

เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ 2
PIEZOELECTRIC TRANSFORMER II



พ.ศ. ๒๕๕๗
๒๕๕๖

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 50202
วัน,เดือน,ปี 27 เม.ย. 2547

.b.....
.i.....

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒๕๕๗

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

(PIEZOELECTRIC TRANSFORMER II)

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|----------------|-----------|--------------|----------|
| 1. นายธีรวุฒิ | ขวัญเมือง | รหัสประจำตัว | 42010154 |
| 2. นายสุขสันต์ | คำชะนี | รหัสประจำตัว | 42010384 |



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็ยโซอิเล็กทริก ทรานสฟอร์เมอร์

นาย ธีรวุฒิ ขวัญเมือง

นาย สุขสันต์ คำชะนี

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันการพัฒนาอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ กำลังมุ่งเน้นที่จะลดขนาดของวงจรเพื่อให้มีขนาดเล็กกะทัดรัดมากขึ้น ซึ่งมีผลให้วงจรแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นที่จะต้องพัฒนาขนาดให้มีขนาดเล็กลงตามไปด้วย วงจรจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่งจึงจึงเข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากขนาดของวงจรเล็กและมีประสิทธิภาพสูง ถ้าเราสามารถผลิตหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรจ่ายแรงดันแบบ สวิตชิ่งให้มีขนาดเล็กลง เราก็จะสามารถผลิตวงจรจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่งที่มีขนาดเล็กลงได้ ด้วยเหตุนี้ เป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์จึงถูกคิดค้นขึ้นซึ่งเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดเล็กมากและมีประสิทธิภาพสูง

เป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์ทำหน้าที่แปลงรูปพลังงานคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าแบบแกนเหล็กทั่วไป โดยทางด้านอินพุทจะแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลก่อน แล้วจะแปลงพลังงานกลกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้งทางด้านเอาท์พุท โดยการส่งถ่ายพลังงานทางกลในรูปการสั่นของเป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้้นำเสนอเกี่ยวกับทฤษฎีและการออกแบบวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์ ซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้งานแบบหนึ่ง ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานเช่น การนำไปใช้ในวงจรจ่ายไฟให้แก่วงจรส่องสว่างของจอแสดงผลประเภทแอลซีดี (LCD) อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์และการออกแบบในเรื่องต่าง ๆ เช่น ความซับซ้อนของโครงสร้างของตัวเป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์, วงจรไฟฟ้ากำลัง และ การควบคุมโดยใช้ความถี่ จำเป็นต้องมีการศึกษาค้นคว้าเพิ่มเติมยิ่งขึ้นไปอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIEZOELECTRIC TRANSFORMER II

Mr. Theerawut Khunmuang

Mr. Suksun Khamchanee

Dr. Nontawat Chuladaycha Advisor

2002

Abstract

Nowadays, the development of electronic emphatically minimizes the size of circuit. It impacts to power supply have to reduce as well. Switching power supplies play a role mostly because small size of circuit and high efficiency. If size of transformers is reduced, magnitude of power supply gets smaller too. Therefore, the piezoelectric transformers are constructed. The suprisingly small size is readily apparent and high efficiency.

Piezoelectric transformer (PZT), like magnatic devices, are basically energy converters. A PZT operates by converting an electrical input into mechanical energy and subsequently reconverts this mechanical energy back to an electrical output. The mechanical transport causes the PZT to vibrate.

