทำให้ $i_{D0} = 0$ และ $v_{D0} = V_{in}$ เมื่อ v_{Lr} มีค่าเข้าใกล้ 0

ส่วนประกอบ	สถานะ	ความสัมพันธ์
Q_1	เปิดสวิตช์	$v_{DS} = v_{Cr} = 0; i_D = i_{Lr} = i_{Lo} = I_0$
D_0	ไม่นำกระแส	$v_{D0} = V_{in}; I_{D0} = 0$
L_r		$i_{Lr} = I_0; v_{Lr} = 0$
L_o		$V_{Lo} = V_{in} - V_o; i_{Lo} = 0$

ตารางที่ 2.1 สถานะเริ่มต้น

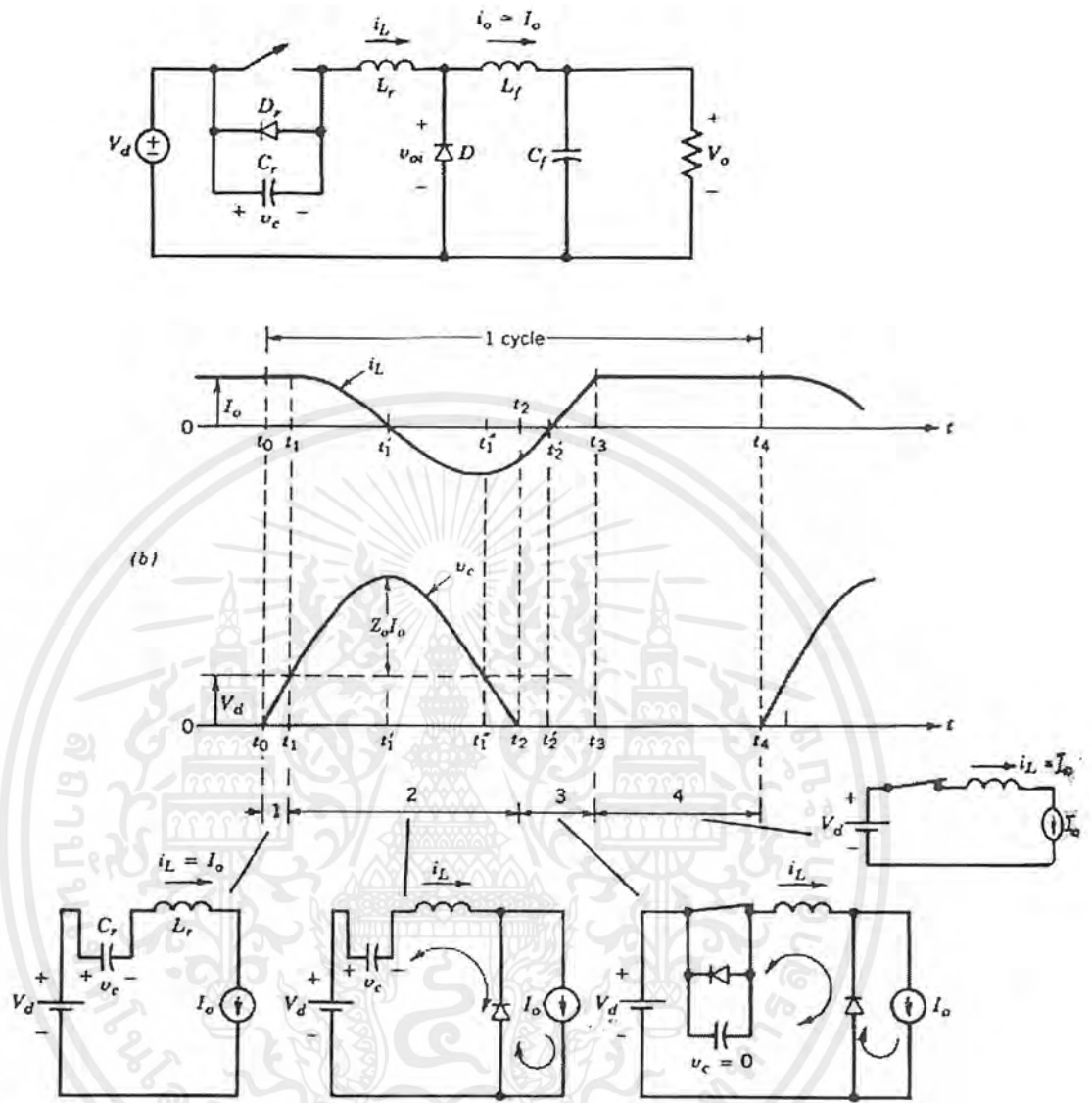
2.3.2 ช่วงที่ 2 ณ เวลา $t_0 < t < t_1$ (สถานะที่ตัวเก็บประจุชาร์จพลังงาน)

ในช่วงเวลา t_0 สวิตช์จะอยู่ในช่วงขณะปิด และเนื่องจากการที่กระแสที่ไหลผ่าน L_r และ L_0 ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วได้(เพราะถ้า $L di/dt$ เข้าใกล้ ∞ จะทำให้เกิด $v_L = L di/dt$ เข้าใกล้ ∞ ด้วย ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นจะเกิดขึ้นไม่ได้) แต่ในช่วงขณะปิดกระแสในวงจรจะยังมีค่าคงที่ ทำให้มีกระแสกลับไปชาร์จ C_r ทำให้ค่าศักดาไฟฟ้าคร่อม C_r มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่ง $v_{Cr} = V_{in}$ ซึ่งในช่วงเวลานี้สามารถสรุปได้คร่าวๆ ก็คือ ณ เวลา $t = t_0$ ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะเกิดการลดลงอย่างรวดเร็วจากค่า I_0 ไปสู่ค่า 0 และในขณะเดียวกันก็จะเริ่มมีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุโรฮแนนท์ (i_{Cr}) จากค่า 0 ไปสู่ค่า I_0 ในระหว่างช่วงเวลานี้ค่าศักดาไฟฟ้าคร่อม Freewheeling diode (v_{D0}) จะลดลงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ v_{Cr} จนในที่สุดเมื่อเวลา $t = t_1$ จะมีค่า $v_{Cr} = V_{in}$ ทำให้ D_0 เริ่มนำกระแสโดยมีสมการความสัมพันธ์ต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{Cr}(t) &= I_0 t / C_r & ; & & t_{01} &= C_r V_{in} / I_0 \\ i_{Cr} &= I_0 & ; & & t_0 &< t < t_1 \end{aligned}$$

ส่วนประกอบ	สถานะ	ความสัมพันธ์
Q_1	ปิดสวิตช์	$I_D = 0$; $v_{DS}(t) = v_{Cr}(t)$
C_r	ชาร์จพลังงาน	$i_{Cr} = 0$; $v_{Cr}(t)$ เพิ่มขึ้นอย่างคงที่ $v_{Cr}(t_0) = 0$; $v_{Cr}(t_1) = V_{in}$
L_r		$I_{Lr}(t) = I_0$; $v_{Lr} = 0$
D_0	นำกระแส	$V_{D0}(t_0) = V_{in}$; $v_{D0}(t_1) = 0$ ลดลงอย่างคงที่
L_0		$v_{L0}(t_0) = V_{in} - V_0$; $v_{L0}(t_1) = -V_0$ ลดลงอย่างคงที่ ; $i_{L0} = I_0$

ตารางที่ 2.2 สถานะที่ตัวเก็บประจุชาร์จพลังงาน



รูปที่ 2.10 แสดงค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเทียบกับเวลาในช่วงต่างๆพร้อมทั้งแสดงส่วนประกอบต่างๆของวงจรที่มีกระแสไหลผ่านในแต่ละช่วงเวลา

2.3.3 ช่วงเวลาที่ 3 ณ เวลา $t_1 < t < t_2$ (สถานะที่เกิดการเรโซแนนซ์)

ที่เวลา t_1 จะมีค่าของ $v_{Cr} = V_m$ ทำให้ D_0 เริ่มนำกระแส สวิตช์จะอยู่ในช่วงขณะปิดสวิตช์ และมีค่า $i_{Cr} = i_{Lr} = I_0$ เกิดเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ซึ่งผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะทำให้กระแส I_0 ไหลผ่าน L_r เป็นสัญญาณรูป cosine เริ่มจากช่วง t_1 ถึง t_2 โดยจะเกิดขึ้นที่ความถี่เร

โซแนนท์ธรรมชาติ (Natural resonant frequency : ω_r) มีค่าความต้านทานรวมเป็น Z_0 ทำให้ค่าของ v_{Cr} และ v_{sw} เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง Z_r และ I_0 ดังนี้

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_1) + I_0 / (\omega_r C_r) \sin [\omega_r(t - t_0)]_{t_1}^{t_2}$$

$$Z_r = 1 / (\omega_r C_r) \quad ; \quad v_{Cr}(t_1) = V_m$$

$$\text{ดังนั้น } v_{Cr}(t) = V_m + I_0 Z_0 \sin [\omega_r(t - t_0)]_{t_1}^{t_2}$$

จากสมการเห็นว่าเราจะสามารถทราบเวลาในสถานะปิดสวิตช์(off time) โดยช่วงเวลาของสถานะปิดสวิตช์จะมีความสัมพันธ์ดังข้างบน เราจึงสามารถทำให้เกิด ZVS โดยวิธีการทำให้ช่วงเวลาในสถานะปิดสวิตช์มีค่าคงที่ แต่วิธีนี้จะใช้ไม่ได้ผลเมื่ออินพุตและเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าเราให้ช่วงขณะปิดสวิตช์มีศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เท่ากับ 0 ($v_{Cr}(t) = 0$)

จากสมการข้างบนเราจะได้

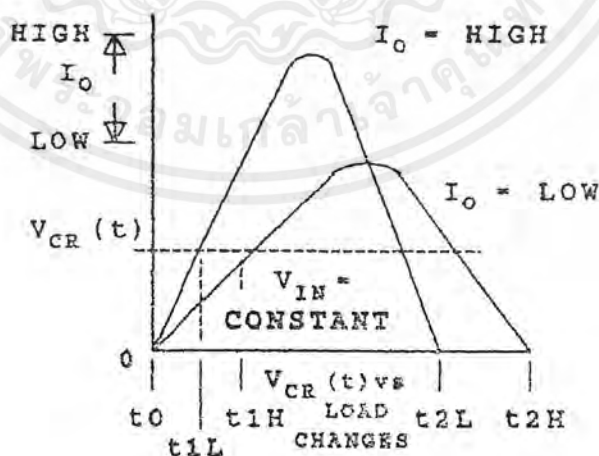
$$(-1)V_m = I_0 Z_0 \sin [\omega_r(t - t_0)]_{t_1}^{t_2}$$

เมื่อคิดที่ 180° (1/2 วัฏจักร(cycle)) จะได้ค่าความถี่เรโซแนนท์เป็น π/ω_r จะสามารถหาค่า t_{12} ได้คือ

$$t_{12} = \pi/\omega_r + (1/\omega_r) \arcsin[V_m / (I_0 Z_0)]_{t_1}^{t_2}$$

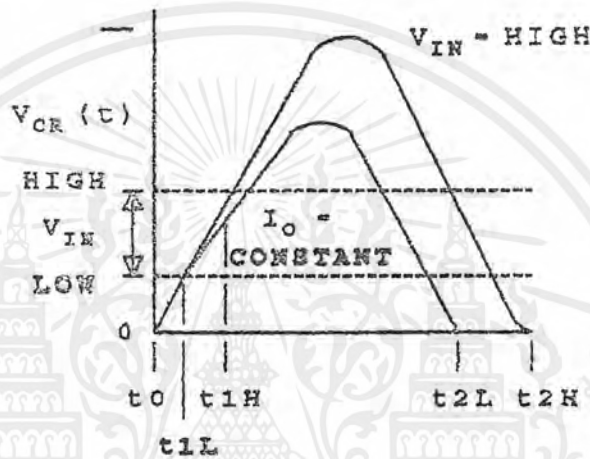
$$i_{Cr}(t) = I_0 \cos[\omega_r(t - t_1)]_{t_1}^{t_2}$$

โดยจะได้ค่า $i_{Cr} = i_{Lr}$ มีความสัมพันธ์เป็นสมการ cosine ดังที่กล่าวข้างต้นและการเปลี่ยนแปลงขนาดของ load(I_0) และ line(V_m) มีอิทธิพลต่อค่า $v_{Cr}(t)$ ดังรูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์กับการเปลี่ยนแปลงของ I_0 โดยให้ V_m มีค่าคงที่

จากกราฟรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา $t = t_1'$ จะมีศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์สูงสุดและช่วงเวลา $t = t_1''$ ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์จะมีค่าลดลงจนมีค่าเป็น V_{in} และ $i_{Lr} = -I_0$ ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์มีแนวโน้มที่จะลดลงสู่ค่า 0 และจะไม่กลับทิศทางเป็นลบ เนื่องจากไดโอดที่ต่อคร่อมกับขา D-S ในมอสเฟตเกิดเนื่องจากการผลิต (D_r) เกิดการนำกระแสที่ไหลกลับทิศนี้แทน โดย I_0 จะต้องมามีค่า $Z_0 I_0 > V_{in}$ มิเช่นนั้นจะทำให้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ถูกดึงลงมาไม่ถึง 0 ซึ่งเป็นผลทำให้เกิด ZVS ไม่ได้



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์กับการเปลี่ยนแปลงของ V_{in} โดยให้ค่า I_0 มีค่าคงที่

ส่วนประกอบ	สถานะ	ความสัมพันธ์
Q_1	ปิดสวิตช์	$v_{DS}(t) = v_{Cr}(t)$
C_r	เรโซแนนซ์	$V_{Cr}(t) = V_{in} + [I_0 Z_r \sin(\omega_r(t - t_1))]$ $I_{Cr}(t) = I_0 \cos(\omega_r(t - t_1))$
L_r	เรโซแนนซ์	$V_{Lr}(t) = I_0 Z_r \sin(\omega_r(t - t_1))$ $i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t)$
D_0	นำกระแส	$i_{D0}(t) = I_0 - i_{Lr}(t)$

ตารางที่ 2.3 สถานะที่เกิดการเรโซแนนซ์

2.3.4 ช่วงเวลาที่ 4 ณ เวลา $t_2 < t < t_3$ (สถานะที่ขดลวดเหนี่ยวนำชาร์จพลังงาน)

ณ ช่วงเวลา t_2 นี้ D_r จะนำกระแส และโดยการนำกระแสของ D_r ทำให้ $v_{Cr} = 0$ ซึ่งมีผลให้สามารถนำกระแส i_{Lr} ที่เป็นค่าลบได้ เพราะสาเหตุที่ว่ากระแสจะไหลย้อนกลับจากวงจรแก๊งค์เรโซแนนท์เข้าไปยัง V_{in} ทำให้กระแสต้องไหลผ่าน D_r ซึ่งมีทิศทางการไหลของกระแสตรงข้ามกับทิศทางเดิม ในระหว่างช่วงเวลา t_{23} นี้ สวิตช์จะอยู่ในช่วงเวลาที่เปิดสวิตช์ ค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr}) จะเปลี่ยนแปลงอย่างคงที่จากค่า I_0 ที่เป็นลบ ไปสู่ค่า I_0 ที่เป็นบวก ไดโอด D_0 จะนำกระแสในช่วงเวลานี้ด้วย ค่า i_{Lr} เพิ่มขึ้นอย่างคงที่และในขณะเดียวกัน i_{D0} ก็ลดลงอย่างคงที่เช่นกัน ในช่วงเวลา t_3 พลังงานที่เก็บสะสมใน L_r จะถูกส่งไปยังภาระในช่วงเวลานี้

ค่า t_{23} จะสามารถหาค่าได้จาก

$$di_{Lr}/dt = V_{in}/L_r \quad ; \quad dt = di_{Lr}L_r/V_{in}$$

$$t_{23} = L_r \Delta i_{Lr} / V_{in}$$

$$\Delta i_{Lr} = -I_0 \text{ ถึง } +I_0 = 2I_0$$

$$t_{23} = 2L_r I_0 / V_{in}$$

ส่วนประกอบ	สถานะ	ความสัมพันธ์
Q_1	เปิดสวิตช์	$I_{D(t)} = -I_0 + ((V_{in} + v_{D0})/L_r)t$
C_r		$V_{Cr} = 0$
L_r	ชาร์จพลังงาน	$V_{Lr} = V_{in} + v_{D0}$ $i_{Lr}(t) = -I_0 + (v_{Lr}/L_r)(t - t_2)$
D_0	นำกระแส	$I_{D0}(t) = I_0 - i_{Lr}(t)$
L_0		$i_{L0} = I_0 ; v_{L0} = -(V_0 + v_{D0})$

ตารางที่ 2.4 สถานะที่ขดลวดเหนี่ยวนำชาร์จพลังงาน

2.3.5 ช่วงเวลาที่ 5 ณ เวลา $t_3 < t < t_4$ (สถานะที่ส่งผ่านพลังงาน)

ณ ช่วงเวลา t_3 จะมีค่า $i_{Lr} = I_0$ จะอยู่ในช่วงเวลาที่เปิดสวิตช์ ทำให้ $v_{Ds} = v_{Lr} = 0$ D_0 ไม่นำกระแส ทำให้ $v_{D0} = V_{in}$ ในช่วงนี้การเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลามีค่าเล็กน้อยทำให้ไม่มีปัญหาของการกลับคืนย้อนกลับของไดโอด(Diode reverse recovery) ดังเช่นประสบปัญหาขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมระบบปิดของคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จะแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ โดยคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ จะควบคุมด้วยวิธีการปรับอัตราส่วนหน้าที่ (duty ratio) แต่สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จะถูกควบคุมโดยการปรับความถี่ เช่น เมื่อต้องการให้มี I_o เพิ่มขึ้น จะสามารถชดเชยโดยการลดความถี่เพื่อเพิ่มช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์ (t_{34}) ในทางตรงข้ามถ้าต้องการ I_o ค่าลดลงจะต้องชดเชยโดยการเพิ่มความถี่เพื่อลดช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์

ช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์เป็นสัดส่วนกับกำลังไฟฟ้าที่ส่งให้แก่ภาระดังสมการ

$$V_o = V_{in} t_{34} / (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34}) = V_{in} t_{34} / (t_{03} + t_{34})$$

$$t_{34} = V_o t_{03} / (V_{in} - V_o)$$

ส่วนประกอบ	สถานะ	ความสัมพันธ์
Q_1	เปิดสวิตช์	$V_{DS} = I_o R_{DS(on)}; i_D = I_o$
C_r		$V_{Cr} = 0$
L_r		$i_{Lr} = I_o; v_{Lr} = 0$
D_o	ไม่นำกระแส	$V_{D0} = V_{in}$
L_o	ชาร์จพลังงาน	$V_{L0} = V_{in} - V_o; I_{L0} = I_o$

ตารางที่ 2.5 สถานะที่ส่งผ่านพลังงาน

2.3.6 การจำกัดค่าต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ ZVS ควบคุม

ถ้าพิจารณาให้อุปกรณ์อยู่ในสภาพอุดมคติ ช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์ (t_{23} - t_{34}) จะมีค่าเข้าใกล้ 0 และคอนเวอร์เตอร์จะทำงาน ณ ความถี่สูงสุด แล้วส่งเอาที่พู่ทที่มีค่า 0 ออกมาดังนั้นควรออกแบบให้ช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์ไม่เป็น 0

ในการหาส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรแท็งค์เรโซแนนซ์นั้นเราจะใช้ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมอินพุทที่มีค่ามากที่สุดและกระแสเอาต์พุทที่มีค่าต่ำที่สุด เพื่อให้ยังสามารถเรโซแนนซ์ได้ในทุกค่าของ V_{in} และ I_o ที่แตกต่างกันได้ ซึ่งถ้าวงจรเรโซแนนซ์ยังคงทำงานเป็น ZVS อยู่ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรแท็งค์เรโซแนนซ์จะไม่ลงสู่ค่า 0 แต่จะเข้าสู่ค่า I_{0min} ดังนั้นเราจะได้ค่าช่วงเวลาของสถานะเปิดในสวิตช์ต่ำสุด และค่าความถี่ที่ใช้สูงสุดขึ้นอยู่กับค่า I_{0min} ดังสมการ

$$C_r = 1 / (Z_r(\omega_r) = I_{0min} / (V_{inmax} \omega_r))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$t_{01\max} = C_r V_{\text{inmax}} / I_{0\min} = 1/\omega_r$$

$$t_{12\max} = 1.5\pi/\omega_r$$

$$L_r = Z_r/\omega_r = V_{\text{inmax}}/(I_{0\min} \omega_r)$$

$$t_{23\min} = 2L_r I_{0\min} / V_{\text{inmin}} = 2/\omega_r$$

$$t_{34\min} = 0$$

ช่วงเวลาของสถานะเปิดที่ต่ำที่สุด คือ

$$t_{23\min} = 2/\omega_r = 0.318/f_r$$

ช่วงเวลาของสถานะปิดที่สูงที่สุด คือ

$$t_{01\max} + t_{12\max} = 0.909/f_r$$

จะได้

$$T_{\text{convmin}} = t_{01} + t_{12\min} + t_{23} = (0.909 + 0.318)/f_r = 1.227/f_r$$

$$F_{\text{convmax}} = 1/T_{\text{convmin}} = f_r/1.0227$$

ค่าอัตราส่วนหน้าที่ที่เหมาะสมสามารถหาได้จาก

$$D = V_0/V_{\text{in}} = t_{34}/t_{04}$$

เราสามารถหาค่าช่วงเวลาต่างๆ โดยคำนึงถึงค่าความต้านทานของมอสเฟตขณะอยู่ในสถานะเปิดของสวิตช์ ($R_{\text{DS(on)}}$) และค่าของศักดาไฟฟ้าตกคร่อม D_0 (V_F) จะได้สมการเป็น

$$t_{01} = C_r (V_{\text{in}} - I_0 R_{\text{DS(on)}}) / I_0$$

$$t_{12} = \pi/\omega_r + (1/\omega_r) \arcsin[(V_{\text{in}} - I_0 R_{\text{DS(on)}}) / (I_0 Z_r)] \quad (12)$$

$$t_{23} = 2L_r I_0 / (V_{\text{in}} - I_0 R_{\text{DS(on)}})$$

$$t_{34} = (V_0 + V_F) (t_{01} + t_{12} + t_{23}) / [(V_{\text{in}} - I_0 R_{\text{DS(on)}}) - (V_0 + V_F)]$$

$$Z_r = (V_{\text{inmax}} - R_{\text{DS(on)}} I_{0\min}) / I_{0\min}$$

$$L_r = Z_r / \omega_r$$

$$C_r = 1 / (Z_r \omega_r)$$

โดยค่า C_r ที่เราออกแบบได้นั้น เราจะนำ C_{oss} ของมอสเฟตมาเป็นส่วนหนึ่งของ C_r ด้วยเพื่อลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้า

2.4 ขั้นตอนในการตัดสินใจเลือกโทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์

2.4.1 พิจารณาว่าจะให้คอนเวอร์เตอร์ทำการแปลงไฟลง (step down) หรือทำการแปลงไฟขึ้น (step up)

2.4.2 พิจารณาค่าอัตราส่วนหน้าที่มีค่าสูงสุดและต่ำที่สุดที่วงจรสามารถยอมรับได้ โดยพิจารณาจากรูปแบบของวงจรควบคุมที่จะใช้งาน ข้อจำกัดของชิปที่จะนำมาใช้ในการผลิตสัญญาควบคุมสวิทช์ และรูปแบบของคอนเวอร์เตอร์ที่จะใช้งาน

2.4.3 พิจารณาว่ามีจำนวนเอาต์พุตที่ต้องการกี่ช่องสัญญาณ

2.4.4 พิจารณาว่าเราต้องการนำคอนเวอร์เตอร์ไปใช้กับลักษณะงานอย่างไร ต้องการการแยกเป็นอิสระจากกัน(isolation)หรือไม่ ถ้าต้องการการแยกเป็นอิสระจากกันควรใช้คอนเวอร์เตอร์รูปแบบที่มีหม้อแปลงเป็นส่วนประกอบ เพื่อจะทำให้สามารถแยกกันเป็นอิสระระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ

2.4.5 พิจารณาถึงค่า EMI ที่สามารถยอมรับได้ นำมาประกอบในการตัดสินใจเลือกรูปแบบของคอนเวอร์เตอร์ เพราะคอนเวอร์เตอร์แต่ละรูปแบบจะมีอิทธิพลต่อค่า EMI ที่แตกต่างกัน

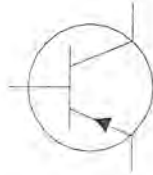
2.4.6 พิจารณาถึงลักษณะของกระแสทางด้านเอาต์พุตว่า ต้องการให้เป็นโหมดกระแสต่อเนื่อง (contineous mode) ซึ่งไม่มีค่าของกระแสเป็น 0 เลย หรือจะให้อยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (discontineous mode) ซึ่งมีค่าของกระแสเป็น 0 ในบางช่วง โดยโหมดกระแสต่อเนื่องจะมีการออกแบบวงจรที่ไม่ซับซ้อนเท่าในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