This thesis presents a analysis and design of dc-dc converter with PZT, one of applications for piezoelectric transformer, for instance, LCD backlight inverter. However, analysis and design issues such as complicated construction with PZT, power circuit, and frequency control methods need to be explored further.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูปภาพ	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 คุณสมบัติและโครงสร้างของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)	3
2.2 การทำงานของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์	5
2.3 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์	7
2.4 การสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ (Switching losses)	11
2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ (Resonant Converter)	12
2.6 การทำให้เกิดคิกคาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็น 0 ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ (Zero-Voltage switching : ZVS)	12
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	
3.1 การออกแบบวงจรโดยวงจรไฟฟ้ากำลัง (Power circuit) ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converters)	21
3.2 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตช์ (MOSFET) ด้วย MC34067,MC33067 (Resonance Mode Controllers)	38
3.3 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และการพันตัวเหนี่ยวนำ	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

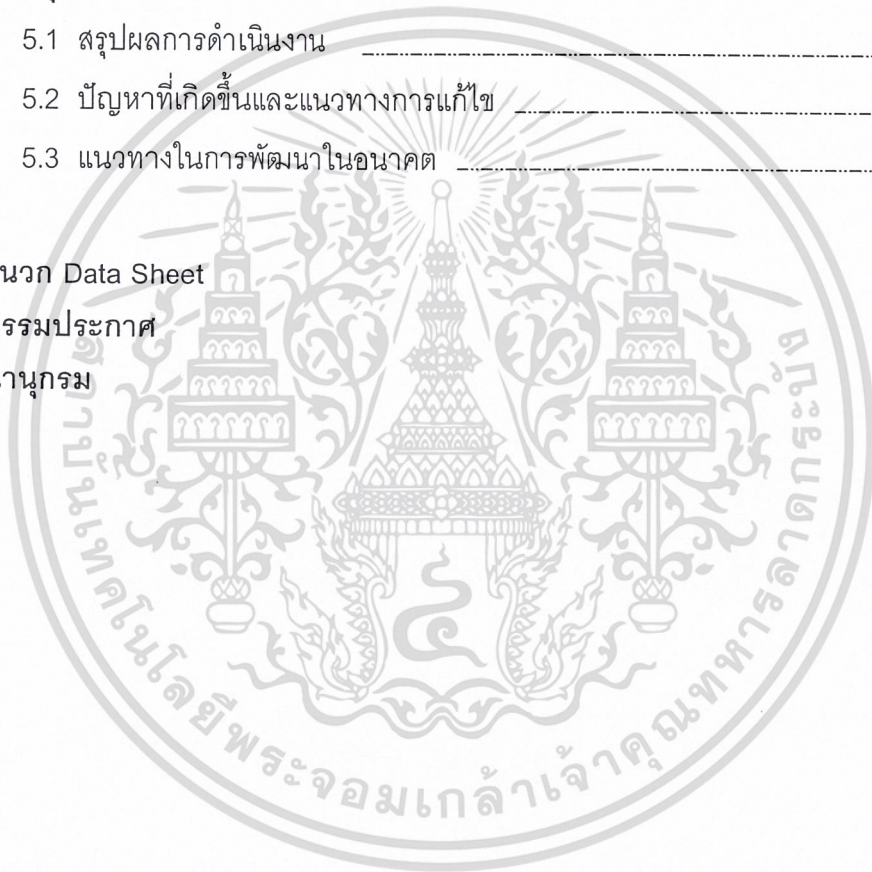
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองเป็ยโซอิลิกทริกทรานสปอร์เมอร์	49
4.2 ตารางแสดงการปรับค่าความถี่เพื่อสังเกตกำลังขยาย PZT	50
4.3 เปรียบเทียบผลการทดลอง	51

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน	52
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ไข	55
5.3 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต	57

ภาคผนวก Data Sheet
กิตติกรรมประกาศ
บรรณานุกรม



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ DC-AC step-up converter	2
รูปที่ 2.1 เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)	3
รูปที่ 2.2 เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ขนาดต่าง ๆ	4
รูปที่ 2.3 ลักษณะของลูกคลื่นที่เกิดขึ้นภายในเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์	6
รูปที่ 2.4 โหมดการทำงานของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์	6
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์	7
รูปที่ 2.6 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 1	8
รูปที่ 2.7 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 2	9
รูปที่ 2.8 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 3	9
รูปที่ 2.9 การสวิตช์ของแรงดันและกระแส และกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด	11
รูปที่ 2.10 เเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ Zero-current switching	13
รูปที่ 2.11 ช่วงที่ 1 ณ เวลา $0 < t < t_1$ (Switch opened and diode on)	13
รูปที่ 2.12 ช่วงที่ 2 ณ เวลา $t_1 < t < t_2$ (Switch opened and diode off)	13
รูปที่ 2.13 ช่วงที่ 3 ณ เวลา $t_2 < t < t_3$ (Switch closed and diode on)	14
รูปที่ 2.14 ช่วงที่ 4 ณ เวลา $t_3 < t < t_4$ (Switch closed and diode off)	14
รูปที่ 2.15 กราฟแสดงค่าสัญญาณต่าง ๆ (Waveform)	15
รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความถี่สวิตช์	19
รูปที่ 3.1 วงจร Push – Pull Inverter โดยใช้เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์เป็นภาระ	21
รูปที่ 3.2 วงจร Push – Pull Inverter และวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit)	22
รูปที่ 3.3 วงจร Push – Pull Inverter และวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ที่ดัดแปลงใหม่	22
รูปที่ 3.4 ช่วงที่ 1 $V_{GS1} > 0, V_{GS2} < 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} < 0$ เป็นช่วงที่เกิดการเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 1	23
รูปที่ 3.5 ช่วงที่ 2 $V_{GS1} > 0, V_{GS2} < 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} > 0$	24
รูปที่ 3.6 ช่วงที่ 3 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} < 0$ เป็นช่วงที่เกิดการเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 2	25
รูปที่ 3.7 ช่วงที่ 4 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} > 0, V_{DS2} < 0$	25
รูปที่ 3.8 แสดงค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านส่วนต่าง ๆ ของวงจร	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.9 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{ds} และ t ขณะเลือกใช้ค่า L ต่าง ๆ กัน	27
รูปที่ 3.10 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ	28
รูปที่ 3.11 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล	29
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของมอส	30
รูปที่ 3.13 ลักษณะโครงสร้างของมอสเฟต	31
รูปที่ 3.14 โครงสร้างและสัญลักษณ์มอสเฟตแบบต่างๆ	33
รูปที่ 3.15 การให้ไบอัสแก่ Enhancement N-Channel MOSFET	34
รูปที่ 3.16 (ก)-(ง) เอ็น-แชนเนล เอ็นฮานต์โหมดมอสเฟต ภายใต้เงื่อนไขการไบอัสในช่วงต่างๆ (จ) กราฟคุณสมบัติ I-V ของเอ็น-แชนเนล เอ็นฮานต์โหมดมอสเฟต	37
รูปที่ 3.17 รูปบล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ MC34067	38
รูปที่ 3.18 วงจรที่ทำงานในส่วนออสซิลเลทและวันชอตต์ไทม์	39
รูปที่ 3.19.1 ไทม์มิงไดอะแกรม	42
รูปที่ 3.19.2 เอ้าท์พุทไดร์เวอร์	43
รูปที่ 3.20 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ	44
รูปที่ 3.21 รูปวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำ	44
รูปที่ 3.22 เส้นโค้งความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B – H Curves)	45
รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการทดลอง	49
รูปที่ 4.2 ผลการทดลอง	51
รูปที่ 5.1 แสดงไดอะแกรมแหล่งจ่ายไฟ 2 แหล่งจ่าย	55
รูปที่ 5.2 พืดแบคคูลูปคอนโทรล	56

สารบัญตาราง

เรื่อง

หน้า

ตารางที่ 4.1 แสดงการปรับค่าความถี่เพื่อสังเกตกำลังขยายของเปียโซฯ

50

ตาราง SWG (WIRE SIZE TABLE)