2.4.7 พิจารณาถึงลักษณะของสวิทช์ที่จะนำมาใช้งานว่าควรใช้สวิทช์แบบใด

คุณสมบัติของสวิทช์ที่ต้องการใช้ในคอนเวอร์เตอร์

- มีค่าศักดาตกคร่อมสวิทช์มากที่สุดในช่วงสถานะปิดสวิทช์
- มีค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทช์มากที่สุดในช่วงสถานะเปิดสวิทช์
- มีค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียน้อยที่สุด จึงควรทำให้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์เป็น 0 ขณะที่สวิทช์อยู่ในช่วงเวลาขณะเปิดของสวิทช์ หรือ ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิทช์มีค่าเป็น 0 ขณะที่สวิทช์อยู่ในช่วงเวลาขณะปิดของสวิทช์ ซึ่งคุณสมบัติที่ต้องการก็คือ การที่ช่วงเวลาในขณะเปิดและช่วงเวลาในขณะปิดของสวิทช์นั้นเกิดขึ้นได้เร็วที่สุด

2.4.7.1 ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor:BJT)



รูปที่ 2.13 รูปจำลองของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์

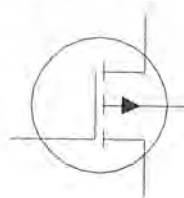
มีข้อดี คือ

- สักคาไฟฟ้าตกรวมสวิทช์ (V_{SW}) มีค่าเท่ากับสักคาไฟฟ้าที่ตกรวมระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาอิมิตเตอร์ (V_{CE})
- มีราคาถูก

มีข้อเสีย คือ

- เป็นการควบคุมโดยกระแสซึ่งควบคุมได้ยาก คือ $I_C = \beta I_B$
- ถูกรบกวนง่าย เนื่องจากมี $V_{BE} = 0.6$ ซึ่งเป็นค่าที่น้อย
- มีคุณสมบัติความต้านทานทางบวก(positive resistance) ซึ่งก็คือ ถ้าทรานซิสเตอร์มีอุณหภูมิสูงขึ้น แม้ว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านขาเบส (I_B) จะมีค่าเท่าเดิม แต่ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ (I_C) จะมีค่าเพิ่มขึ้น การที่เรานำทรานซิสเตอร์มาต่อเพื่อแบ่งสักคาไฟฟ้า ถ้าทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีกระแสไหลผ่านไม่เท่ากัน จะร้อนไม่เท่ากัน ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่ร้อนกว่าเกิดการเสียหายได้

2.4.7.2 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)



รูปที่ 2.14 รูปจำลองของมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีข้อดี คือ

- เป็นการควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้าซึ่งสามารถควบคุมได้ง่าย
- มีความสามารถในการเปลี่ยนแปลงสถานะได้อย่างรวดเร็ว จึงนิยมใช้งานกับวงจรความถี่สูง

มีข้อเสีย คือ

- มีราคาแพง
- มีค่า $R_{DS(on)}$ ซึ่งทำให้เกิดค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์
- วงจรขับเริ่มแรกต้องใช้กระแสค่อนข้างสูง

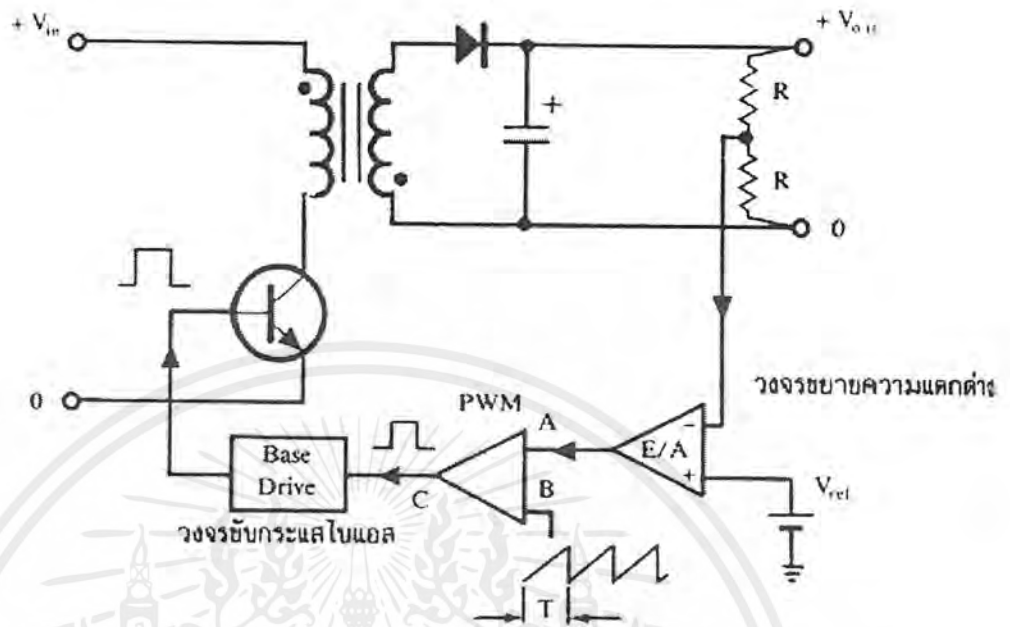
จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้น ในโครงงานนี้เราจะเลือกใช้มอสเฟตนำมาเป็นสวิตช์ เพราะสามารถควบคุมได้โดยการควบคุมศักดาไฟฟ้าตกคร่อมซึ่งง่ายต่อการควบคุม ทั้งยังมีความเร็วในช่วงเวลาการเปลี่ยนสถานะซึ่งเหมาะแก่การใช้งานกับคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ทำงานในย่านความถี่สูง

2.4.8 เลือกจะใช้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้า(voltage mode control)หรือควบคุมด้วยกระแสไฟฟ้า(voltage mode control)

2.4.8.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้า

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของศักดาที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ เพื่อการคงค่าศักดาเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยกระแสไฟฟ้าจะเป็นดังรูปที่ 2.15

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าศักดาที่เอาต์พุตเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์(Pulse width modulation :PWM) โดยค่าศักดาไฟฟ้าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับศักดารูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของวงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่ เท่ากับคาบเวลาของดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าศักดาไฟฟ้าที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำของกระแสของสวิตช์ในคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์

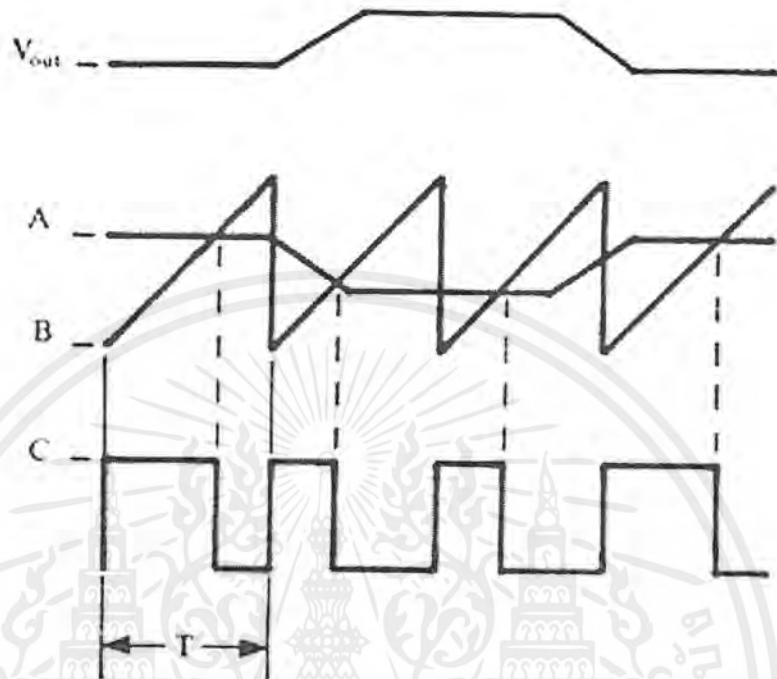
ในโหมดควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้า

เนื่องจากค่าศักดาไฟฟ้าป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่าง ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมเอาต์พุตและศักดาอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อศักดาไฟฟ้าตกคร่อมเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น ศักดาที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรวมอคูเลตความกว้างพัลส์จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ t_{on} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมอินพุตมีค่าลดลง ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรรวมอคูเลตความกว้างพัลส์จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าศักดาไฟฟ้าเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นของศักดาไฟฟ้าขณะวงจรรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.16

ข้อดีของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้า

- มีระบบวงจรป้อนกลับ(feedback loop)เพียงวงรอบเดียว ทำให้ง่ายต่อการควบคุม
- รูปคลื่นสัญญาณลาดเอียง(ramp)ที่มีค่าแอมพลิจูด(amplitude)มากถูกใช้เพื่อทำให้เกิดระบบที่มีเสถียรภาพ
- ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตที่มีความต้านทานต่ำจะให้ค่าการรักษาระดับศักดาที่ดีที่สุดสำหรับการจ่ายให้หลายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของวงจรการมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งมีผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพินเลื้อยตามรูปที่ 2.13

ข้อเสียของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยกระแสไฟฟ้า

- การเปลี่ยนแปลงของ I_o หรือ V_m จะถูกตรวจจับได้จากการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตแล้วถูกส่งไปแก้ไขยังระบบวงจรปิด ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดผลตอบสนองที่ช้า
- วงจรรองทางด้านเอาต์พุตจะทำให้เกิดค่าโพลสองตัว ซึ่งทำให้วงจรควบคุมต้องการโพลเด่น (dominant pole) ณ ค่าความถี่ต่ำหรือเพิ่มซีโรในการชดเชย

2.4.8.2 วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยกระแสไฟฟ้า

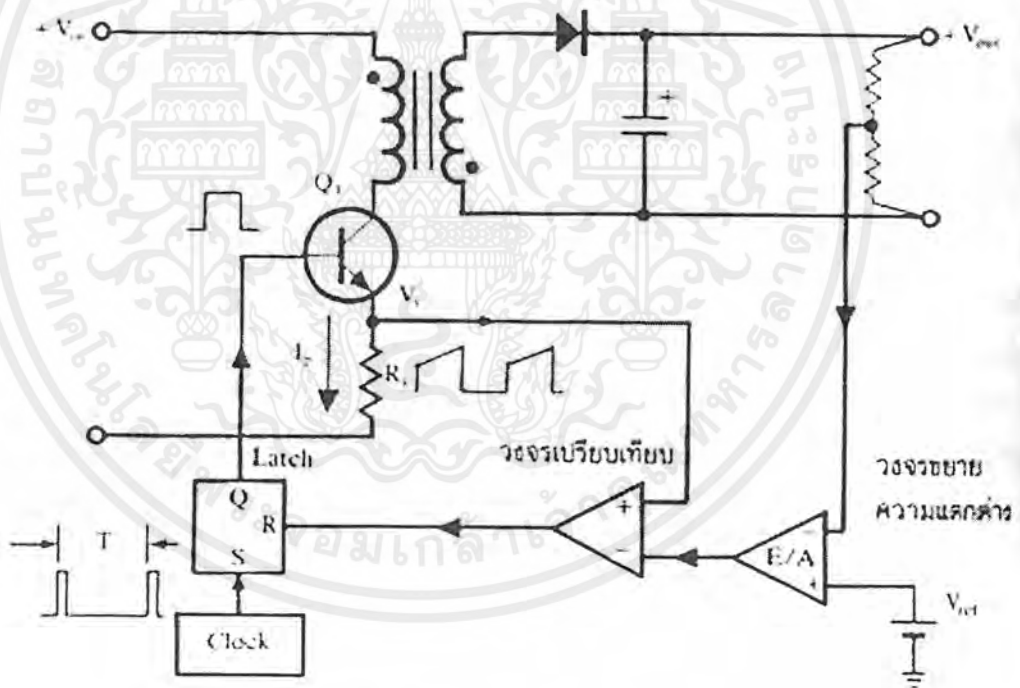
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้แสดงดังรูปที่ 2.17 โดยจะคล้ายกับการควบคุมในโหมดของการควบคุมด้วยศักดาไฟฟ้าในบางส่วน ซึ่งเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่างออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับศักดาอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.18 วงจรแสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(latch) จะทำงานโดยขา Q ของวงจรถ่ายสถานะจะมีสถานะเป็น 1 เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น 0 เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่นำไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรถ่ายสถานะ ขา Q จึงมีสถานะเป็น 1 สวิตช์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดค้ำป้อนภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดศักดาไฟฟ้า V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

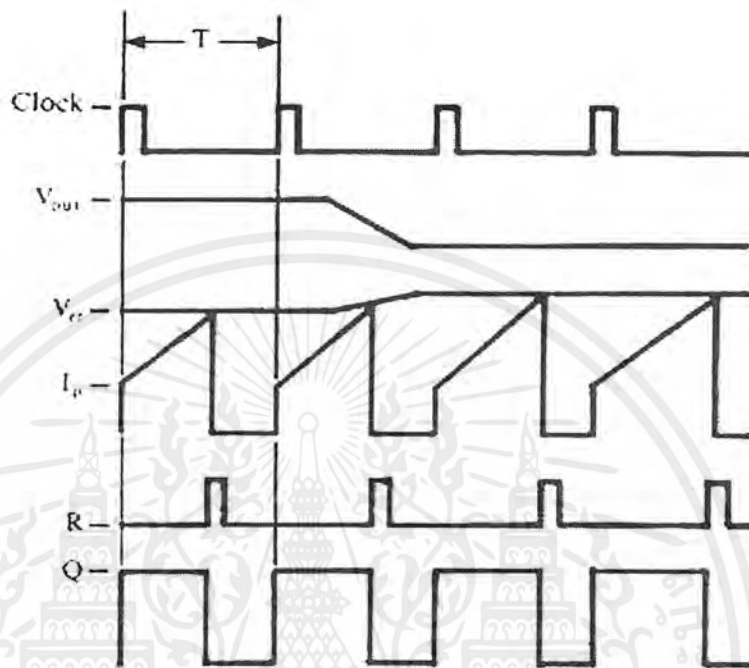
ศักดาไฟฟ้าตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับค่าศักดาอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าศักดาอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น 1 และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจรถ่ายสถานะทำให้ขา Q มีสถานะเป็น 0 และสวิตช์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจรถ่ายสถานะจะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรพื้นฐานของของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์
ในโหมดการควบคุมด้วยกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาท์พุทเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่ค่าภาระ ลักษณะของรูปคลื่นและวงจรในการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม
ในโหมดการควบคุมด้วยกระแส

ข้อดีของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยกระแส

- มีการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของศักดาอินพุทได้รวดเร็ว ทำให้ลดปัญหาการคงค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมเอาท์พุทเมื่อเกิดภาวะชั่วคราว(transient) และการกระเพื่อมของศักดาไฟฟ้าสูงที่ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณที่ป้อนกลับจากเอาท์พุท
- สามารถป้องกันกระแสเอาท์พุทเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดลวดด้านปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
- เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของศักดาตกคร่อมอินพุทจะมีผลต่อค่าเอาท์พุทน้อยมาก [มีค่าไลน์เรกูเรชัน(line regulation)ที่ดีมาก]
- เนื่องจากมีการจำกัดกระแสสูงสุดที่ด้านปฐมภูมิ จะไม่ทำให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน
ข้อเสียของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมด้วยกระแส
- มีระบบวงจรปิด 2 วงรอบ ทำให้ยากต่อการควบคุม
- วงรอบของการควบคุม(control loop)จะไม่เสถียรเมื่อค่าอัตราส่วนหน้าที่เกิน 50% ถ้าไม่มีการชดเชยด้วยคลื่นสัญญาณลาตเอียง
- การเรโซแนนท์ในส่วนของภาคกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแก่วงจรของการควบคุมได้ เนื่องจากการควบคุมแบบนี้มีพื้นฐานมาจากกระแสเอาท์พุท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 หลักการออกแบบตัวควบคุม (Controller Design)

สิ่งที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านเอาต์พุตได้ถึงแม้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านอินพุตหรือกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงก็ตามคือการควบคุมแบบป้อนกลับ สิ่งที่เราต้องการคือการออกแบบระบบป้อนกลับ (Feedback System) ที่สามารถรักษาศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านเอาต์พุตให้ถูกต้องและไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านอินพุตหรือกระแสโหลด ในการออกแบบเราจึงต้องการแบบจำลองทางพลศาสตร์ (dynamic model) ของสวิตช์ซึ่ง คอนเวอร์เตอร์เพื่อวิเคราะห์ว่าการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านอินพุต กระแสโหลด อัตราส่วนหน้าที่ (Duty Cycle) หรือความถี่สวิตช์ซึ่งมีผลต่อศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านเอาต์พุตอย่างไร โดยอาศัย small signal transfer function ที่ได้จากแบบจำลองทางพลศาสตร์ (dynamic model) ซึ่งเป็นตัวแทนในการอธิบายปรากฏการณ์ทางฟิสิกส์โดยอาศัยสมการคณิตศาสตร์

ในการวิเคราะห์เรากำหนดให้ สวิตช์ซึ่งรีปเปลต์มีค่าน้อยจนสามารถละได้ทำให้โมเดลตกอยู่ภายใต้ เอ ซี วาริเอชัน (ac variation) ซึ่งมีความถี่ คือ ω_m (modulation frequency) ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากรูป



รูปที่ 2.20 สเปกตรัมของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านเอาต์พุต $V(t)$

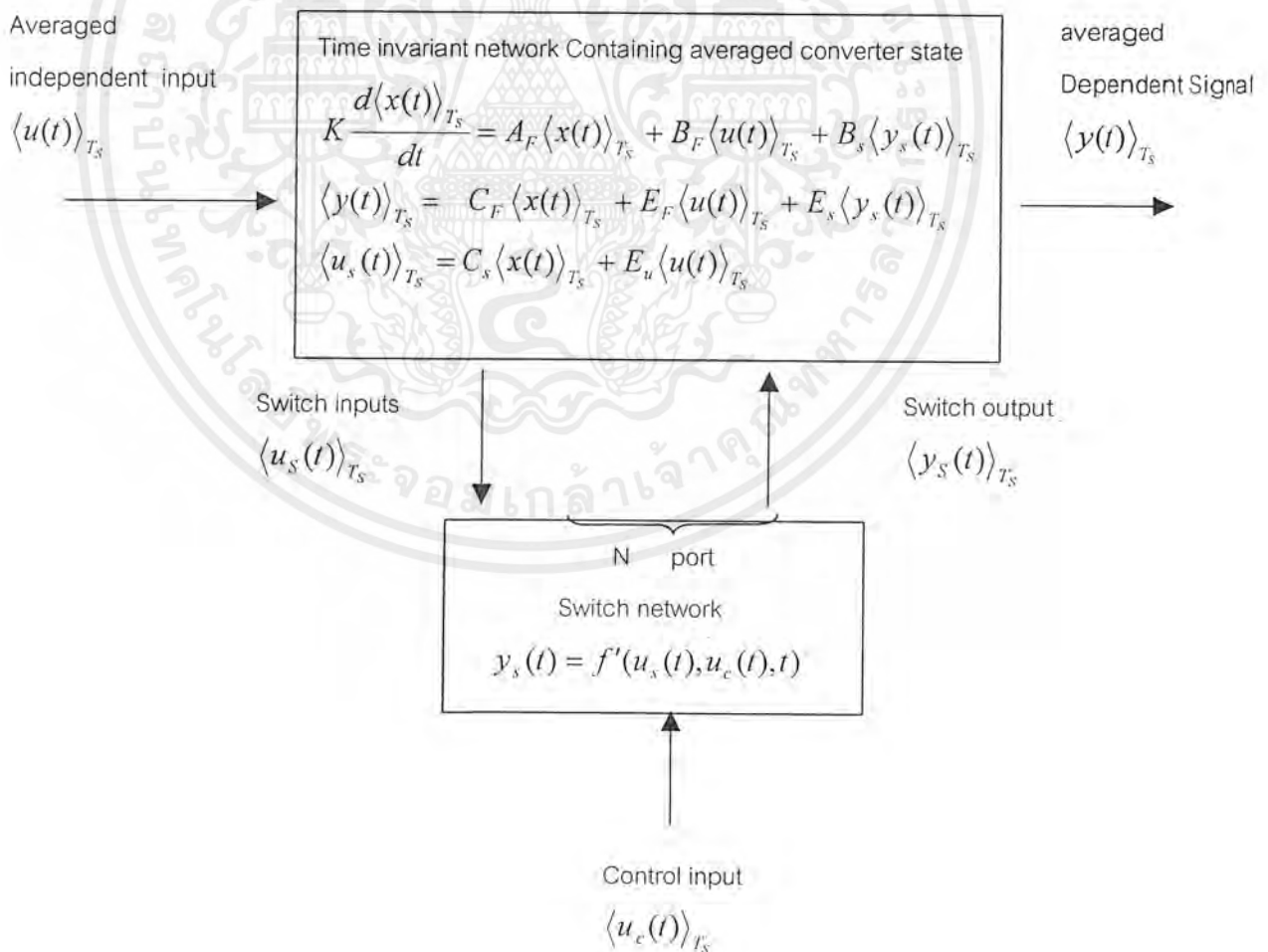
จากรูป สเปกตรัม ของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมทางด้านเอาต์พุต $V(t)$ ประกอบด้วยส่วนประกอบที่ความถี่สวิตช์, ฮาร์โมนิกส์และไซด์แบนด์ซึ่งมีแอมพลิจูดเล็กเมื่อให้สวิตช์ซึ่งรีปเปลต์น้อยมาก รวมทั้งส่วนประกอบที่ความถี่ต่ำ ω_m ซึ่งแอมพลิจูดและเฟสไม่ได้ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ duty cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่านั้นแต่ยังรวมถึงการตอบสนองความถี่ของคอนเวอร์เตอร์ด้วย จากการกำหนดว่าสถานะวิเศษซึ่งรูปเปิดคั้งนั้นส่วนประกอบที่ความถี่ต่ำยังคงอยู่ ดังนั้นในการวิเคราะห์ ac modeling นี้จึงเป็นการทำนายถึงส่วนประกอบที่ความถี่ต่ำ(low frequency component)

การเฉลี่ยสวิตช์แบบทั่วไป(generalized switch averaging)

ในการหา dynamic model ใช้วิธีการเฉลี่ยสวิตช์แบบทั่วไป(generalized switch averaging) ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้หาแบบจำลองของคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆรวมทั้งPWM คอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง(discontinuous conduction mode)และโหมดควบคุมด้วยกระแส(current programming) และคอนเวอร์เตอร์แบบเสมือนเรโซแนนท์(quasi resonant converter)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\langle y_s(t) \rangle_{T_s} = \mu(t)y_{s1}(t) + \mu'(t)y_{s2}(t)$$

$$\mu(t) = \text{Switch conversion ratio}$$

$$\mu'(t) = 1 - \mu(t)$$

$$y_{s1} = \text{Value of } y_s(t) \text{ during CCM subinterval 1}$$

$$y_{s2} = \text{Value of } y_s(t) \text{ during CCM subinterval 2}$$

การเฉลี่ยสวิตช์แบบทั่วไปเป็นวิธีการในการพิสูจน์ คอนเวอร์เตอร์ อีควิวาเลนต์ เซอร์คิต (converter equivalent circuit) โดยการเฉลี่ยรูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์โดยตรง โดยการแทนคอนเวอร์เตอร์สวิตช์ด้วยแหล่งจ่ายกระแสและศักดาไฟฟ้า ด้วย time invariant circuit network แล้วรูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์จะถูกเฉลี่ยใน 1 คาบสวิตช์ซึ่งโดยขจัดสวิตช์ซึ่งฮาร์โมนิกส์ออกไปโดยปราศจากการคิดแปลงองค์ประกอบที่สำคัญของการตอบสนองที่ความถี่ต่ำ องค์ประกอบที่ไม่เป็นเชิงเส้นใน average circuit model สามารถถูกทำให้เป็นเชิงเส้นได้ นำไปสู่การทำ small signal ac model ได้

ตัวแปรสำคัญคืออัตราส่วนแปรผันสวิตช์ (switch conversion ratio) ซึ่งเป็นรูปแบบทั่วไปมากกว่าการใช้อัตราส่วนหน้าที (duty ratio) มีนิยามดังนี้

$$\mu(t) = \frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}} = \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_2(t) \rangle_{T_s}}$$

การหาแบบจำลองสำหรับ(The Zero-Voltage Quasi-resonant converter)

2.5.1 พิจารณาหาส่วนสวิตช์เซลล์(the zero-voltage switching quasi-resonant switch cell)

รูปแบบทั่วไปของวงจรแบบบัพประกอบด้วยส่วน สวิตช์เซลล์และวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$i_2(t) = \langle i_2(t) \rangle_{T_s}$$

$$v_1(t) = \langle v_1(t) \rangle_{T_s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราประมาณได้ว่าสามารถละเลยค่า(switching ripple)ได้ในส่วนของส่วนอุปกรณ์วงจรกรอง(L,C) ดังนั้นค่ารูปคลื่นของขั้วต่อสวิตช์เซลล์(switch cell terminal waveform)สามารถประมาณโดยใช้ค่าเฉลี่ยดังนี้

ในสถานะคงตัว(steady-state)สามารถประมาณ โดยใช้ค่าส่วนประกอบกระแสตรง(dc component)

$$\mu = \frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}} = \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_2(t) \rangle_{T_s}}$$

$$i_2(t) = I_2$$

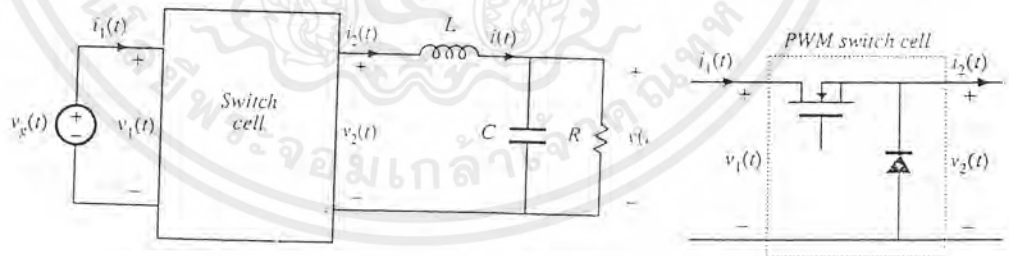
$$v_1(t) = V_1$$

ค่าอัตราส่วนการแปรผันสวิตช์(switch conversion ratio)มีนิยามดังนี้

ในสถานะคงตัวสามารถกำหนดเป็น

$$\mu = \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2}$$

เราสามารถหารูปแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก(small-signal-ac modeling)ได้จากวิธีเฉลี่ยสวิตช์(switch averaging)ในส่วนสวิตช์เซลล์ดังนี้



รูปที่ 2.21 ส่วนประกอบของสวิตช์เซลล์ในวงจรแปลงผันแบบบัท

$$\mu = \frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}} = \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

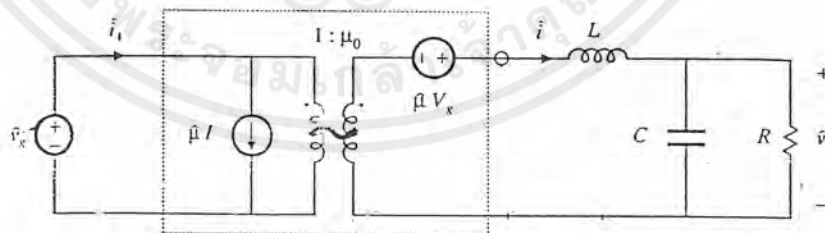
$$\begin{aligned}
 i_2(t) &= \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = I_2 + \hat{i}_2(t) \\
 v_1(t) &= \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = V_1 + \hat{v}_1(t) \\
 i_1(t) &= \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_1 + \hat{i}_1(t) \\
 v_2(t) &= \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V_2 + \hat{v}_2(t) \\
 \mu(t) &= \mu_o + \hat{\mu}(t)
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

จาก (1) และ (2)

และ

$$\begin{aligned}
 v_2(t) &= \mu * v_1(t) \\
 V_2 + \hat{v}_2(t) &= (\mu_o + \hat{\mu}(t)) * (V_1 + \hat{v}_1(t)) \\
 v_2(t) &= \mu_o * (V_1 + \hat{v}_1(t)) + \hat{\mu}(t)V_1 + \hat{\mu}(t)\hat{v}_1(t) \\
 \therefore v_2(t) &= \mu_o v_1(t) + \hat{\mu}(t)V_1 \\
 i_1(t) &= \mu * i_2(t) \\
 I_1 + \hat{i}_1(t) &= (\mu_o + \hat{\mu}(t)) * (I_2 + \hat{i}_2(t)) \\
 i_1(t) &= \mu_o * (I_2 + \hat{i}_2(t)) + \hat{\mu}(t)I_2 + \hat{\mu}(t)\hat{i}_2(t) \\
 \therefore i_1(t) &= \mu_o i_2(t) + \hat{\mu}(t)I_2
 \end{aligned}$$

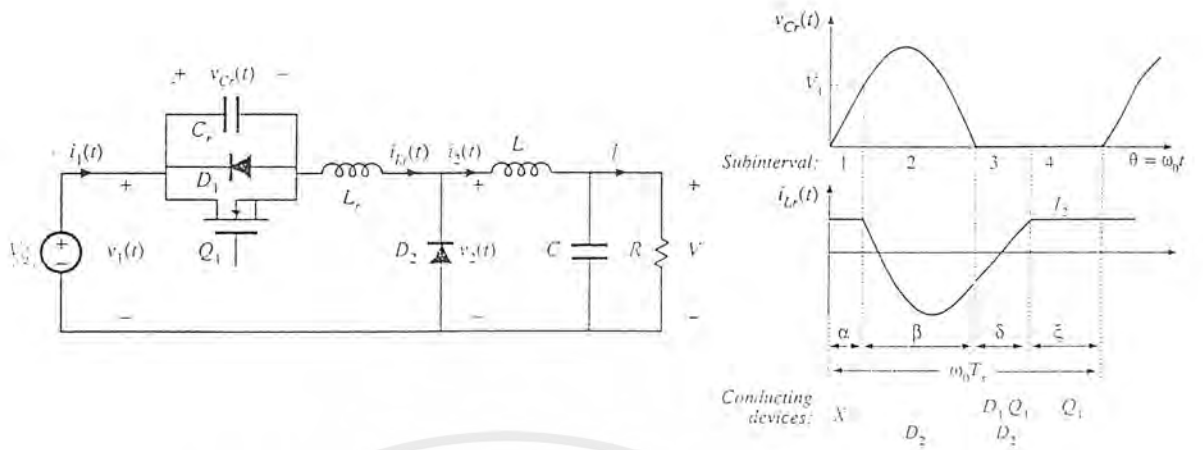
จากสมการข้างต้นเราสามารถเขียนแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก (small-signal-ac modeling) ได้จากวิธีเฉลี่ยสวิตช์ (switch averaging) ได้ดังนี้



รูปที่ 2.22 รูปแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก

-หาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนแปรผันสวิตช์ โดยพิจารณาจาก สมการการทำงานของวงจรแปรผัน
เรโซแนนท์แบบบัท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 วงจรแปลงผันแรงดันบัสแบบquasi resonant ZVS : วงจรและรูปคลื่นเทงค์

นิยาม

$$F = f_s / f_o$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$Z_r = \frac{1}{\omega_o C_r} = \omega_o L_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_2 = I_0$$

$$V_1 = V_g$$

พิจารณาสมการการทำงานของวงจรใน 4 ช่วงเวลาที่จำเป็นต่อการหาฟังก์ชันของสวิตช์ คอนเวอเตอร์ชั้ น เร โห คือ

2.5.1.1 ช่วงเวลา(0 - t₁): (capacitor charging)

$$v_{cr}(t) = \frac{I_2}{C_r} * t \frac{\omega_o}{\omega_o} = Z_r \omega_o I_o t$$

$$v_2 = V_1 - v_{cr}(t)$$

$$i_1(t) = I_2 = I_o$$

$$v_2(t_1) = 0$$

$$v_{cr}(t_1) = v_1$$

$$t_1 = \frac{V_1}{Z_r \omega_o I_2}$$

$$A = \omega_o t_1 = \frac{V_1}{Z_r I_2}$$

2.5.1.2 ช่วงเวลา(t₁ - t₂): (resonant state)

$$i_1(t_1) = I_2$$

$$i_1(t) = I_2 \cos(\omega_o t - A)$$

$$v_{cr}(t) = V_1 + I_2 Z_r \sin(\omega_o t - A)$$

$$v_2(t) = 0$$

$$B = \omega_o(t_2 - t_1)$$

$$v_{cr}(t_2) = 0 = V_1 + I_2 Z_r \sin(\omega_o t_2 - A)$$

$$\therefore B = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{V_1}{I_2 Z_r}\right)$$

$$\cos B = -\sqrt{1 - \sin^2 B} = -\sqrt{1 - \left(\frac{V_1}{I_2 Z_r}\right)^2}$$

$$i_1(t_2) = I_2 \cos B$$

$$i_1(t_2) = I_2 \left[-\sqrt{1 - \left(\frac{V_1}{I_2 Z_r}\right)^2} \right]$$

$$V_{Cr}(t_2) = V_1 - \frac{I_2 Z_r V_1}{V_1} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1.3 ช่วงเวลา($t_2 - t_3$) : ช่วงของการเรโซแนนซ์

$$i_1(t) = \frac{V_1(t-t_2)\omega_0}{L_r\omega_0} + I_0 \cos(\omega_0 t_2 - \omega_0 t_1)$$

$$i_1(t) = \frac{V_1(\omega_0 t_3 - (A-B))}{Z_r} + I_0 \cos B$$

$$v_2 = 0; \quad v_{Cr} = 0$$

$$i(t_3) = I_0$$

$$I_0 = \frac{V_1(\omega_0 t_3 - (A+B))}{Z_r} + I_0 \cos B$$

$$C = \frac{I_0(1 - \cos B)Z_r}{V_1}$$

$$C = \omega_0 t_3 - (A+B)$$

$$v_2(t_3) = 0$$

2.5.1.4 ช่วงเวลา ($t_3 - t_4$) : ช่วงที่ขดลวดเหนี่ยวนำชาร์จพลังงาน

$$v_{Lr} = 0$$

$$I_{Lr} = I_0$$

$$v_2 = v_1 = V_1$$

$$i_1 = I_0$$

$$\omega_0 T_s = A + B + C + D$$

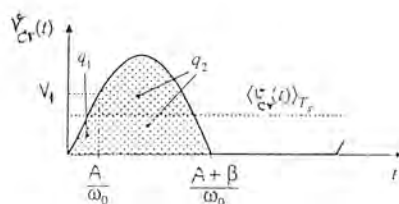
$$\omega_0 T_s = \frac{2\pi f_0}{f_s} = 2\pi F^{-1}$$

$$v_2(t) = V_1 - v_{Cr}(t); 0 < t < t_1$$

$$v_2(t) = 0; t_1 < t < t_2$$

$$v_2(t) = V_1; t_2 < t < t_3$$

$$\text{หาค่า } \langle v_{Cr} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_4} v_{Cr}(t) dt$$



รูปที่ 2.24 ลูกคลื่นของสัปดาห์รวมตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_0^{\frac{A}{\omega_0}} v_{Cr}(t) dt = \int \text{part1} = \frac{V_1 A}{2\omega_0} = \frac{V_1}{2} \left[\frac{V_1}{I_2 Z_r \omega_0} \right]$$

$$\begin{aligned} \int_{\frac{A}{\omega_0}}^{\frac{(A+B)}{\omega_0}} v_{Cr}(t) dt &= \int \text{part2} = \int_{\frac{A}{\omega_0}}^{\frac{(A+B)}{\omega_0}} V_1 + I_2 Z_r \sin(\omega_0 t - A) \\ &= \frac{V_1 B}{\omega_0} + \frac{I_2 Z_r}{\omega_0} \int_A^{(A+B)} \sin(\omega_0 t - A) d\omega_0 t \\ &= \frac{I_2 Z_r}{\omega_0} [-\cos(\omega_0 t - A)]_A^{(A+B)} \\ &= \frac{I_2 Z_r}{\omega_0} [-\cos B + 1] \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} v_{Cr}(t) dt = \frac{1}{T_s} \times \frac{V_1 B}{\omega_0} + \frac{I_2 Z_r}{\omega_0} [-\cos B + 1] + \frac{V_1^2}{2I_2 Z_r}$$

$$\left\langle B = \pi + \sin^{-1} \frac{V_1}{I_2 Z_r}; \cos B = -\sqrt{1 - \left(\frac{V_1}{I_2 Z_r} \right)^2} \right\rangle$$

$$\therefore \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} v_{Cr}(t) dt = \frac{1}{T_s \omega_0} \left[V_1 \left(\pi + \sin^{-1} \left(\frac{V_1}{I_2 Z_r} \right) \right) + \frac{V_1 I_2 Z_r}{V_1} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_1}{I_2 Z_r} \right)^2} \right) + \frac{V_1^2}{2I_2 Z_r} \right]$$

$$\text{ให้ } A_s = \frac{V_1}{I_2 Z_r}$$

$$\omega_0 T_s = 2\pi F^{-1}$$

$$\therefore \langle v_{Cr}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_1 F}{2\pi} \left[\left(\pi + \sin^{-1}(A_s) \right) + \frac{1}{A_s} \left(1 + \sqrt{1 - A_s^2} \right) + \frac{A_s}{2} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\langle v_{cr}(t) \rangle_{T_s}}{V_1} = \frac{F}{2\pi} \left[\frac{A_s}{2} + \pi + \sin^{-1} A_s + \frac{1 + \sqrt{1 - A_s^2}}{A_s} \right]$$

$$\therefore \mu = \frac{v_2}{v_1} \approx \frac{v_1 - v_{cr}}{v_1} = 1 - \frac{v_{cr}}{v_1}$$

$$\therefore \mu(t) = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\frac{A_s}{2} + \pi + \sin^{-1} A_s + \frac{1 + \sqrt{1 - A_s^2}}{A_s} \right] \dots (1)$$

$$\left\{ A_s = \frac{V_1}{I_2 Z_r}, \quad V_1 = V_g, \quad I_2 = I_o, \quad F = \frac{f_s}{f_o} \right\}$$

$$\therefore \mu(t) = K_v \hat{v}_1(t) + K_r \hat{i}_2(t) + K_c \hat{f}_s(t) \dots \mu(\hat{f}_s, \hat{v}_1, \hat{i}_2)$$

$$a = \frac{v_1}{i_2 Z_r}$$

$$(2) \dots K_v = \frac{\partial \mu}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial v_1} = \frac{\partial \mu}{\partial a} \frac{1}{I_2 Z_r}$$

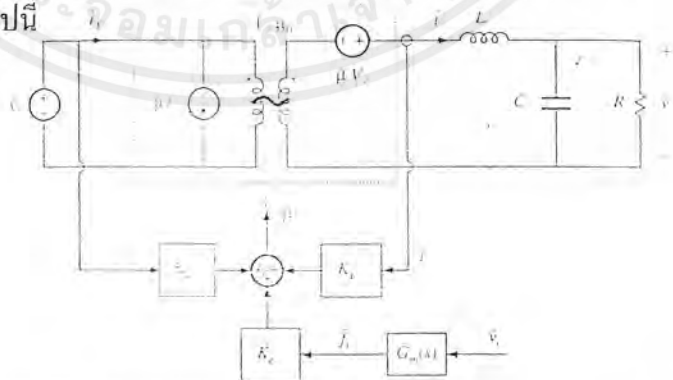
$$(3) \dots K_r = \frac{\partial \mu}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial i_2} = \frac{\partial \mu}{\partial a} \frac{-V_1}{Z_r I_2^2}$$

$$(4) \dots K_c = \frac{\partial \mu}{\partial F} = \frac{-1}{2\pi} \left[\frac{A_s}{2} + \pi + \sin^{-1} A_s + \frac{1 + \sqrt{1 - A_s^2}}{A_s} \right]$$

$$\text{from (1)} \rightarrow A_s \triangleright a, \quad 1 + \sqrt{1 - A_s^2} \triangleright p(a)$$

$$(5) \dots \frac{\partial \mu}{\partial a} = -\frac{F}{2\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{1 + \sqrt{1 - A_s^2}}{A_s^2} \right]$$

ดังนั้นจากสมการ(1) ถึง (5) เรานำมาสร้างแบบจำลองสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก (small signal ac model) ได้ดังรูปต่อไปนี้

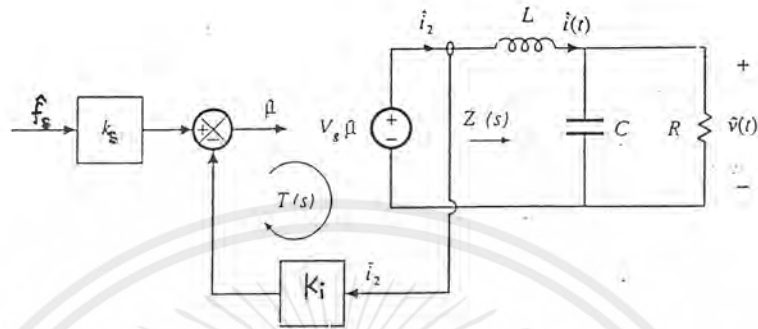


รูปที่ 2.25 รูปแบบจำลองทางสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็ก (small signal ac modelling) สำหรับ
วงจรแปลงผันแรงดันแบบซีโร โวลเตจ บัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแบบจำลอง หาค่าอัตราขยายวงรอบ(loop gain: T) ได้ดังนี้

กำหนด $\hat{v}_g = 0$



รูปที่ 2.26 แสดงการหาค่าอัตราขยายวงรอบ(loop gain)โดยกำหนด $\hat{v}_g = 0$

$$\hat{i}_2 = \frac{V_1 \hat{\mu}}{Z}$$

$$Z(s) = X_L + (R \parallel X_C) = \frac{R \left(LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1 \right)}{RCs + 1}$$

$$(a) \dots T = \frac{K_i \hat{i}_2}{\hat{\mu}} = \frac{K_i V_1}{Z(s)}$$

เมื่อสามารถหาค่าอัตราขยายวงรอบ เราก็สามารถหาคอนโทรลลูเอต์พุททรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้จาก

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}}{\hat{f}_s} = G_{vc\infty} \frac{T}{1+T}, \quad \hat{v}_g = 0$$

find $G_{vc\infty}$... by $T \approx \infty$, error signal = 0

$$\hat{f}_s K_C + \hat{i}_2 K_i = 0 \rightarrow \hat{i}_2 = -\frac{K_C}{K_i} \hat{f}_s$$

$$\hat{v} = \hat{i}_2 (R \parallel X_C)$$

$$(b) \dots G_{vc\infty} = \frac{\hat{v}}{\hat{f}_s} = -\frac{K_C}{K_i} \left(\frac{R}{RCs + 1} \right)$$

$$(c) \dots G_{vc}(s) = -\frac{K_C}{K_i} \left(\frac{R}{RCs + 1} \right) \left(\frac{T}{1+T} \right)$$

จากสมการ (a),(b),(c) เราจะนำไปวิเคราะห์หาเสถียรภาพและวงจรชดเชยต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบ

3.1 การออกแบบวงจรไฟฟ้ากำลัง(Power circuit)ของบัคคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์
คุณสมบัติที่ต้องการ(Design specification)

ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมด้านอินพุท (input voltage)	:	18 V
ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมด้านเอาต์พุท(output voltage)	:	5 V
การแกว่งของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมเอาต์พุท(output ripple)	:	1% $V_{in} = (1/100) \times 5$ = 50 mV
พิกัดของกระแสเอาต์พุท(O/P rated current)	:	1 A to 3 A
ประสิทธิภาพ (Efficientcy: η)	:	0.7
พิกัดค่าอัตราส่วนหน้าที่สูงสุด	:	0.4

3.1.1 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์

ให้ f_r (resonant frequency) = 90kHz หรือ $\omega_r = 565.49\text{krad/s}$

$$Z_r = (V_{in(max)} - V_{DS(min)}) / I_{0,min} = 17.945 \Omega$$

$$L_r = Z_r / \omega_r = 31.733 \mu\text{H}$$

$$C_r = 1 / (Z_r \omega_r) = 98.544 \text{ nF}$$

สัญลักษณ์	สูตรที่ใช้คำนวณ (จากทฤษฎี ZVS)	ค่าเมื่อ $I_0 = 1 \text{ A}$	ค่าเมื่อ $I_0 = 3 \text{ A}$
t_{01}	$C_r(V_{in} - I_0 R_{DS(on)}) / I_0$	1.768 μs	0.586 μs
t_{12}	$\pi / \omega_r + (1 / \omega_r) \arcsin[(V_{in} - I_0 R_{DS(on)}) / (I_0 Z_r)]$	8.333 μs	6.153 μs
t_{23}	$2L_r I_0 / (V_{in} - I_0 R_{DS(on)})$	3.537 μs	10.676 μs
t_{34}	$(V_0 + V_F) (t_{01} + t_{12} + t_{23}) / [(V_{in} - I_0 R_{DS(on)}) - (V_0 + V_F)]$	5.268 μs	6.784 μs
$T_{convmin}$		18.906 μs	24.199 μs
D	$T_{34} / (t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34})$	0.279	0.280
$F_{convmax}$	$1 / (T_{conv})$	52.9kHz	41.36kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะประมาณให้วงจรทำงานในย่านความถี่ประมาณ 30kHz - 50kHz

3.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต

จากวงจรจะสามารถหาค่าความสัมพันธ์ต่างๆ ได้ดังนี้

- พิกัดของกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต(P_o) = $3 \times 5 = 15 \text{ W}$
- พิกัดของกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต(P_{in}) = $15/0.7 = 21.43 \text{ W}$
- กระแสอินพุต(I) = $P_{in}/V_{in} = 21.43/18 = 1.19 \text{ A}$
- ค่าอัตราส่วนหน้าที่ = $D = V_o/V_{in} = 5/18 = 0.2777$
- กระแสอินพุตสูงสุด(I_{pk}) = $P_o/(\eta DV_{in}) = 15/(0.7 \times 0.4 \times 18) = 2.967 \text{ A}$

3.1.1.1 หาค่า L_o

หาจากสูตร

$$L di/dt = V_L$$

เราจะสามารถหาค่าของ $L_{o,min}$ ได้โดยกำหนดให้มีค่า ตามพิกัดที่ต้องการ ซึ่งโดยปกติจะสมมติให้มีค่า Δi_L เป็น 10% ของ I_o

จากที่กล่าวมาข้างต้นเราจะสามารถคำนวณหาค่า $L_{o,min}$ ที่เป็นพิกัดต่ำที่สุดที่เราจะสามารถทำให้วงจรสามารถทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องได้ โดยเราเลือกค่าความถี่ต่ำ = 30kHz มาใช้ในการคำนวณ เนื่องจากจะสามารถได้ค่า L_o ครอบคลุมในการทำงานที่ความถี่สูงกว่านี้ด้วย

$$\text{กำหนดให้ค่า } \Delta i_L = 0.5 \text{ A}$$

$$D = 0.277$$

ช่วงสถานะเปิดของสวิตช์

$$L di/dt = \Delta V = V_{in} - V_o$$

$$\Delta i_{L,on} = [(V_{in} - V_o)/L] \times DT$$

$$L_o = [(18-5) \times 0.277] / [0.5 \times 30k]$$

$$= 240 \mu\text{H}$$

$$\Delta i_{L,off} = [V_o(1-D)T]/L$$

$$L_o = [5(1-0.277)] / [0.5 \times 30k]$$

$$= 241 \mu\text{H}$$

หรือจะคิดจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 i_{L,\min} &= I_0 - (\Delta i_L / 2) \\
 &= I_{0,\min} - (V_0(1-D)/2L) \\
 L_{0,\min} &= [V_0(1-D)] / [2(I_{0,\min} - i_{L,\min})f] \\
 &= 5(1 - 0.277) / (2 \times 0.25 \times 30k) \\
 &= 241 \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

3.1.1.2 หาค่า C_0

เราสามารถหาค่า $C_{0,\min}$ ได้จากความสัมพันธ์

$$Q = CV$$

ซึ่งค่า Q จะมีความสัมพันธ์กับ Δi_L โดยจะแปรผันตรงกับค่าของ Δi_L ดังนั้นเราจะสามารถหาค่า $C_{0,\min}$ ที่มีค่าต่ำสุดซึ่งสามารถทำให้วงจรทำงานแล้วมีค่าการแกว่งของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมเอาต์พุทไม่เกินค่าพิกัดที่กำหนดไว้

$$\begin{aligned}
 \Delta V_0 &= 50mVC_{0,\min} \\
 C_0 \Delta V_0 &= idt = \Delta Q \\
 &= (1/2) \times (\Delta i_L / 2) \times (T/2) \\
 &= \Delta i_L / 8f \\
 C_0 &= \Delta i_L / 8f \Delta V_0 \\
 &= [V_0(1-D)T / L] / [8f \Delta V_0] \\
 &= (1 - D)V_0 / [8f^2 L \Delta V_0]
 \end{aligned}$$

เลือกค่า $C_{0,\min}$ จาก f_{\min}

$$\begin{aligned}
 C_{0,\min} &= [5(1-0.277)] / (8 \times 241 \mu \times (30k)^2 \times 0.05) \\
 &= 41.67 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

แต่ในความเป็นจริงนั้นค่า C จะมีค่าความต้านทานแฝง(ESR)อยู่ด้วย ทำให้เมื่อเวลานำค่าที่คำนวณไปใช้งานนั้นจะต้องใช้ค่า C ที่มีค่ามากกว่าเดิมมากๆ โดยคิดเผื่อค่าความต้านทานแฝงนี้ด้วย คือ

$$ESR = (80 \times 10^{-6}) / C \quad \Omega$$

$$\Delta V_{ESR} = \Delta i_L \times ESR$$

$$\Delta V_{C,\text{total}} = \Delta V_{ESR} + \Delta V_C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้จะเลือกค่า $C_0 = 900 \mu\text{F}$

$$\begin{aligned} \text{ESR} &= (80 \times 10^{-6}) / (900 \mu) \Omega \\ &= 0.089 \Omega \end{aligned}$$

$$\Delta V_{C,\text{total}} = 0.0445 + 2.0604 \mu$$

เห็นได้ว่าเราได้ค่า $\Delta V_{C,\text{total}}$ มีค่าน้อยกว่า ΔV_0 ที่กำหนด จึงสามารถนำค่านี้ไปใช้ได้

3.2 การออกแบบการพันตัวเหนี่ยวนำ

3.2.1 เลือกชนิดของแกนที่จะนำมาพันโดยพิจารณาคุณสมบัติของเนื้อสารนั้นว่าเหมาะสมกับความถี่ที่เราใช้งานหรือไม่

ในโครงการนี้เราจะพิจารณาเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite) เพราะแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่า μ มากทำให้สามารถนำมาใช้งานที่ความถี่สูงได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัว (saturated) และนอกจากนี้ถ้าเราพิจารณาจาก Hysteresis curve จะเห็นว่าแกนเฟอร์ไรต์มีช่วง Hysteresis curve ที่แคบ ทำให้การสูญเสียกำลังงานไฟฟ้ามีค่าต่ำอีกด้วย

3.2.2 เลือกค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด (peak flux density: B_{max}) ที่จะใช้

โดยปกติในการออกแบบแนะนำให้ใช้ค่า $B_{\text{max}} \approx (B_{\text{sat}} / 2)$ tesla สำหรับในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode)

3.2.3 เลือกขนาดของแกนที่จะใช้

มีหลักการในการเลือก คือ

- แกนจะต้องรับค่ากำลังงานสูงสุดได้ใน (gap) ขนาดแคบ โดยแกนต้องไม่อิ่มตัวด้วย
- ค่ากำลังงานสูญเสียในแกน (core loss) ที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น ต้องสามารถยอมรับได้
- แกนจะต้องสามารถบรรจุจำนวนรอบของขดลวดได้ และมีค่ากำลังงานสูญเสียจากการพันเป็นที่ยอมรับได้

สูตรการคำนวณแบบประมาณค่าซึ่งถูกจำกัดโดยการอิ่มตัว

$$A_p = \left(\frac{LI_{pk} I_{FL} \times 10^4}{450 k B_{\text{max}}} \right)^{1.142} \text{ cm}^4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$A_p = \text{area product}$$

$$I_{FL} = I_{rms} \text{ at full load}$$

$$A_c = \text{magnetic cross section}$$

$$A_w = \text{window area}$$

เมื่อได้ค่า A_p ออกมาแล้ว ทำการเปิดรายละเอียดสินค้าของแกนเฟอร์ไรต์ที่หาได้ โดย

$$A_p \text{ ที่เลือก} = 2.5 A_p \text{ ที่คำนวณได้}$$

จากข้างต้นเราจะสามารถรู้ค่าของ A_w และ A_c ได้

3.2.4 หาจำนวนรอบของขดลวดที่นำมาพัน จาก

$$N_{min} = \frac{LI_{pk} \times 10^4}{B_{max} A_c}$$

ค่ากำลังงานสูญเสียในแกนสามารถหาได้จากการแทนจำนวนรอบลงไปเพื่อหา ΔB_{max} แล้วนำไปเปรียบเทียบกับตารางของผู้ผลิต

3.2.5 คำนวณหาค่าช่องว่าง (gap: l_g)

$$l_g = \mu_0 \mu_r L N^2 A_c \times 10^{-2}$$

3.3 ออกแบบการพัน L_o และ L_r

3.3.1 การออกแบบการพัน $L_o = 241 \mu H$

คอนเวอร์เตอร์แบบบัก มีค่า $k = 0.7$

เนื้อสารของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้มีค่า $B_{sat} = 0.48 \text{ tesla}$

ค่า B_{max} ที่นำมาใช้ในการคำนวณ $= 0.48/2 = 0.24 \text{ tesla}$

$$I_{pk} = I_0 + (\Delta I_0 / 2)$$

$$= 3 + (0.5/2)$$

$$= 3.25 \text{ A}$$

$$I_{FL} = I_0 + 2\Delta I_0 \sqrt{3}$$

$$= 3 + 0.5 \times 2 \sqrt{3}$$

$$= 3.144 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 A_p &= \left(\frac{LI_{pk} I_{Fl} \times 10^4}{450 k B_{\max}} \right)^{1.142} \text{ cm}^4 \\
 &= \left(\frac{241 \times 10^{-6} \times 3.25 \times 3.144 \times 10^4}{450 \times 0.7 \times 0.25} \right)^{1.142} \text{ cm}^4 \\
 &= 2777 \text{ mm}^4
 \end{aligned}$$

เลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มี $A_p = 2777 \times 2.5 = 6942.5 \text{ mm}^4$

เปิดตารางรายละเอียดของสินค้าจะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EI - 40 ที่มีค่าต่างๆ คือ

$$A_p = 23915.43 \text{ mm}^4$$

$$A_w = 161.7 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 147.9 \text{ mm}^2$$

$$V_c = 11380 \text{ mm}^3$$

หาค่าของจำนวนรอบที่ต้องพันลวดจาก

$$\begin{aligned}
 N_{\min} &= \frac{LI_{pk} \times 10^4}{A_c B_{\max}} \\
 N_{\min} &= \frac{241 \times 10^{-6} \times 10^4 \times 3.25}{0.24 \times 147.9 \times 10^{-2}} \\
 &= 22 \text{ turns}
 \end{aligned}$$

หาค่าขนาดของลวดที่นำมาพันแกนเฟอร์ไรต์จากการหาค่าความลึกที่สุดที่กระแสสามารถผ่านได้ (skin depth: S) และทำให้กระแสไหลผ่านลวดตลอดทั้งเส้น (ถ้ากระแสไม่ไหลผ่านลวดตลอดทั้งเส้น แต่ไหลผ่านเฉพาะแค่ขอบจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้า: skin effect)

เราจะใช้ค่า f ค่ามากในการคิดเพื่อจะให้เราสามารถเลือกค่า S ที่ไม่ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าที่ความถี่ทุกความถี่ที่เราใช้งาน ∴ เราใช้ความถี่ 50 kHz ในการคิด

$$S = \frac{2837}{1000 \sqrt{f}} \text{ inchs}$$

$$S = \frac{2837}{1000 \sqrt{50k}} \text{ inchs}$$

$$S = 0.0127 \text{ inchs}$$

เราเลือกค่าของลวดที่นำมาพันมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน 2S คือ $2 \times 0.0127 = 0.0254 \text{ inchs}$

เปิดตารางหาค่าของลวดจะได้ขนาดของลวดที่ใหญ่ที่สุดที่ไม่ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน คือ ขนาด AWG22 ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลาง = 0.025 inchs สามารถนำกระแสได้ 1.6A/400 เซอร์คูลามิต

เราจะเลือกใช้ลวด AWG22 พันขนานกัน 2 เส้นเพื่อให้รับกระแสได้ประมาณ 3.2 A

3.3.2 การออกแบบการพัน $L_r = 31.733 \mu\text{H}$

คอนเวอร์เตอร์แบบบัค มีค่า $k = 0.7$

เนื้อสารของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้มีค่า $B_{\text{sat}} = 0.48 \text{ tesla}$

ค่า B_{max} ที่นำมาใช้ในการคำนวณ $= 0.48/2 = 0.24 \text{ tesla}$

$$I_{pk} = I_0 + (\Delta I_0 / 2)$$

$$= 3 + (0.5/2)$$

$$= 3.25 \text{ A}$$

$$I_{FL} = I_0 D^{0.5}$$

$$= 3 \times 0.277^{0.5}$$

$$= 1.579 \text{ A}$$

$$A_p = \left(\frac{L I_{pk} I_{FL} \times 10^4}{450 k B_{\text{max}}} \right)^{1.142} \text{ cm}^4$$

$$= \left(\frac{31.733 \times 10^{-6} \times 3.25 \times 1.579 \times 10^4}{450 \times 0.7 \times 0.25} \right)^{1.142} \text{ cm}^4$$

$$= 119.214 \text{ mm}^4$$

เลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มี $A_p = 119.214 \times 2.5 = 298.035 \text{ mm}^4$

เปิดตารางรายละเอียดของสินค้าจะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EI - 25 ที่มีค่าต่างๆ คือ

$$A_p = 3456.18 \text{ mm}^4$$

$$A_w = 42.2 \text{ mm}^2$$

$$A_c = 81.9 \text{ mm}^2$$

หาค่าของจำนวนรอบที่ต้องพันลวดจาก

$$N_{\text{min}} = \frac{L I_{pk} \times 10^4}{A_c B_{\text{max}}}$$

$$N_{\text{min}} = \frac{31.733 \times 10^{-6} \times 10^4 \times 3.25}{0.24 \times 81.9 \times 10^{-2}}$$

$$= 6 \text{ turns}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าขนาดของลวดที่นำมาพันแกนเฟอร์ไรต์จากการหาค่าความลึกที่สุดที่กระแสสามารถผ่านได้ (skin depth: S) และทำให้กระแสไหลผ่านลวดตลอดทั้งเส้น (ถ้ากระแสไม่ไหลผ่านลวดตลอดทั้งเส้น แต่ไหลผ่านเฉพาะแคชอบจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้า: skin effect)

เราจะใช้ค่า f ค่ามากในการคิดเพื่อจะให้สามารถเลือกค่า S ที่ไม่ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าที่ความถี่ทุกความถี่ที่เราใช้งาน \therefore เราใช้ความถี่ 50 kHz ในการคิด

$$S = \frac{2837}{1000\sqrt{f}} \text{ inchs}$$

$$S = \frac{2837}{1000\sqrt{50k}} \text{ inchs}$$

$$S = 0.0127 \text{ inchs}$$

เราเลือกค่าของลวดที่นำมาพันมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน 2S คือ $2 \times 0.0127 = 0.0254$ inchs เปิดตารางหาค่าของลวดจะได้ขนาดของลวดที่ใหญ่ที่สุดที่ไม่ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน คือ ขนาด AWG22 ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลาง = 0.025 inchs สามารถนำกระแสได้ 1.6A/400 เซอร์คูลามิล

เราจะเลือกใช้ลวด AWG22 พันขนานกัน 2 เส้นเพื่อให้รับกระแสได้ประมาณ 3.2 A

3.4 การออกแบบหม้อแปลงกระแส หม้อแปลงสัญญาณพัลส์ และการทดสอบการเกิดการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลง

3.4.1 การออกแบบหม้อแปลงกระแส (Current Transformer)

ในโครงการนี้หม้อแปลงกระแสถูกนำมาใช้เพื่อทำการตรวจจับกระแสที่สวิตช์เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมโดยโหมดควบคุมด้วยกระแสในวงจรควบคุมวงจรปิดของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีการออกแบบคร่าวๆ ดังนี้

$$V = N \frac{d\phi}{dt}$$

$$V = N \frac{dB_{\max} A}{dt}$$

เมื่อ	V	คือ	ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมด้านอินพุทของหม้อแปลง(V)
	Bmax	คือ	สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสูงสุด (tesla)
	A	คือ	พื้นที่หน้าตัดของแกนที่ใช้ (mm ²)
	dt	คือ	เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้ให้มีค่า = DT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 การออกแบบหม้อแปลงสัญญาณพัลส์ (Pulse Transformer)

ในโครงการนี้หม้อแปลงสัญญาณพัลส์จะถูกนำมาใช้ในการส่งผ่านสัญญาณพัลส์เนื่องมาจากสัญญาณที่ออกจากชิปที่ผลิตสัญญาณจะมีค่าเทียบกับกราวน์ แต่เราจะนำสัญญาณมาใช้ป้อนให้กับสวิทช์ในวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบบuckซึ่งมีค่าของสัญญาณไม่เทียบกราวน์เดียวกับสัญญาณที่ออกจากชิปทำให้เราต้องใช้หม้อแปลงสัญญาณพัลส์มาใช้ในการแยกกราวน์ ซึ่งจะมีการออกแบบคร่าวๆ ดังนี้

$$V = N \frac{d\phi}{dt}$$

$$V = N \frac{dB_{\max} A}{dt}$$

- เมื่อ V คือ ศักย์ไฟฟ้าตกคร่อมด้านอินพุทของหม้อแปลง(V)
 Bmax คือ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสูงสุด (tesla)
 A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนที่ใช้ (mm²)
 dt คือ เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้ให้มีค่า = DT

3.4.3 การทดสอบการเกิดการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลง

- ลัดด้านทุติยภูมิ แล้ววัดค่า L ที่ส่งทางด้านปฐมภูมิ : $L_{pri,s}$
- หาเปอร์เซ็นต์การรั่วไหลของฟลักซ์แม่เหล็กจาก

$$\frac{L_{pri,s}}{L_{pri}} \times 100 \%$$

ไม่ควรจะมีค่าเกิน 1%

- ทดสอบว่าเกิดการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงหรือไม่จาก

$$\frac{N_s}{N_{pri}} = \sqrt{\frac{L_s}{L_{pri}}}$$

แทนค่าต่างๆ ที่วัดได้ลงในสมการข้างบน ถ้าสมการเป็นจริงจะไม่เกิดการลัดวงจรระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

3.5 การออกแบบส่วนสวิทช์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้เราเลือกใช้มอสเฟตกำลังมาทำหน้าที่เป็นสวิตช์ เนื่องจาก

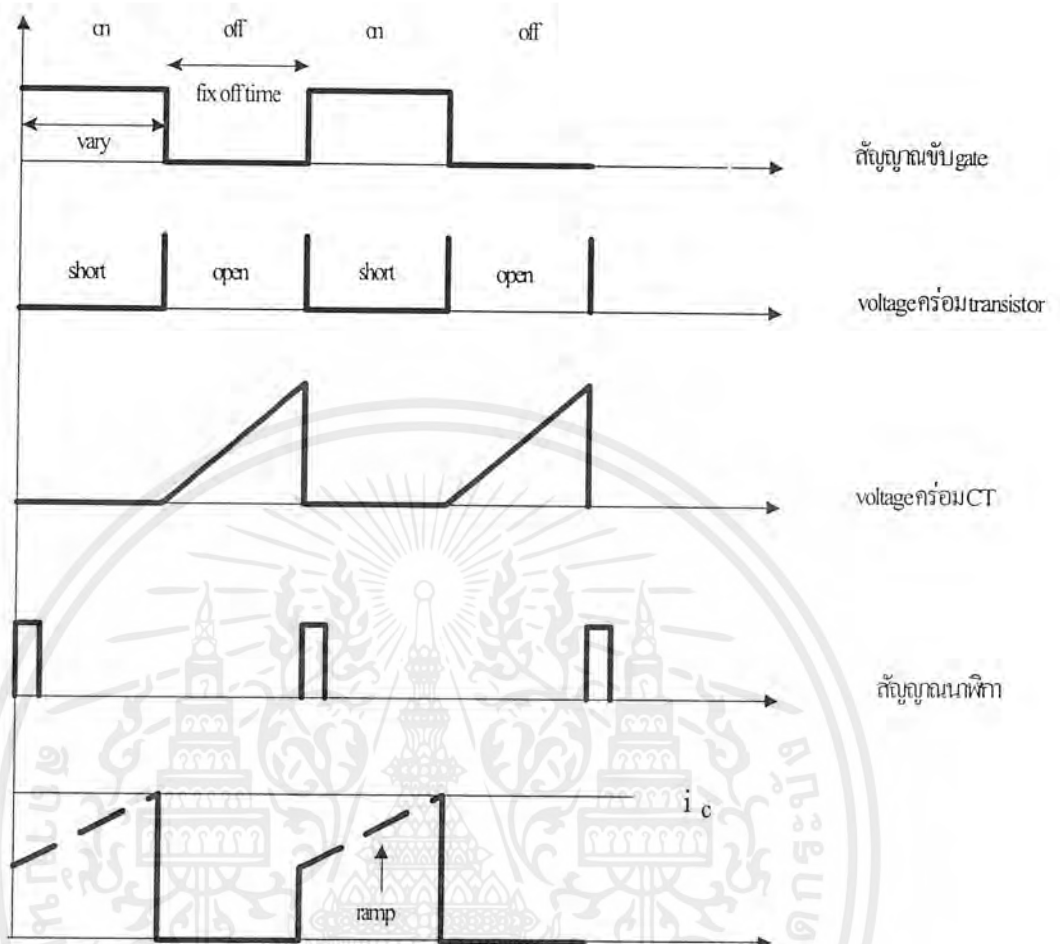
- 3.5.1 มอสเฟตกำลังสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง
- 3.5.2 กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังต่ำ เนื่องจากใช้เวลาในการเปลี่ยนแปลงสถานะสั้น
- 3.5.3 วงจรขับมอสเฟตกำลังจะสามารถควบคุมได้ง่าย เนื่องจากควบคุมจากค่าศักดาไฟฟ้าที่มีกระแสค่าน้อย จึงอาจสามารถใช้ชิปขยายได้โดยตรง

3.6 การออกแบบวงจรควบคุม

ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์เสมือน(Quasi resonant converter) ที่ควบคุมโดยวิธี Zero-voltage switching นี้ จะแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปที่ออกแบบให้สวิตช์มีค่าความถี่ที่ทุกภาวะ โดยการควบคุมวิธีนี้เมื่อภาวะเกิดการเปลี่ยนแปลงจะมีความถี่เปลี่ยนแปลงด้วย

จากหลักการข้างต้นเราจึงเลือกใช้ชิปสร้างพัลส์ควบคุมสวิตช์เบอร์ UC2825J หรือ UC3825 ซึ่งเป็นชิปที่สามารถควบคุมได้ทั้งในโหมดควบคุมโดยศักดาไฟฟ้าและโหมดควบคุมโดยกระแสไฟฟ้า แต่ในโครงงานนี้เราเลือกใช้การควบคุมในโหมดการควบคุมโดยกระแสไฟฟ้ามาดัดแปลง โดยอาศัยประโยชน์จากการควบคุมในโหมดนี้ที่ส่วนออสซิลเลเตอร์ ซึ่งกำหนดความถี่ที่จะบ่อนเข้าวงจรแลตซ์เป็นการสร้างสัญญาณความถี่ที่เป็นอิสระกับการกำหนดค่าอัตราส่วนหน้าที่ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

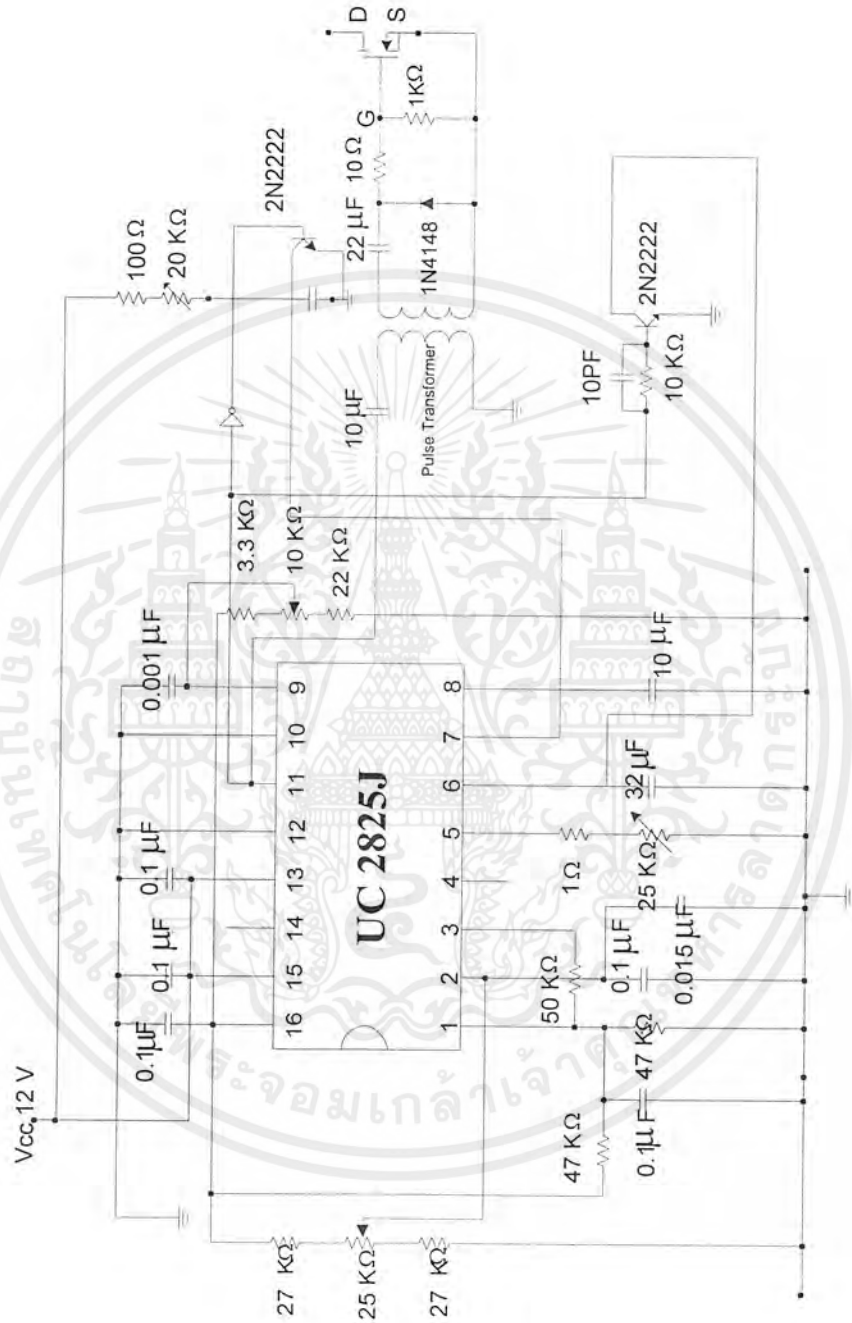
จากรูปของวงจรควบคุมในโหมดที่ควบคุมโดยกระแสและรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าค่าของสัญญาณควบคุมสวิตช์จะเริ่มเป็น 1 ทุกครั้งเมื่อวงจรแลตซ์มีค่า $S=1$ และค่าของสัญญาณควบคุมสวิตช์จะมีค่าเป็น 0 โดยไม่ขึ้นอยู่กับค่าสัญญาณลาดเอียงจากออสซิลเลเตอร์ แต่ขึ้นกับการตัดกันของสัญญาณจากขา Ramp (ขา 7) โดยความถี่เกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของ C_T ดังนั้น จากหลักการที่ว่า การสร้างความเป็นอิสระต่อการกำหนดค่าอัตราส่วนหน้าที่ เราจึงนำมาดัดแปลงให้สามารถทำงานโดยเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ โดยการนำทรานซิสเตอร์มาต่อขนานกับ C_T และขับทรานซิสเตอร์นี้ด้วยสัญญาณเอาท์พุทของชิปที่ควบคุมสวิตช์เดียวกัน ทำให้เราสามารถสร้างค่าเวลาช่วงสถานะปิดของสวิตช์นี้ให้คงตัวได้



รูปที่ 3.1 แสดงการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์โดยวิธีการคงค่าช่วงเวลาในสถานะปิด

3.7 การออกแบบระบบวงปิดของคอนเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้เราทำการออกแบบระบบวงปิดโดยอาศัยหลักการของวิธีการเฉลี่ยของสวิตช์ (Switch averaged Method) ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งในที่นี้เราจะนำสมการที่ตั้งเคราะห์ได้ มาหาค่าที่ต้องการเลยสร้างค่าเวลาช่วงสถานะปิดของสวิตช์นี้ให้คงตัวได้



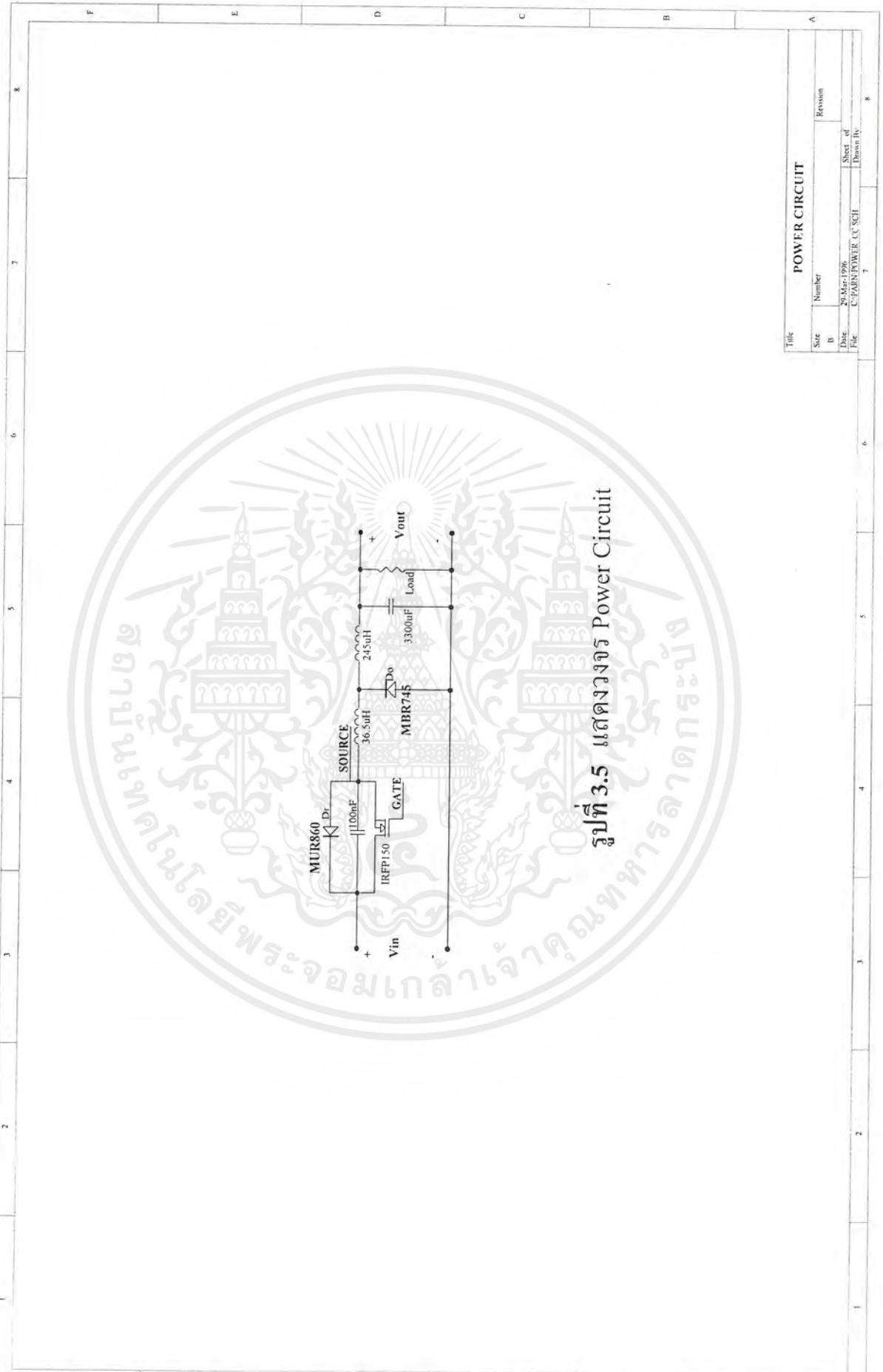
รูปที่ 3.2 รูปวงจรรวมของการต่อแบบ open loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรของ Pulse Transformer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร Power Circuit

Title		POWER CIRCUIT	
Size	Number	Revision	
B			
Date	29-Mar-1996	Sheet of	
File	C:\PAIN\POWER_CU\SCH	Drawn by	
	7	8	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากที่ได้ทำการออกแบบมาในบทที่ 3 เรานำค่าของอุปกรณ์ที่ได้มาใช้ในวงจรการทดลอง เพื่อทดสอบเสถียรภาพการทำงานของระบบที่ทุกๆสภาวะการทำงานของระบบตามคุณสมบัติของวงจรที่กำหนด ว่าสามารถทำงานอย่างมีเสถียรภาพหรือไม่ โดยมีรายละเอียดในการทดลองดังนี้

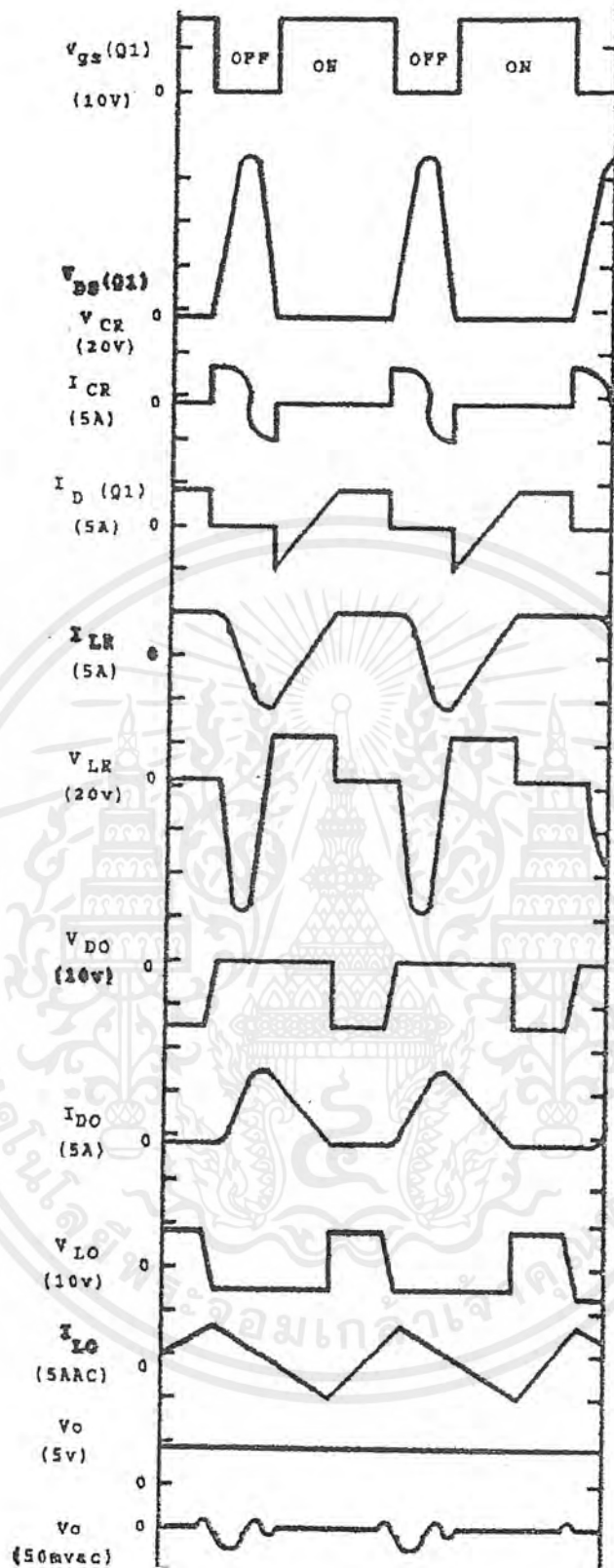
4.1 การทดลองที่ใช้กับระค่าค่าเดียว [ทดลองแบบวงเปิด (open loop)] และผลการทดลอง

จากการทดลองนี้ เราทำการทดลองแบบวงเปิดโดยการปรับอัตราส่วนหน้าที่เพื่อดูผลการทำงานในสภาวะต่างๆของระบบ ภายใต้ภาระสูงสุด ($I_0 = 3A$) เราจะได้ว่าวงจรนี้ทำงานที่ อัตราส่วนหน้าที่เท่ากับ 0.64 วงจรแปลงผันสามารถทำงานที่สภาวะสูงสุดได้ และทำการเก็บค่าสภาวะการทำงานที่สำคัญดังต่อไปนี้

- 4.1.1 ค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่ตกคร่อมสวิตซ์หรือค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{DS})
- 4.1.2 กระแสไฟฟ้ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (i_{Cr})
- 4.1.3 กระแสไฟฟ้ที่ไหลผ่านไดโอดที่ต่อคร่อมสวิตซ์ (i_D)
- 4.1.4 กระแสไฟฟ้ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr})
- 4.1.6 ค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (v_{Lr})
- 4.1.5 ค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุท (v_{Lo})
- 4.1.7 ค่ากระแสไฟฟ้ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุท (i_{Lo})
- 4.1.8 ค่ากระแสไฟฟ้ที่ไหลผ่านฟรี้วิลลิ่งไดโอด (i_{DF})
- 4.1.9 ค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุท (v_o)
- 4.1.10 ค่าสัปดาห์ไฟฟ้ที่สามารถตรวจจับได้จากทางด้านทุติยภูมิในวงจรของการทำงานของหม้อแปลงกระแส (V_{sense})
- 4.1.11 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตซ์ (v_{CS})

โดยผลการทดลองที่ได้เปรียบเทียบกับรูปภาพที่ควรได้ตามทฤษฎีสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

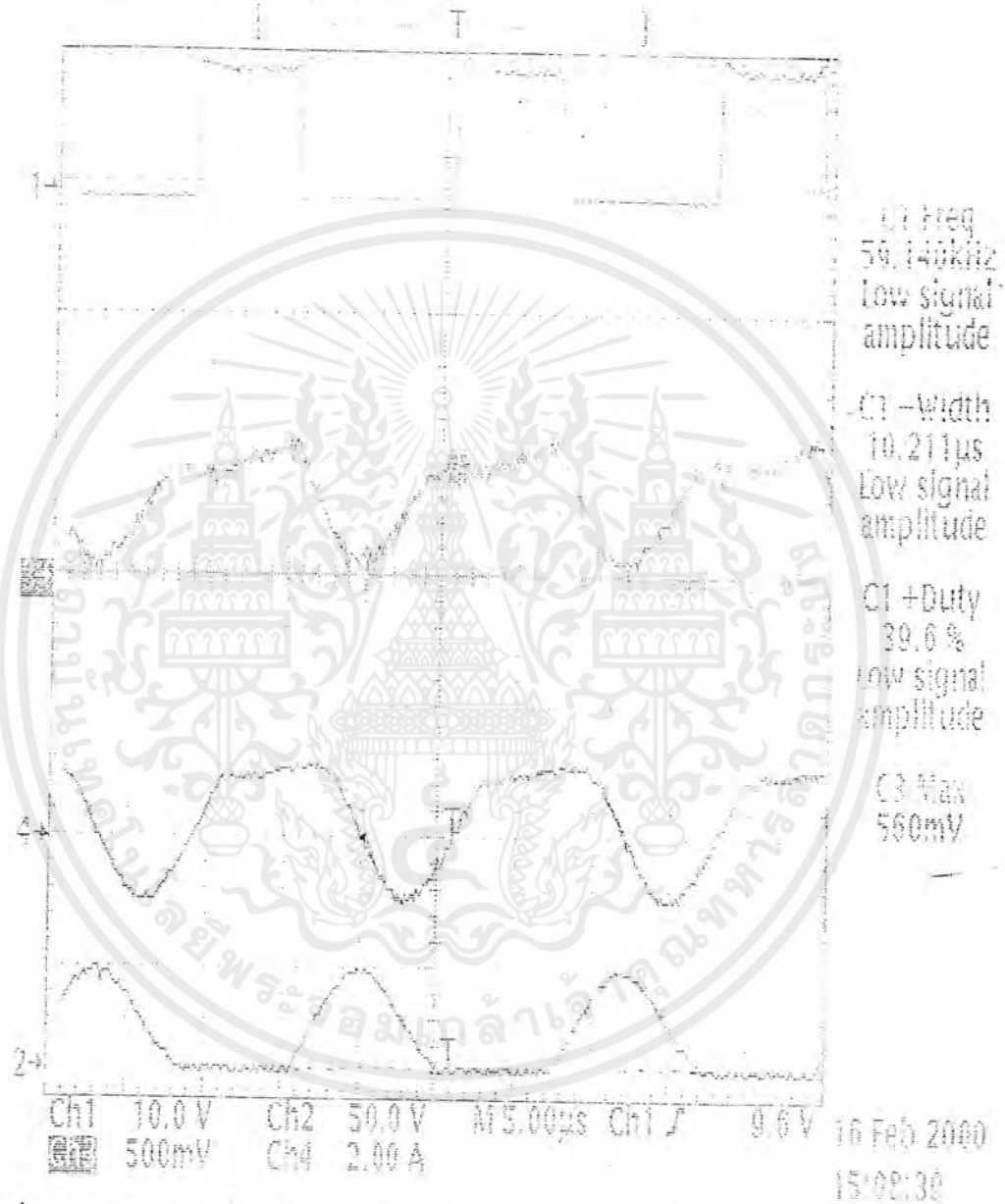


รูปที่ 4.1 แสดงค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในส่วนต่าง ๆ ของวงจรและศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมส่วนต่าง ๆ ของวงจรตามทฤษฎี (ที่มา : Application Note ของ Unitrode ลำดับที่ U-138 เรื่อง Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion หน้า 3-340)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงความสัมพันธ์ของค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในส่วนต่าง ๆ ของวงจรและศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมส่วนต่าง ๆ ของวงจรจากการทดลองขณะค่ากระแสมีค่าเป็น 1 A สามารถแสดงได้ดังนี้

Tek Run: 10.0MS/s Sample



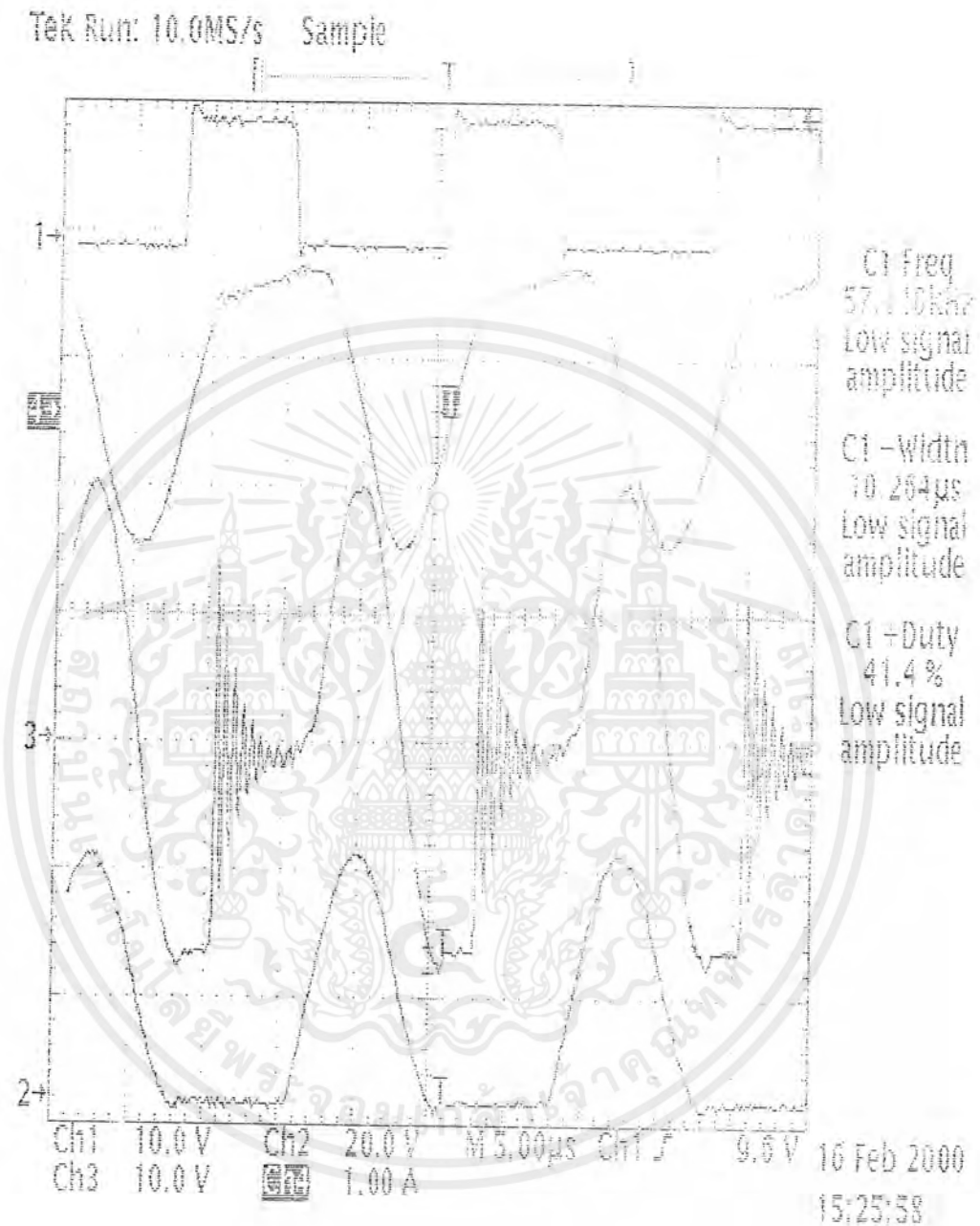
รูปที่ 4.2 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{Cr})

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่สามารถตรวจจับได้จากทางด้านทุติยภูมิในวงจรของการทำงานของหม้อแปลงกระแส (v_{sense})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



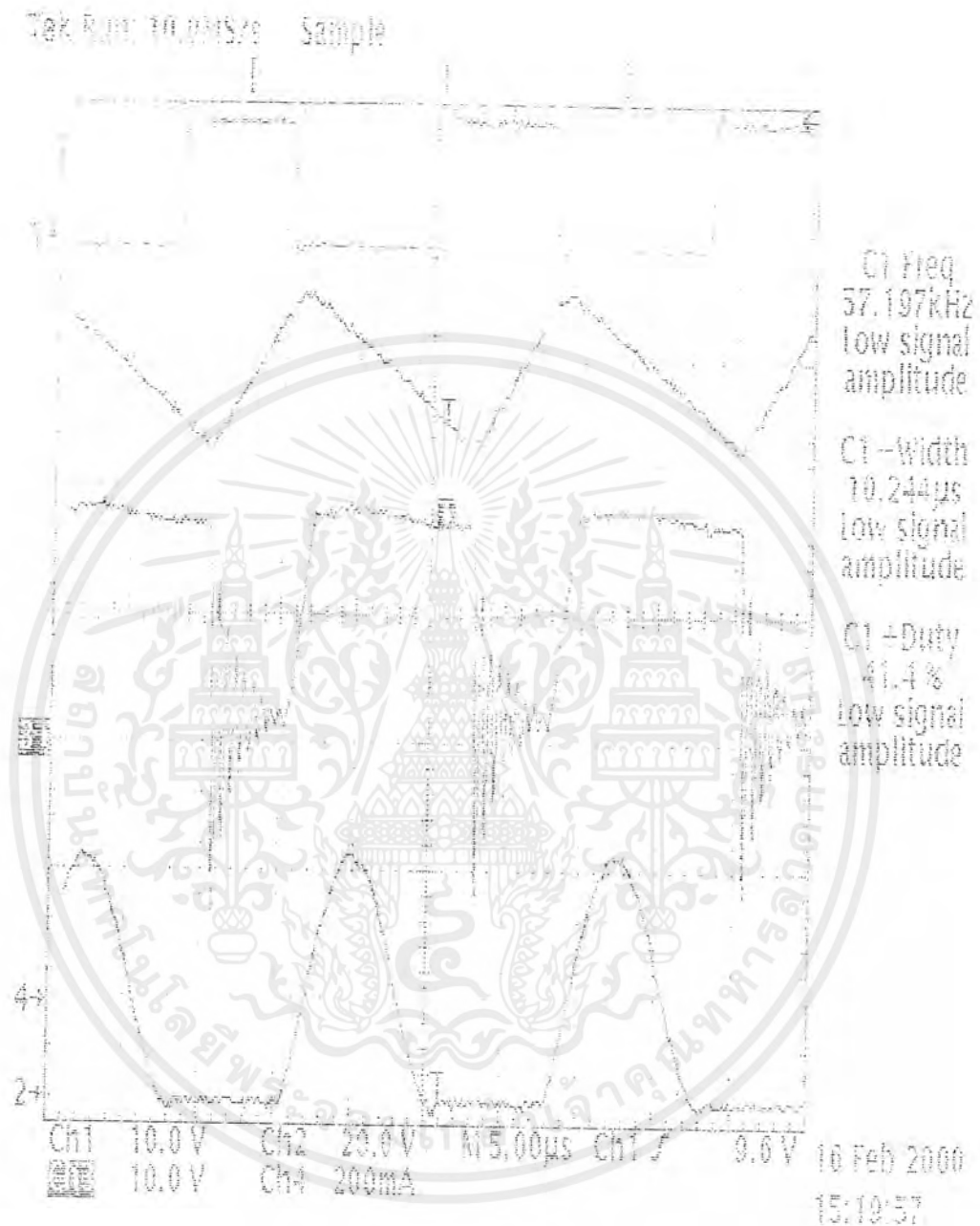
รูปที่ 4.3 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{Cr})

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (v_{Lr})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (v_{L_o})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (i_{L_o})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุโรโซแนนท์ (v_{Cr})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านฟริวีลิ่งไดโอด (i_{DF})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 10.0MS/s Sample

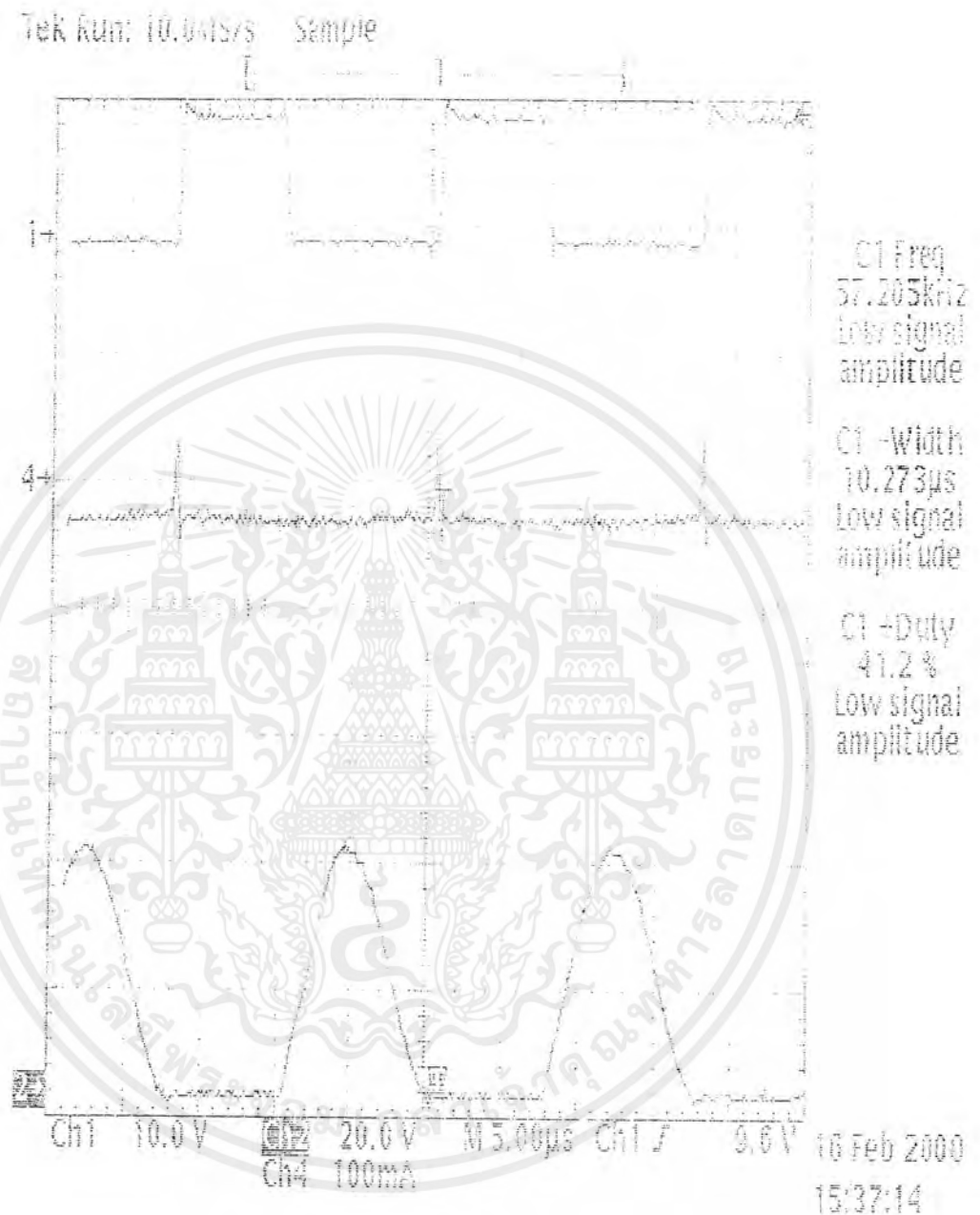


รูปที่ 4.6 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (i_C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})
 ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)
 ช่องสัญญาณที่ 4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดที่ต่อคร่อมสวิตช์ (i_D)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงความสัมพันธ์ของค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในส่วนต่าง ๆ ของวงจรและศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมส่วนต่าง ๆ ของวงจรจากการทดลองขณะค่าภาระมีค่าเป็น 3 A สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.8 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตซ์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่สามารถตรวจจับได้จากทางด้านทุติยภูมิในวงจรของการทำงานของหม้อแปลงกระแส (v_{sense})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 10.0MS/s Sample



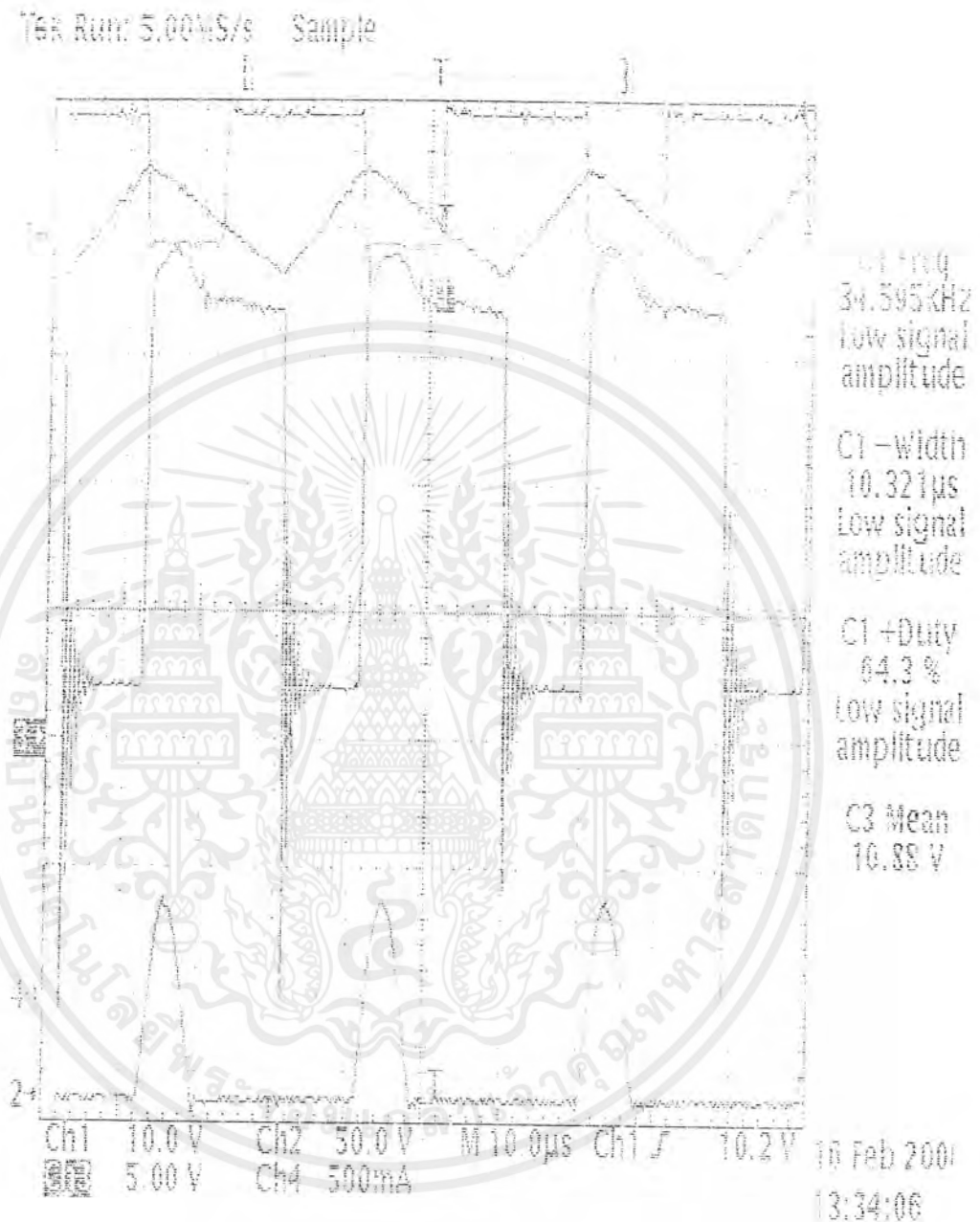
รูปที่ 4.9 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{Cr})

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (v_{Lr})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



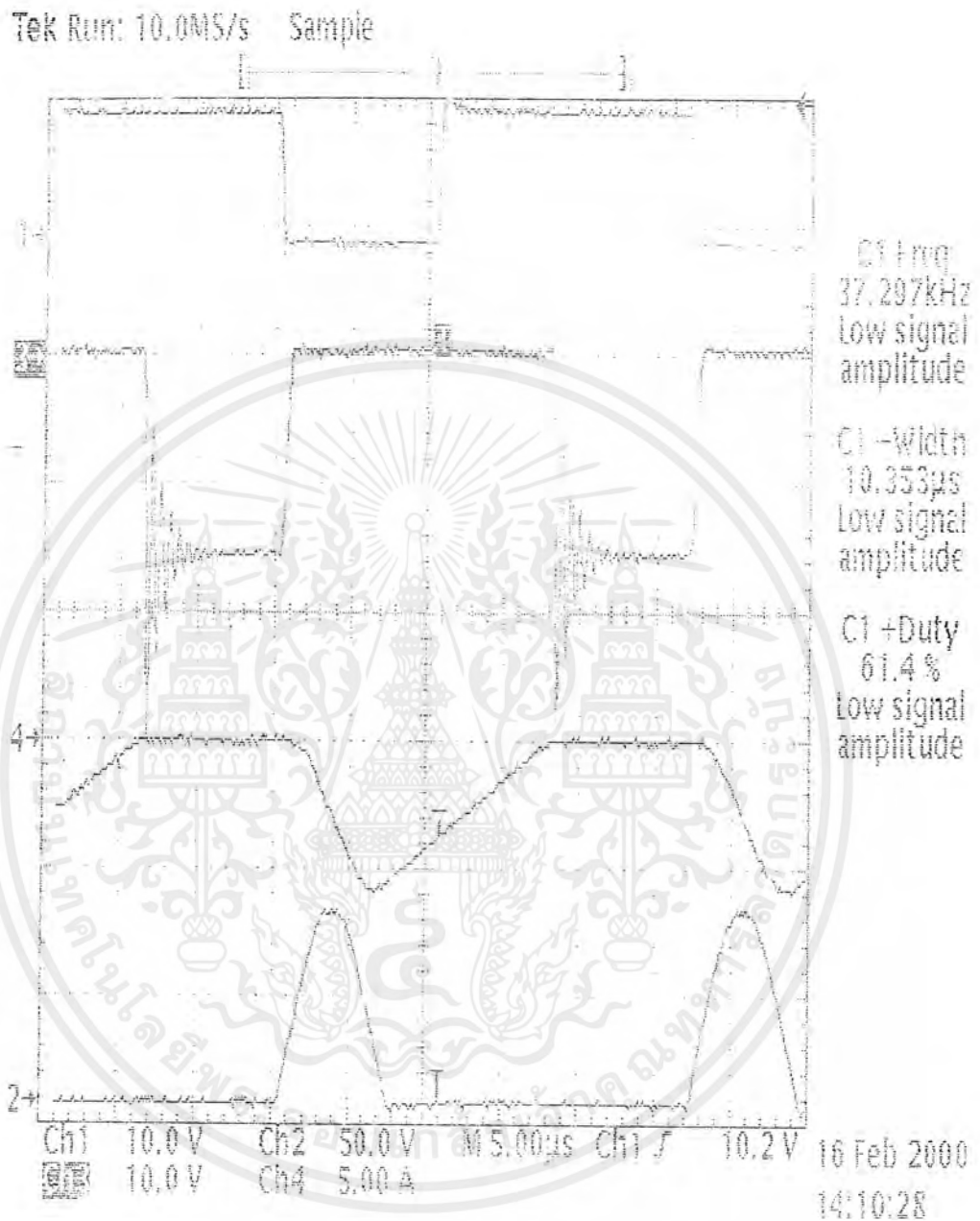
รูปที่ 4.10 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 3 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (v_{L_o})

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (i_{L_o})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



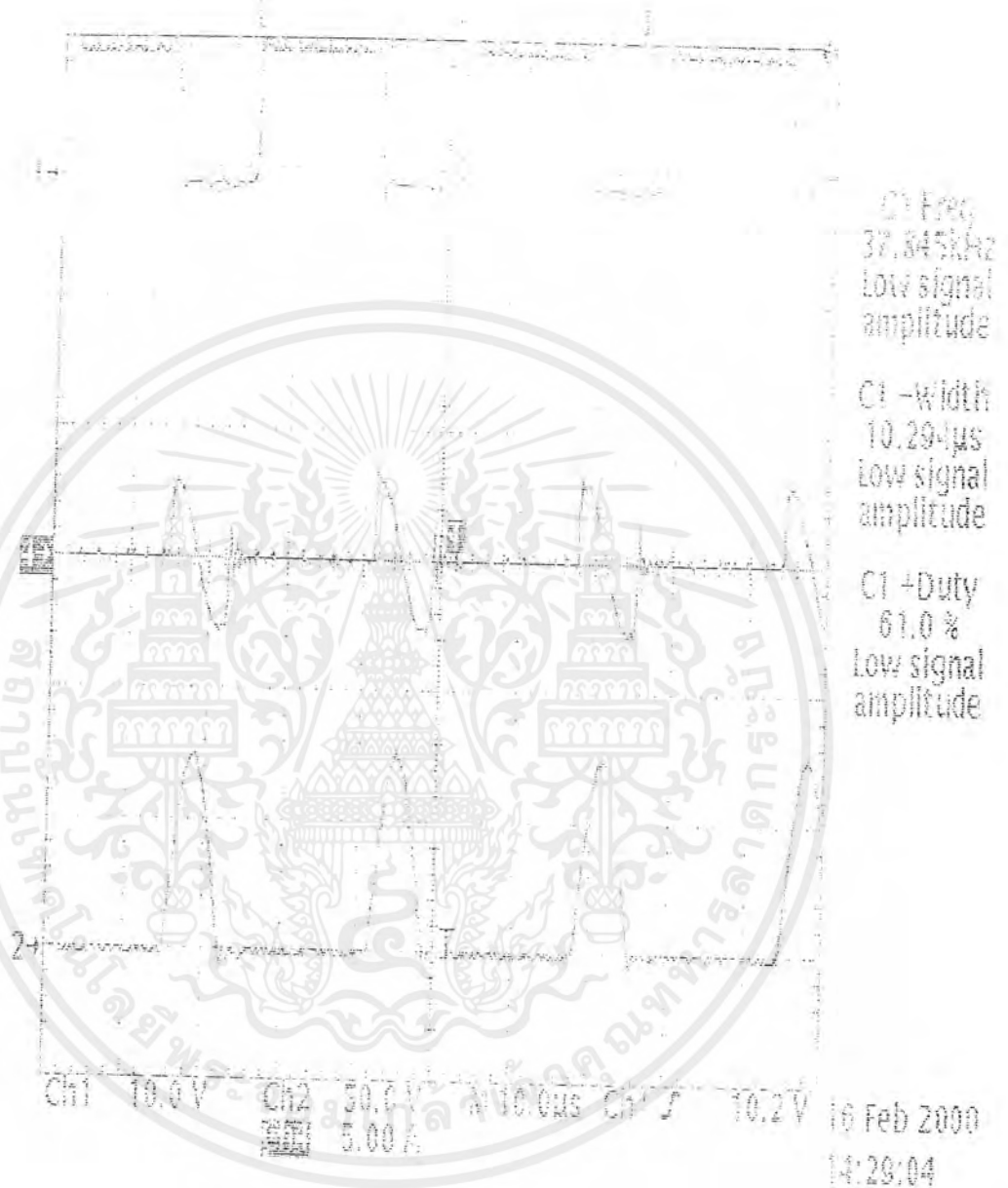
รูปที่ 4.11 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 4 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านฟริวต์ลิงไดโอด (i_{DF})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TeX Run: 5.00MS/s Sample



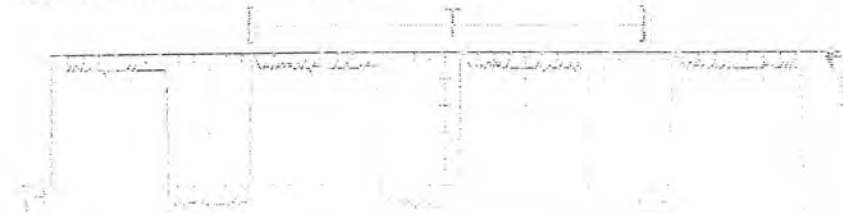
รูปที่ 4.12 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{Cr})

ช่องสัญญาณที่ 4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (i_{Cr})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 5.00MS/s Sample



27.00ns/div
Low signal
amplitude

CI -width
10.318us
Low signal
amplitude

CI -width
91.3 %
Low signal
amplitude

Ch1 10.0 V Ch2 50.0 V M 10.0us Ch1 10.2 V 18 Feb 2000
13:57:19

รูปที่ 4.13 ช่องสัญญาณที่ 1 ค่าของสัญญาณที่นำมาควบคุมสวิตช์ (v_{GS})

ช่องสัญญาณที่ 2 ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_C)

ช่องสัญญาณที่ 4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดที่ต่อคร่อมสวิตช์ (i_D)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองที่ผ่านมาจะสามารถสรุปผลได้ดังนี้

- ผลการทดลองที่ได้ใกล้เคียงกับผลที่ได้จากทางทฤษฎี
- ค่าของอัตราส่วนหน้าที่จะมีค่ามากขึ้นเมื่อค่าการะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องการรักษาค่าของศักดาไฟฟ้าตกคร่อมเอาท์พุทให้ได้เท่าเดิม
- เวลาในขณะที่ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์มีค่าไม่เป็น 0 ของการะค่ามากจะเร็วกว่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์ของการะค่าน้อย
- ค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิทช์จะเปลี่ยนแปลงในลักษณะใกล้เคียงสัญญาณ sine ซึ่งทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียมีค่าลดลงได้เป็นอย่างมาก
- ขณะที่ค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิทช์มีค่าสูงที่สุด จะมีค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนท์เสมอ
- ไคโอดที่ต่อขนานกับสวิทช์จะทำงานในช่วงที่สวิทช์กำลังอยู่ในช่วงขณะเปิดสวิทช์เพียงช่วงเดียวเท่านั้น
- ค่าศักดาไฟฟ้าที่สามารถตรวจจับได้จากทางด้านทุติยภูมิในวงจรของการทำงานของหม้อแปลงกระแส(V_{sense}) ถูกวัดเพื่อนำค่าไปใช้ประโยชน์ในการควบคุมวงปิดต่อไป
- ค่าประสิทธิภาพขณะที่การะมีค่าสูงสุดสามารถหาได้ โดยวัดกระแสอินพุทได้ค่า 0.92 A ดังนั้นเราจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทเป็น $0.92 \times 18 = 16.56 \text{ W}$ ดังนั้นจะได้ค่าประสิทธิภาพเป็น $(15/16.56) \times 100 = 90.6\%$ ซึ่งโดยคอนเวอร์เตอร์โดยปกติแล้วจะมีประสิทธิภาพเพียง 70 – 80 % เท่านั้น

4.2 การทดลองเพื่อทดสอบเสถียรภาพการทำงานของระบบ

โดยจากคุณสมบัติการทำงานของวงจรที่ได้กำหนดในบทที่ผ่านมาจะเห็นว่าเราไม่ได้กำหนดประสิทธิภาพของระบบตามความเป็นจริง แต่เป็นการออกแบบเชิงอุดมคติ เราจึงกำหนดคุณสมบัติการทำงานจากระบบใหม่ให้สอดคล้องกับความเป็นจริง โดยกำหนดเสถียรภาพให้เท่ากับ 70 %

4.2.1 การออกแบบวงจรชดเชย

จากหลักการออกแบบแบบจำลองเพื่อวิเคราะห์หาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันและเสถียรภาพของวงจรในบทที่ 2 เราจะนำอัตราขยายวงรอบ(loop gain)มาวิเคราะห์หาเสถียรภาพจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = \frac{K_1 V_1}{Z}$$

$$Z = \frac{R}{(RCs + 1)} \left(LCs^2 + s \frac{L}{R} + 1 \right)$$

$$\therefore T = \frac{K_1 V_1 (RCs + 1)}{R \left(LCs^2 + \frac{L}{R} s + 1 \right)}$$

$$V_1 = 18V$$

$$I_2 = 1 - 3A$$

$$L_r = 36.5\mu H$$

$$C_r = 100nF$$

$$f_o = 90KHz$$

$$Z_r = 19.1$$

$$L = 245\mu H$$

$$C = 3300\mu F$$

จากสมการอัตราขยายวงรอบข้างต้นนำไปพลอตโบดพลอต เพื่อดูผลตอบสนองและคุณลักษณะของระบบ

สิ่งที่ต้องพิจารณาในการควบคุมคือ

- เสถียรภาพของระบบ
- ความถูกต้องของเรกูเลชัน(regulation)
- ความเร็วในการตอบสนอง

เราสามารถออกแบบระบบที่ต้องการได้โดยการเลือกวงจรถดเชย (error amplifier) เพื่อชดเชยให้ได้อัตราขยายวงรอบ (loop gain) ตามต้องการโดยมีหลักการชดเชยระบบคือ

4.2.1.1 ต้องการให้ความถี่ผ่าน (crossover frequency: f_c) มีค่ามากเพื่อให้มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลง load อย่างทันทีได้ดี

ในทางปฏิบัติ เลือกความถี่ผ่านเท่ากับ 0.2 เท่าของความถี่สวิตช์ ($f_c = 0.2 * f_{sw}$)

4.2.1.2 ดูจะเสถียรถ้าความถี่ที่ อัตราขยาย(gain) = 0 DB มีเฟสแลกน้อยกว่า 360 องศา (มีเฟสมาร์จิ้นมากกว่า 0)

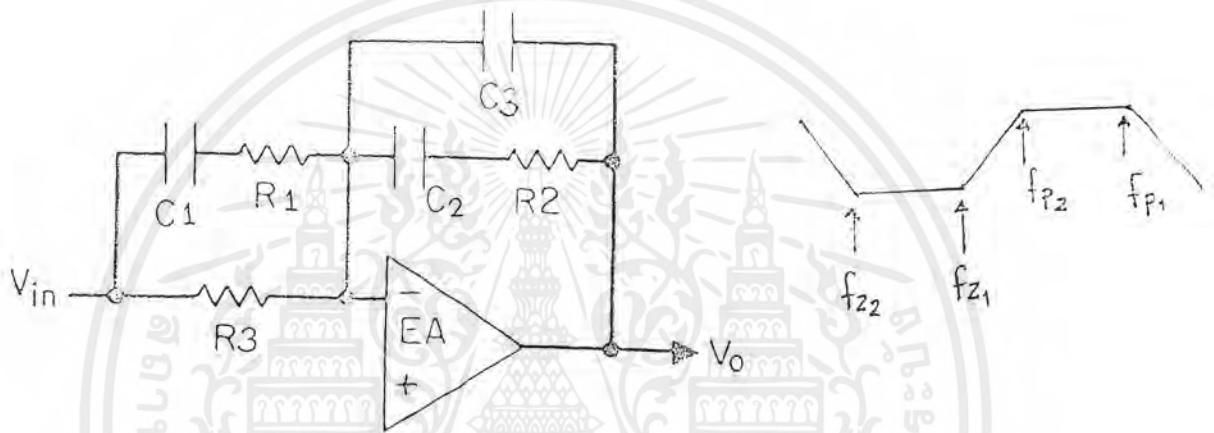
ในทางปฏิบัติ ให้ความถี่ที่อัตราขยาย(gain) = 0 DB กำหนดเฟสแลกมากที่สุดไม่เกิน 315 องศา

4.2.1.3 เพื่อป้องกันการเลือนมุมเฟสอย่างรวดเร็ว ความชันที่ความถี่ผ่านต้องมีค่า -20 DB/dec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกความถี่เกินครอสโอเวอร์ (f_{co}) ที่ 0.2 เท่าของความถี่สวิตช์ที่กระแสมากที่สุด (มีค่าความถี่น้อยที่สุด) ดังนั้น $f_{co}=0.2*37.5\text{KHz}=7.5\text{KHz}$ ที่จุด f_{co} นี้ พิจารณาจากกราฟมีค่าเกนประมาณ -15DB และ เฟส -90 องศา เราต้องชดเชยให้จุดนี้มีค่าเกน 0 DB และมีเฟสแลกไม่เกิน -315 องศาหรือให้มีเฟสมาร์จินประมาณ 45 องศา

จากโบดพลอตในรูปที่ 4.5 - 4.8 จะเห็นว่ามิโอเวอร์ชูดค่อนข้างสูง (เพราะมีค่า Q มาก โดย $Q=R*(L/C)^{-1/2}$) เราเลือกวงจรถดเชยแบบ 2 คู่โพล ซีโร ดังรูป



รูปที่ 4.14 วงจรถดเชย 2 คู่โพล ซีโร

$$f_{z1}=(2\pi*(R_{11}+R_1)*C_1)^{-1}$$

$$f_{z2}=(2\pi*R_2*C_2)^{-1}$$

$$f_{p1}=(2\pi*R_1*C_1)^{-1}$$

$$f_{p2}=(2\pi*R_2*(C_1//C_3))^{-1}$$

$$f_{p0}=0$$

เราเลือก $f_{z1}=f_{z2}=1.3\text{ KHz}$; $f_{p1}=1.3\text{ KHz}$; $f_{p2}=500\text{ KHz}$

ได้ค่า $R_{11}=1\text{ Kโอห์ม}$

$$C_1=1.7 * 10^{-7}\text{ ฟารัด}$$

$R_2=1.2\text{ Kโอห์ม}$

$$C_2=6.7 * 10^{-7}\text{ ฟารัด}$$

$R_3=3.6\text{ Kโอห์ม}$

$$C_3=1.7 * 10^{-9}\text{ ฟารัด}$$

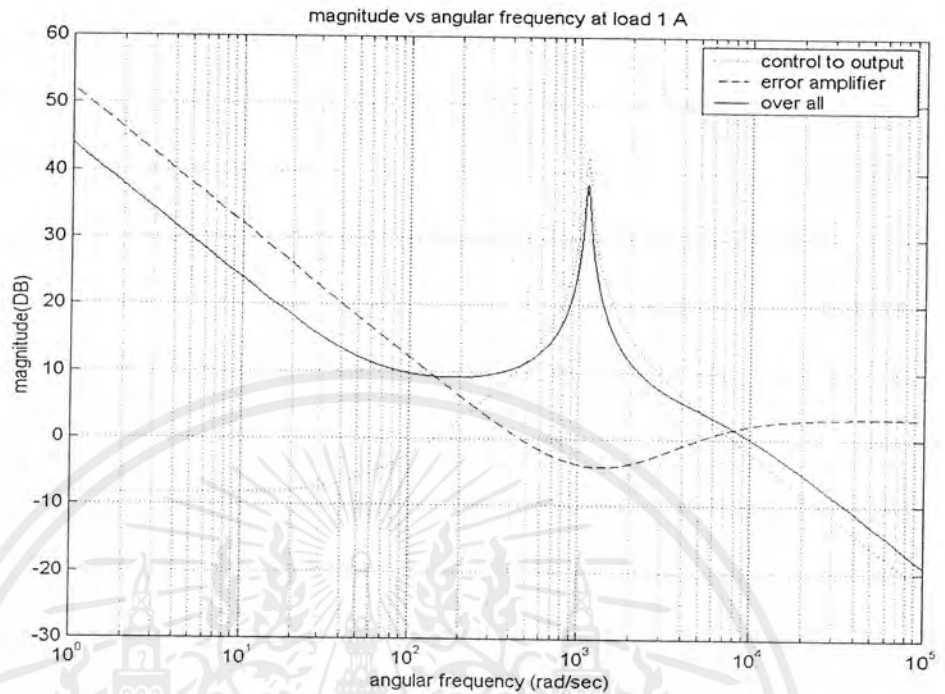
ซึ่งได้กราฟโบดพลอตดังรูปที่ 4.5 - 4.8 โดย

control to output คือ ระบบส่วนที่ยังไม่ชดเชย

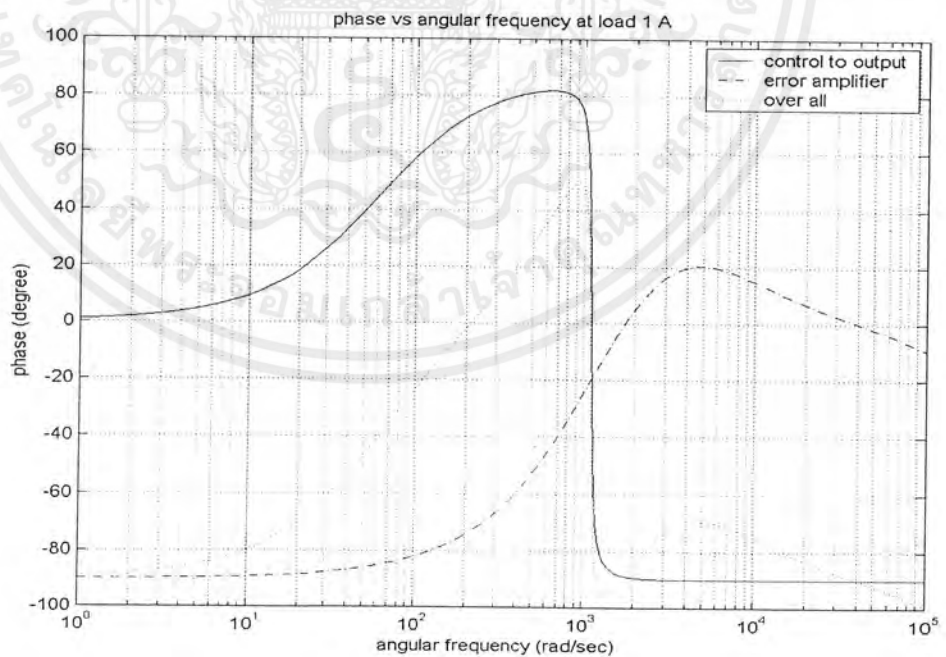
error amplifier คือ ระบบส่วนวงจรถดเชย

over all คือ ระบบที่ชดเชยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

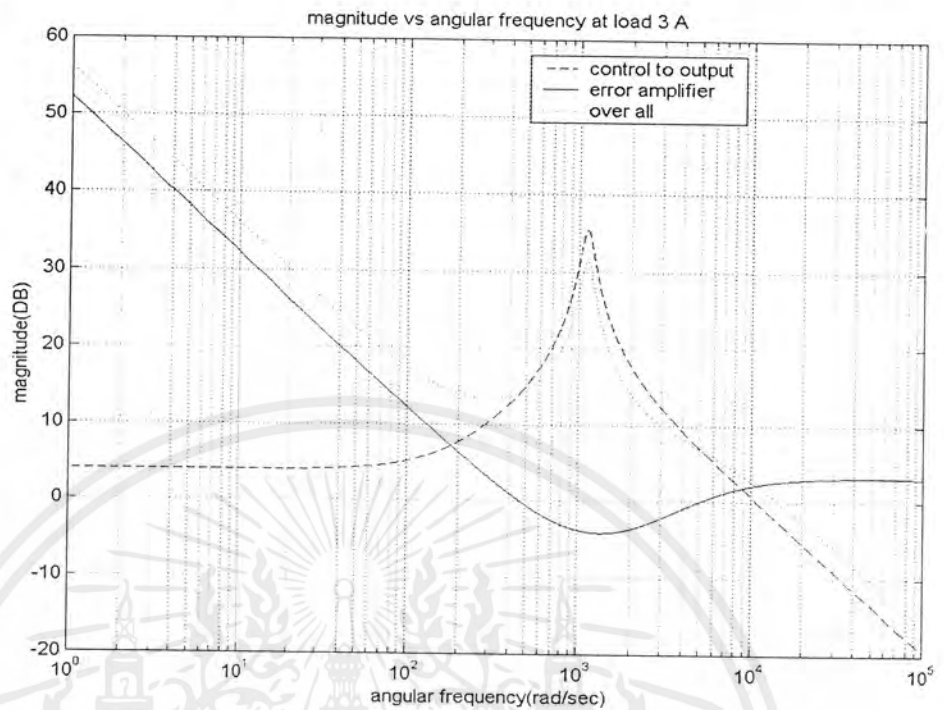


รูปที่ 4.15 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของแมกนิจูดและความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุต 1 แอมป์

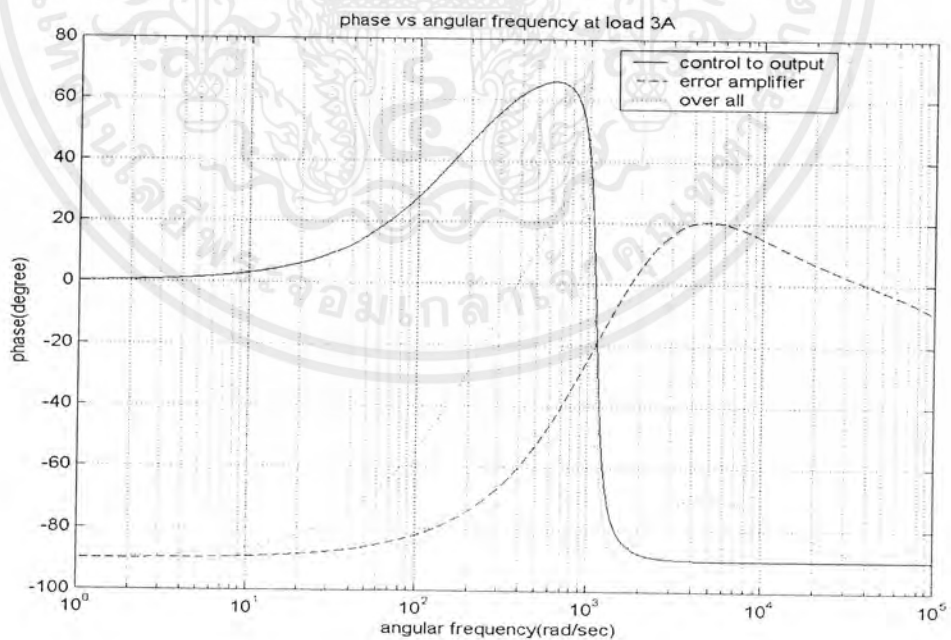


รูปที่ 4.16 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเฟสและความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุต 1 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของแมกนิจูดและความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุต 3 แอมป์



รูปที่ 4.18 โบทพลอตแสดงความสัมพันธ์ของเฟสและความถี่เชิงมุมที่กระแสเอาต์พุต 3 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงปัญหาต่างๆที่พบในปริญาณิพนธ์ รวมทั้งวิธีการและแนวทางการแก้ไขปัญหา และสรุปผลปริญาณิพนธ์ที่ได้ทำขึ้น

5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

5.1.1 จากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ในวงจร เช่น พารามิเตอร์ค่า R ที่แฝงอยู่ใน L หรือ C ทำให้เกิดค่าศักดาไฟฟ้าตกคร่อม ยังผลให้เกิดค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียได้

5.1.2 วงจรไม่สามารถทำงานได้ตามต้องการ เนื่องจากไม่ได้ออกแบบคอนเวอร์เตอร์เพื่อค่ากำลังสูญเสียไว้ ซึ่งการออกแบบวงจรต้องกำหนดประสิทธิภาพของวงจรไว้ก่อน รวมทั้งการออกแบบและการเลือกใช้อุปกรณ์จำเป็นต้องกำหนดให้การสูญเสียในแต่ละตัวอุปกรณ์มีค่ากำลังงานสูญเสียไม่เกินกำหนด เช่น การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ การเลือกใช้สวิตช์

5.1.3 ปัญหาจากสัญญาณรบกวน ทำให้วงจรทำงานเพี้ยนไป

5.1.4 ในปริญาณิพนธ์นี้ใช้โทโปโลยีแบบบัคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการต่อสวิตช์ลอย ไม่ต่อลงกราวด์ แต่ชิปที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ตามท้องตลาดโดยทั่วไปมักมีลักษณะของสัญญาณควบคุมที่เทียบกับกราวด์ ซึ่งถ้าเรานำมาใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบัคเรโซแนนซ์นี้จะต้องผ่านการแยกกราวด์จากกันเสียก่อน

5.2 แนวทางการพัฒนา

การที่เราจะได้เห็นถึงข้อดีของวงจรแปลงผันแบบเรโซแนนซ์จริงๆนั้น จะอยู่ที่การใช้เทคนิคของการเรโซแนนซ์ซึ่งมีส่วนประกอบคือ ค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุ ซึ่งผลของค่าความต้านทานที่แฝงอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงและค่าความจุแฝงที่อยู่ในวงจรจะมีผลต่อการทำงานของวงจรเป็นอย่างยิ่ง นอกจากนี้วิธีการพันลวดเส้นขนานในอุปกรณ์แม่เหล็ก ซึ่งจะทำให้เกิดการลดลงของค่าความต้านทานที่แฝงอยู่ได้ และการลดลงของการสูญเสียที่อุปกรณ์แม่เหล็ก รวมทั้งการควบคุมโดยโหมคควบคุมกระแสเพื่อให้ผลตอบสนองดีขึ้น ซึ่งจะเป็นแนวทางการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงถึงทฤษฎี การออกแบบ และแนวทางในการสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์โดยใช้วงจรแปลงผันแบบเรโซแนนท์เป็นภาคกำลัง การหาแบบจำลองโดยวิธีการหาแบบจำลองเฉลี่ยของสวิตช์ โดยเพื่อต้องการที่จะทราบถึงข้อดีของ วงจรแปลงผันแบบเรโซแนนท์ซึ่งสามารถจะเข้าใจถึงความต้องการของการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียอันเนื่องมาจากคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์ ซึ่งต้องพยายามเอาชนะข้อเสียในด้านการควบคุมให้ได้ผลตอบสนองตามต้องการ



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์สุมิตร พนาอุดมทรัพย์ ที่ให้คำดูแลปรึกษา

ขอขอบพระคุณดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ และ ดร.ชรินทร์ บุญลักษณะนาสูตรณ์ ที่เอื้อเพื่อ
อุปกรณ์และสถานที่ในการทำโปรเจกต์ รวมทั้งการให้คำปรึกษา

ขอขอบพระคุณอาจารย์ในภาคคอนโทรลทุกท่านที่พร้อมให้คำปรึกษาเสมอ

ขอขอบคุณพี่เป้ (พี่เฉลิมเกียรติ) ที่ช่วยแนะนำและช่วยแก้ไขปัญหาหลาย ๆ อย่างและ

ขอบคุณเพื่อน ๆ ในภาคทุกคนที่คอยให้กำลังใจ เอื้อเพื่ออุปกรณ์ต่าง ๆ และทำให้ไม่ถ่วง
นอนในการทำโปรเจกต์คิก ๆ จนทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จจูล่วงไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. สุวัฒน์ คั่น , “ สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ” , เอนเทลไทย, 245, 2538
2. Abraham I. Pressman , ” Switching power supply design ” , McGraw-Hill , 540 , 1991
3. Marty Brown , ” Power supply cookbook ” , Butterworth-Heinemann , 238 , 1994
4. Ned Mohan , Tore M. Undeland , William P. Roins , ” Power electronics ” , John Wiley & Sons , 667 , 1989
5. P.R.K. Chetty , ” Switch-mode power supply design ” , BPB Publications , 179 , 1987
6. Slobodan Cuk , ” A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics ” , IEEE Trans. on Magnetics , Vol. Mag-19 , No.2 , 1983 , pp 57-73
7. Slobodan Cuk , ” Basics of switched-mode power conversion : topologise , magnetics and control ” , 1981 , pp 265-313
8. Slobodan Cuk , ” New magnetic structures for switching converters ” , IEEE Trans. on Magnetics , Vol. Mag-19 , No.2 , 1983 , pp 75-83



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High Speed PWM Controller

FEATURES

- Compatible with Voltage or Current Mode Topologies
- Practical Operation Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (1.5A Peak)
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Soft Start / Max. Duty Cycle Control
- Under-Voltage Lockout with Hysteresis
- Low Start Up Current (1.1mA)
- Trimmed Bandgap Reference (5.1V ±1%)

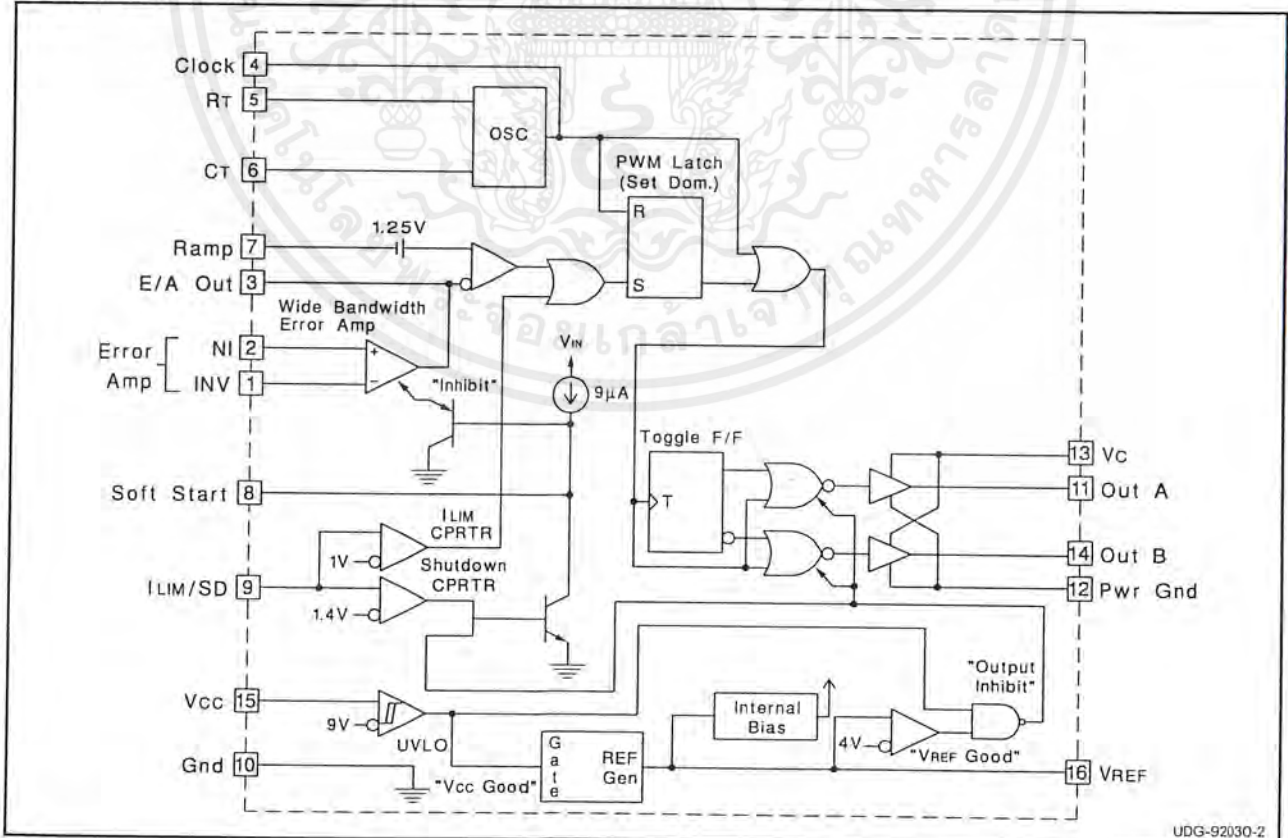
DESCRIPTION

The UC1825 family of PWM control ICs is optimized for high frequency switched mode power supply applications. Particular care was given to minimizing propagation delays through the comparators and logic circuitry while maximizing bandwidth and slew rate of the error amplifier. This controller is designed for use in either current-mode or voltage mode systems with the capability for input voltage feed-forward.

Protection circuitry includes a current limit comparator with a 1V threshold, a TTL compatible shutdown port, and a soft start pin which will double as a maximum duty cycle clamp. The logic is fully latched to provide jitter free operation and prohibit multiple pulses at an output. An under-voltage lockout section with 800mV of hysteresis assures low start up current. During under-voltage lockout, the outputs are high impedance.

These devices feature totem pole outputs designed to source and sink high peak currents from capacitive loads, such as the gate of a power MOSFET. The on state is designed as a high level.

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

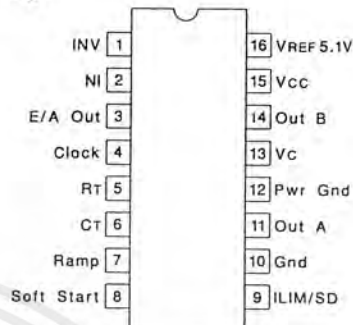
Supply Voltage (Pins 13, 15)	30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)	
DC	0.5A
Pulse (0.5 μ s)	2.0A
Analog Inputs	
(Pins 1, 2, 7)	-0.3V to 7V
(Pin 8, 9)	-0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4)	-5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3)	5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8)	20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5)	-5mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

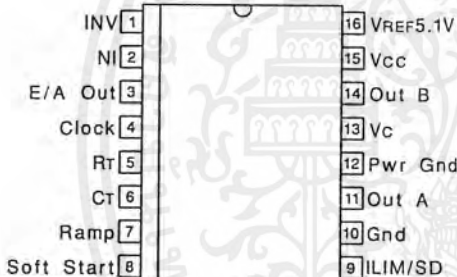
Note 3: Consult Unitorde Integrated Circuit Databook for thermal limitations and considerations of package.

CONNECTION DIAGRAMS

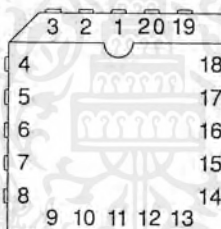
**DIL-16 (Top View)
J Or N Package**



**SOIC-16 (Top View)
DW Package**



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



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
INV	2
NI	3
E/A Out	4
Clock	5
N/C	6
RT	7
CT	8
Ramp	9
Soft Start	10
N/C	11
ILIM/SD	12
Gnd	13
Out A	14
Pwr Gnd	15
N/C	16
Vc	17
Out B	18
Vcc	19
VREF 5.1V	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for , RT = 3.65k, CT = 1nF, Vcc = 15V, -55°C < TA < 125°C for the UC1825, -40°C < TA < 85°C for the UC2825, and 0°C < TA < 70°C for the UC3825, TA = TJ.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	TJ = 25°C, Io = 1mA	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	10V < Vcc < 30V		2	20		2	20	mV
Load Regulation	1mA < Io < 10mA		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	TMIN < TA < TMAX		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	10Hz < f < 10kHz		50			50		μ V
Long Term Stability*	TJ = 125°C, 1000hrs.		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	VREF = 0V	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	TJ = 25°C	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	10V < Vcc < 30V		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	TMIN < TA < TMAX		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(cont.)

Unless otherwise stated, these specifications apply for, $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ for the UC1825, $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$ for the UC2825, and $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Oscillator Section (cont.)								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	μA
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	μA
Open Loop Gain	$1V < V_o < 4V$	60	95		60	95		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 5.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN 3} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN 3} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN 3} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN 3} = 1mA$	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/ μs
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN 7} = 0V$		-1	-5		-1	-5	μA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN 7} = 0V$	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN 8} = 0.5V$	3	9	20	3	9	20	μA
Discharge Current	$V_{PIN 8} = 1V$	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	$0 < V_{PIN 9} < 4V$			15			10	μA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	$I_{OUT} = 20mA$		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	$I_{OUT} = 200mA$		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	$I_{OUT} = -20mA$	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	$I_{OUT} = -200mA$	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	$V_C = 30V$		100	500		10	500	μA
Rise/Fall Time*	$CL = 1nF$		30	60		30	60	ns
Under-Voltage Lockout Section								
Start Threshold		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current Section								
Start Up Current	$V_{CC} = 8V$		1.1	2.5		1.1	2.5	mA
ICC	$V_{PIN 1}, V_{PIN 7}, V_{PIN 9} = 0V; V_{PIN 2} = 1V$		22	33		22	33	mA

* This parameter not 100% tested in production but guaranteed by design.

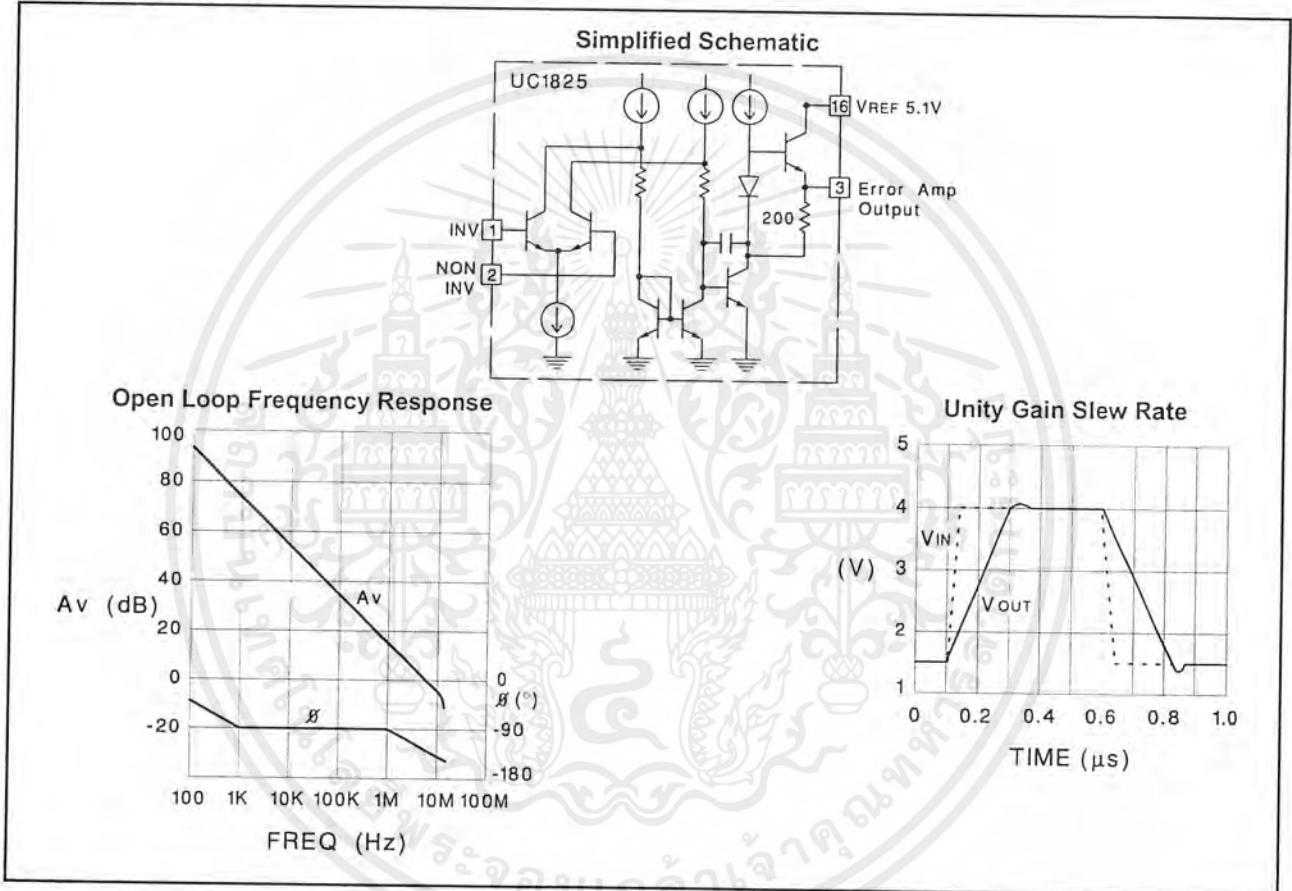
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Printed Circuit Board Layout Considerations

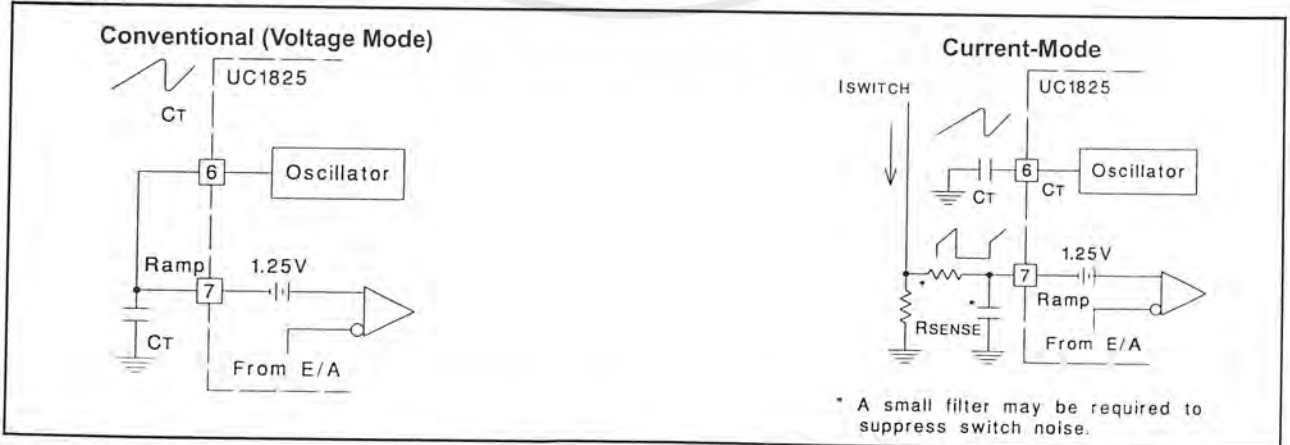
High speed circuits demand careful attention to layout and component placement. To assure proper performance of the UC1825 follow these rules: 1) Use a ground plane. 2) Damp or clamp parasitic inductive kick energy from the gate of driven MOSFETs. Do not allow the output pins to ring below ground. A series gate resistor or a shunt 1 Amp

Schottky diode at the output pin will serve this purpose. 3) Bypass VCC, VC, and VREF. Use 0.1µF monolithic ceramic capacitors with low equivalent series inductance. Allow less than 1 cm of total lead length for each capacitor between the bypassed pin and the ground plane. 4) Treat the timing capacitor, CT, like a bypass capacitor.

Error Amplifier Circuit

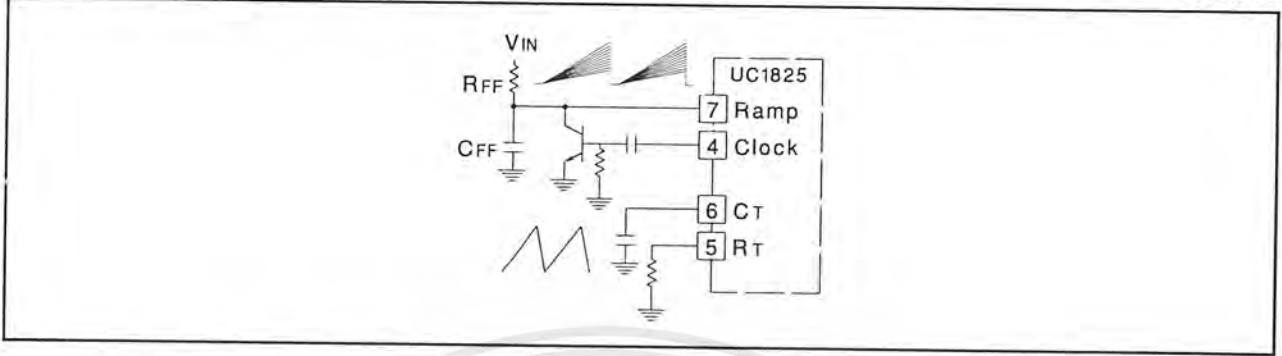


PWM Applications



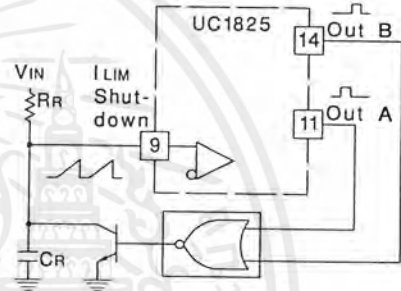
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application



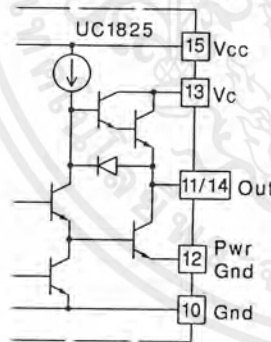
Constant Volt-Second Clamp Circuit

The circuit shown here will achieve a constant volt-second product clamp over varying input voltages. The ramp generator components, R_T and C_T are chosen so that the ramp at Pin 9 crosses the 1V threshold at the same time the desired maximum volt-second product is reached. The delay through the functional nor block must be such that the ramp capacitor can be completely discharged during the minimum deadtime.

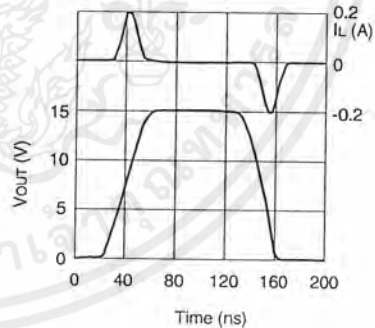


Output Section

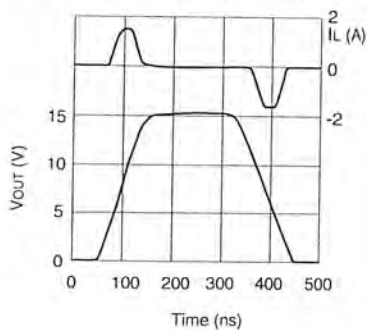
Simplified Schematic



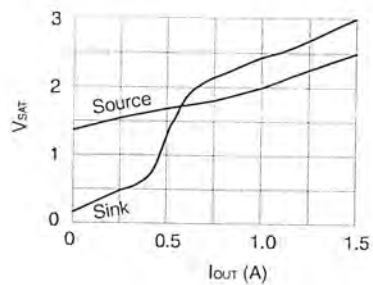
Rise/Fall Time ($C_L=1nF$)



Rise/Fall Time ($C_L=10nF$)

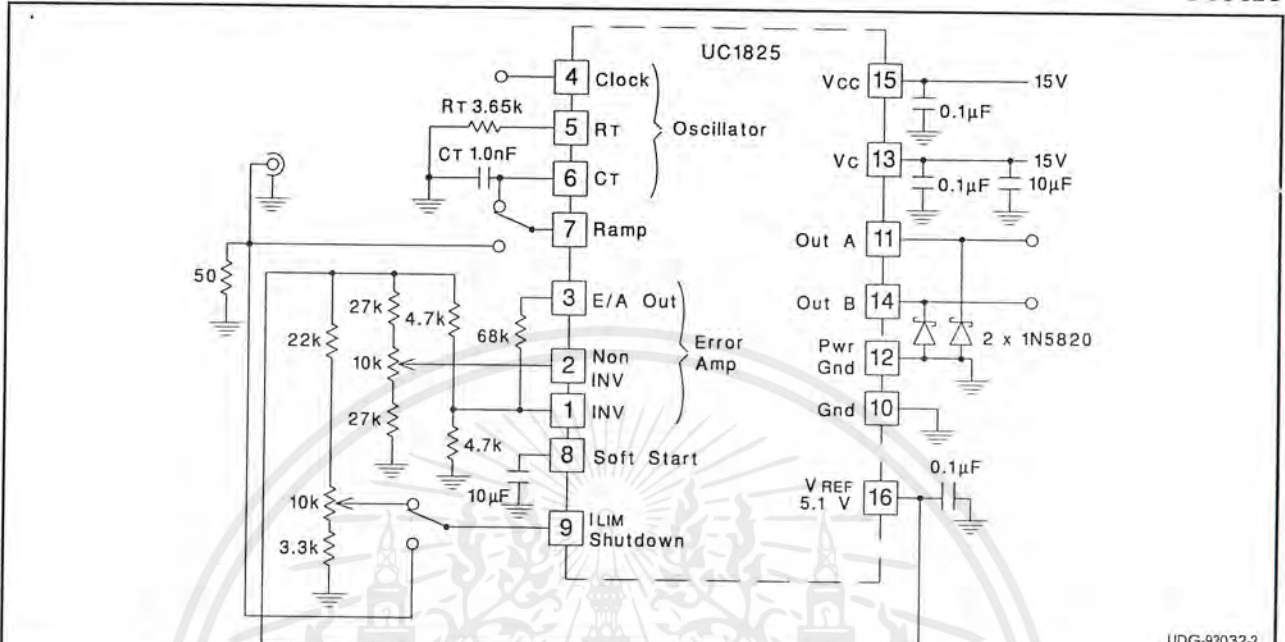


Saturation Curves



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

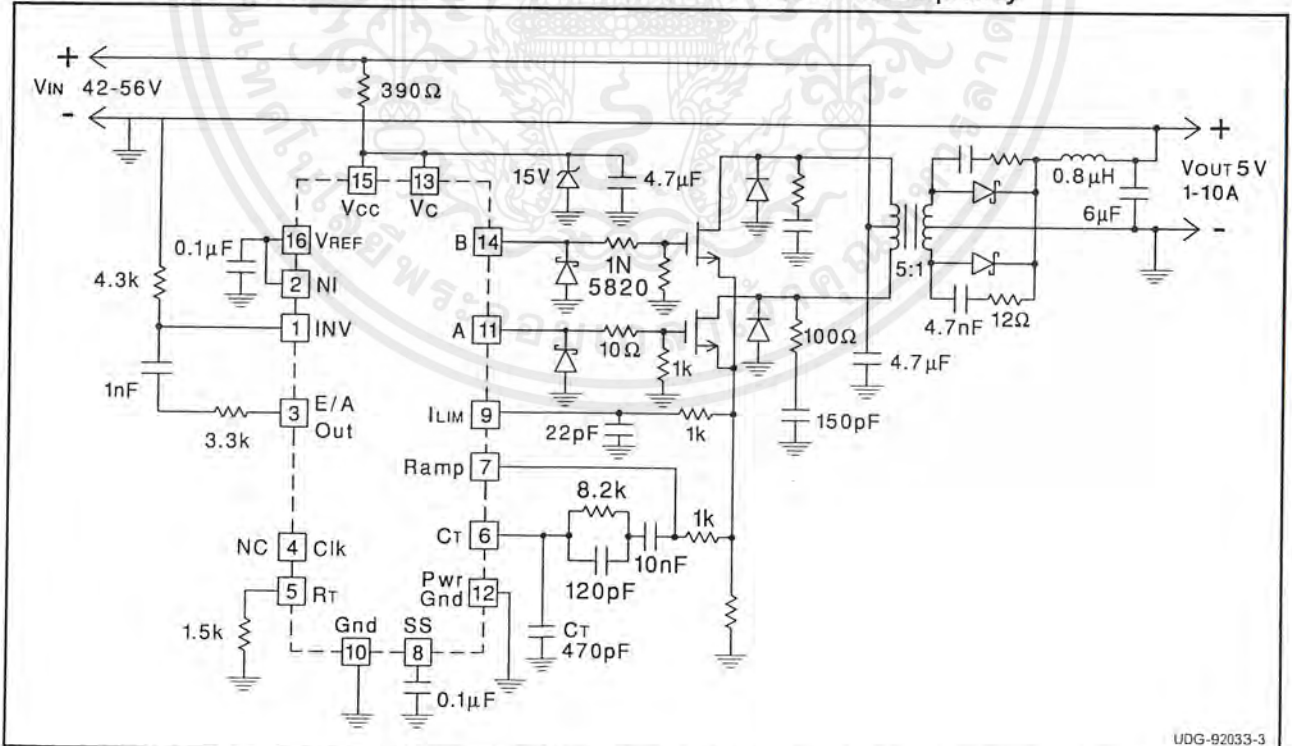
Open Loop Laboratory Test Fixture



UDG-92032-2

This test fixture is useful for exercising many of the UC1825's functions and measuring their specifications. As with any wideband circuit, careful grounding and by-pass procedures should be followed. The use of a ground plane is highly recommended.

Design Example: 50W, 48V to 5V DC to DC Converter - 1.5MHz Clock Frequency



UDG-92033-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

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

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

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

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

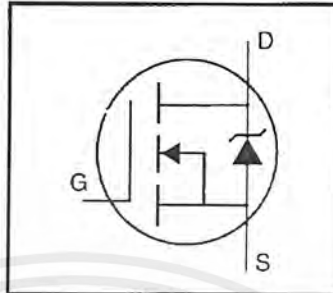
TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination,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

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 100V$$

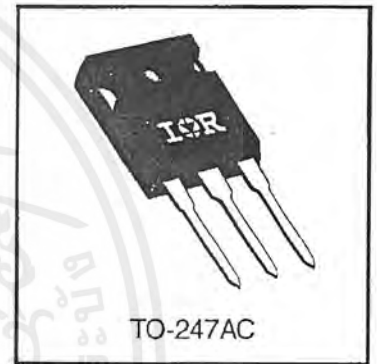
$$R_{DS(on)} = 0.055\Omega$$

$$I_D = 41A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	41	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	29	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	230	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	830	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	41	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.14	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.055	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=25A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=25V, I_D=25A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	140	nC	$I_D=41A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	68		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	120	—		$I_D=41A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	60	—		$R_G=6.2\Omega$
t_f	Fall Time	—	81	—		$R_D=1.2\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1100	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	280	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	41	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	160		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=41A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	220	330	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=41A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.9	2.9	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=25V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=740\mu H$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=41A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 41A$, $di/dt\leq 300A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

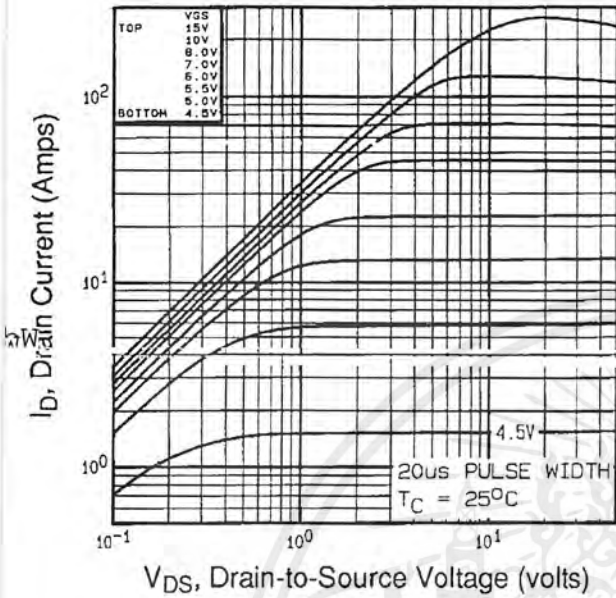


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

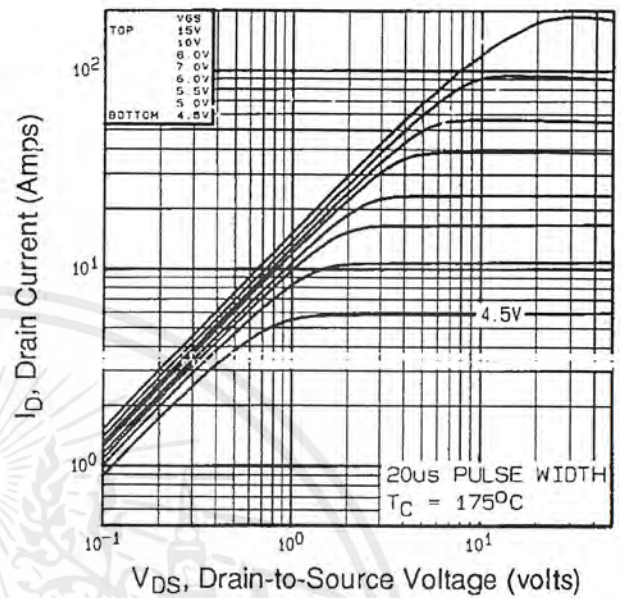


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

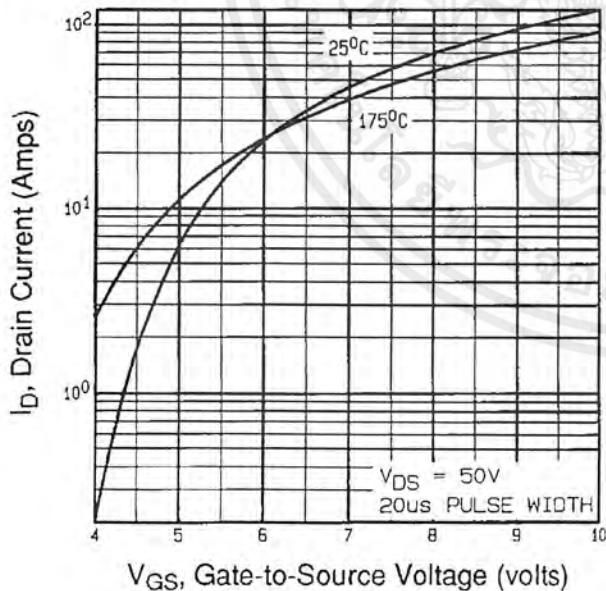


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

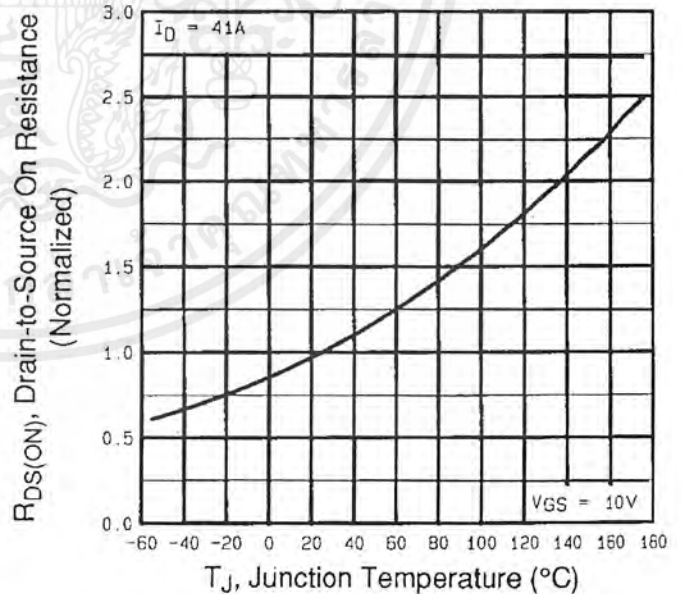


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

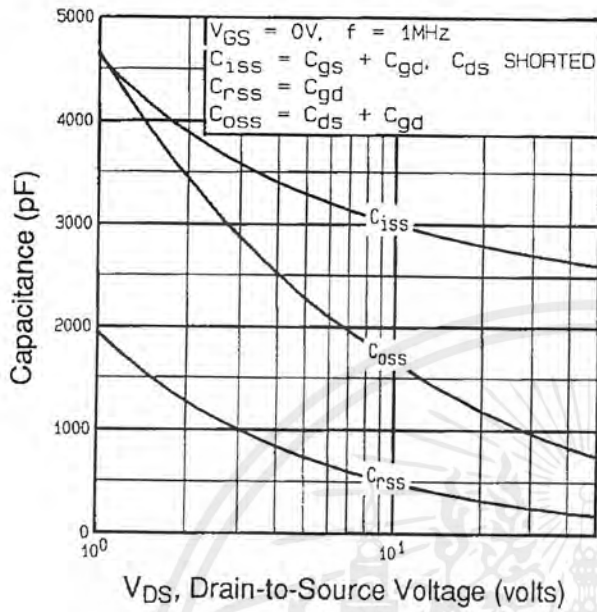


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

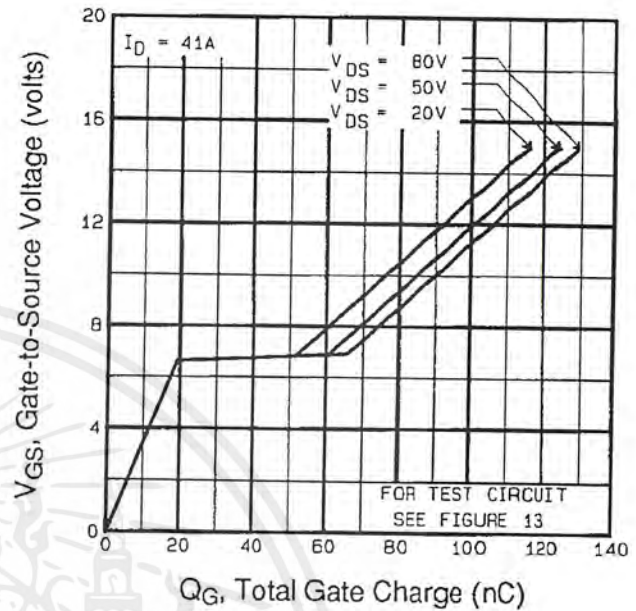


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

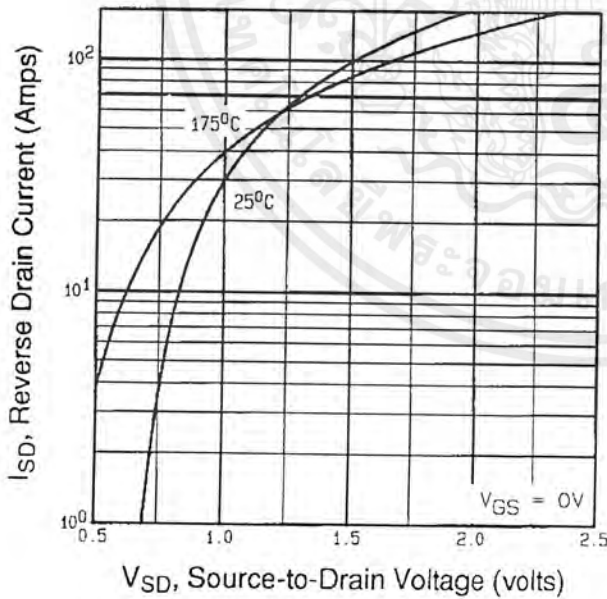


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

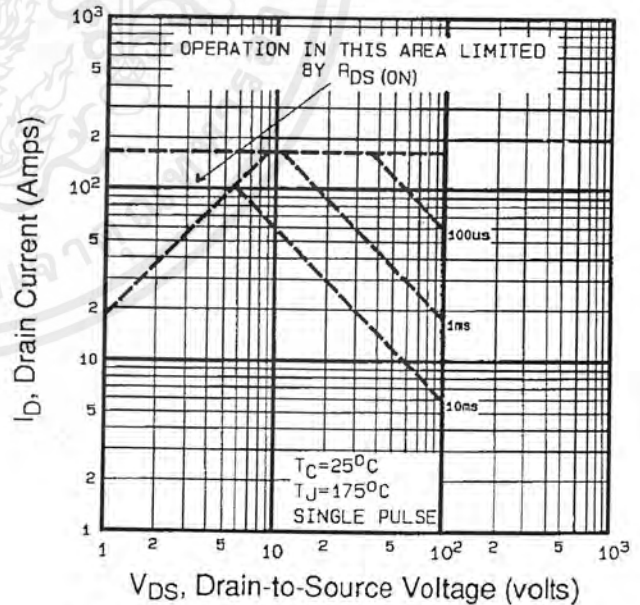


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

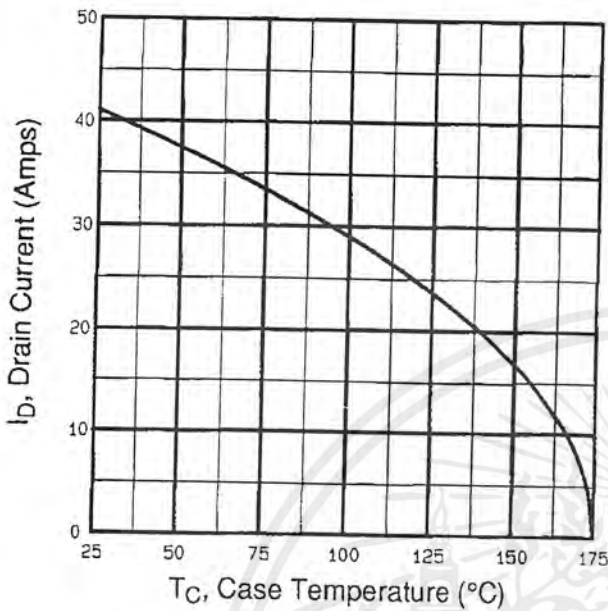


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

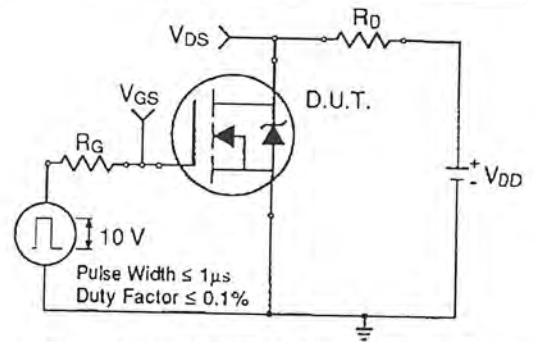


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

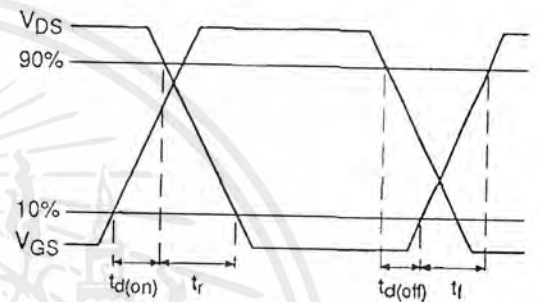


Fig 10b. Switching Time Waveforms

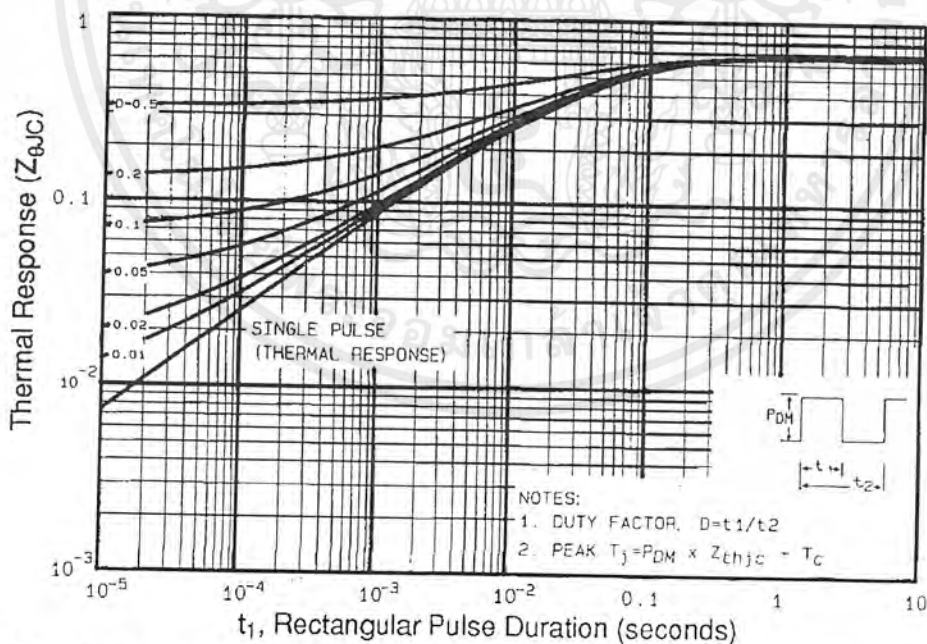


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

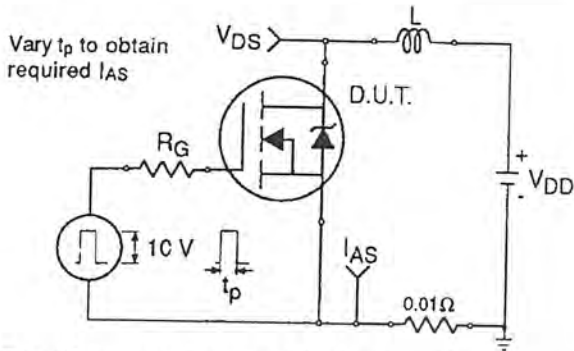


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

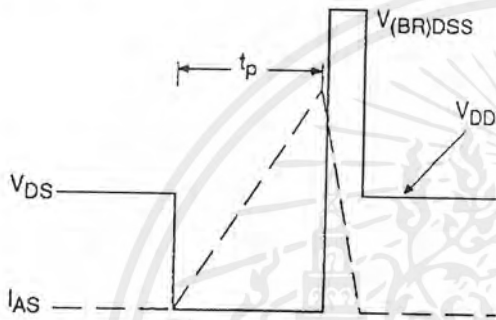


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

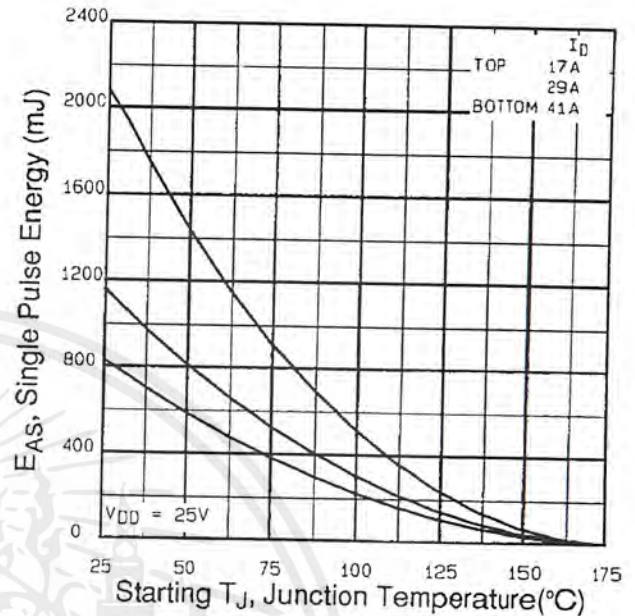


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

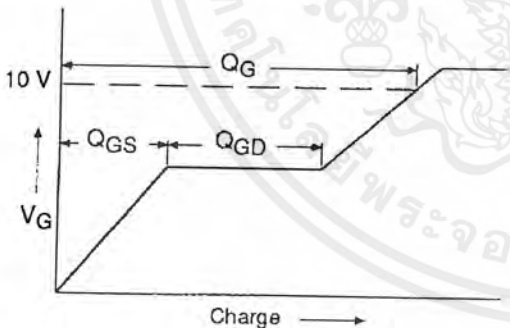


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

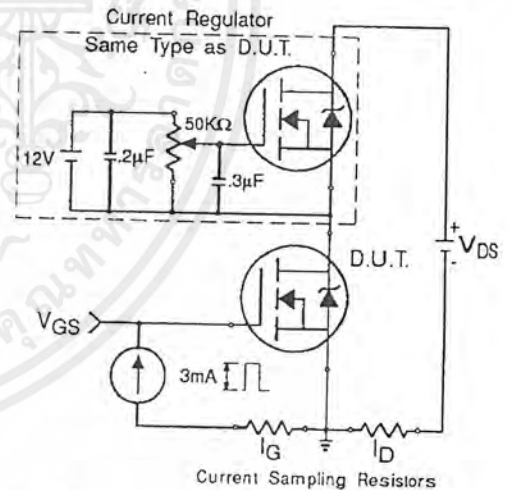


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517