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

การพัฒนาอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน กำลังมุ่งเน้นที่จะลดขนาดของวงจร เพื่อให้มีขนาดเล็กกะทัดรัดมากขึ้น ซึ่งมีผลให้วงจรแหล่งจ่าย (Power supply) จำเป็นที่จะต้องพัฒนาขนาดให้มีขนาดเล็กลงตามไปด้วย วงจรแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น (Linear Power Supply) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ยิ่งไปกว่านั้นประสิทธิภาพที่ได้ นั้นค่อนข้างต่ำ ด้วยขีดจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นทำให้มีการพัฒนาวงจรแหล่งจ่าย ให้มีขนาดเล็กลง โดยเปลี่ยนแปลงเป็นวงจรแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง (Switching Power Supply)

สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากประสิทธิภาพที่ได้สูงกว่า วงจรแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น ขนาดของวงจรค่อนข้างเล็ก หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ประกอบในวงจรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา คุณสมบัติข้อนี้ทำให้สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังไฟฟ้าสูงแต่มีขนาดของวงจรเล็ก เช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร ฯลฯ

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีอีกขั้นหนึ่ง คือ การผลิตเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric Transformer) โดยตัวหม้อแปลงไฟฟ้าจะผลิตขึ้นจากเพียโซเซรามิก (Piezo Ceramic) และ อาศัยหลักการคัปปลิงทางไฟฟ้าและทางกล (Electro-Mechanical Coupling) โครงสร้างของตัวอุปกรณ์มีขนาดเล็กและบาง แต่มีประสิทธิภาพการทำงานสูง ทำให้ช่วยลดการสิ้นเปลืองพลังงาน และทำให้ขนาดของวงจรที่นำไปใช้มีขนาดเล็กลง และข้อดีอีกประการหนึ่งของอุปกรณ์ชนิดนี้คือ การไม่ก่อให้เกิดเสียงรบกวนในขณะที่ทำงาน และช่วยเพิ่มความปลอดภัยในการทำงานมากขึ้นเนื่องจาก เพียโซเซรามิกจะไม่ทำให้เกิดควันหรือประกายไฟ

การนำเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ไปใช้งานในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ได้แก่ การนำไปประยุกต์ในจอแสดงผล LCD (Liquid Crystal Display) ที่ติดตั้งอยู่ในอุปกรณ์ประเภท โน้ตบุ๊กคอมพิวเตอร์ (Notebook Computer) ,กล้องถ่ายภาพดิจิทัล ซึ่งจะช่วยให้ผลิตภัณฑ์ เหล่านี้มีขนาดเล็กกะทัดรัดและเหมาะแก่การพกพาเพื่อความสะดวกในการใช้ นอกจากนี้เพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูง (High Voltage Power Source) หรือในภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทั่วไป เช่น ภาค DC/DC หรือ AC/DC Converter ได้ด้วย

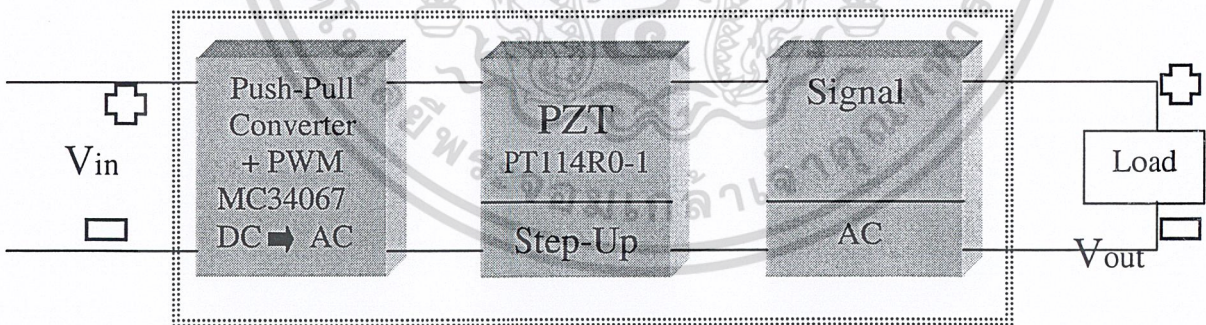
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการงาน

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและการทำงานของเบี่ยโซอิลีคทริกทรานสฟอร์มเมอร์
2. เพื่อศึกษาวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเบี่ยโซอิลีคทริกทรานสฟอร์มเมอร์
3. สามารถนำเบี่ยโซอิลีคทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ไปประยุกต์ใช้งานได้จริง
4. เพื่อศึกษาการออกแบบวงจรไฟฟ้ากำลัง (Power circuit) ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant converters)
5. สามารถทำการ Simulate วงจรต่าง ๆ ได้ และออกแบบลายวงจรได้ โดยใช้โปรแกรมต่าง ๆ อาทิ เช่น Pspice, Protel ฯลฯ
6. เพื่อให้รู้จักการนำทฤษฎีต่าง ๆ ที่เล่าเรียนมาประยุกต์ใช้จริงในการทำงาน เช่น การเลือกอุปกรณ์ให้เหมาะสม และเรียนรู้การแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในขณะทำการทดลอง

1.3 ขอบเขตของโครงการงาน

การนำเบี่ยโซอิลีคทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ไปประยุกต์ใช้งาน โดยนำมาประกอบเป็นวงจรแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตซ์ซิ่ง (Switching power supply) เป็น DC-AC converter ขนาดเล็ก (ขนาดประมาณเท่ากับบัตรเครดิต)

โดยสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 1.1

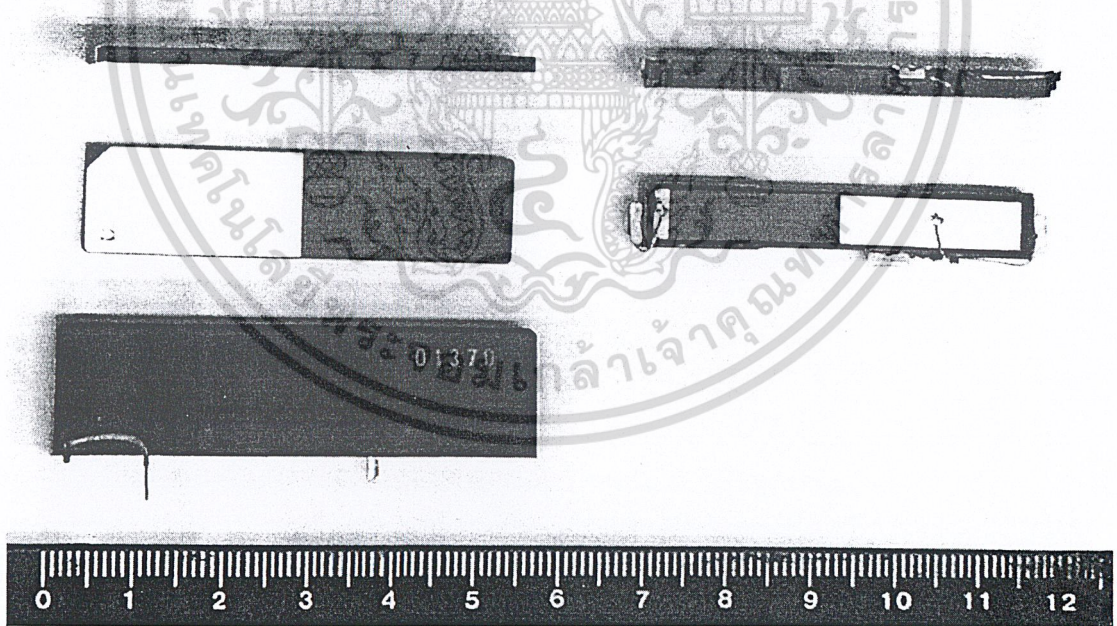


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ DC-AC step-up converter

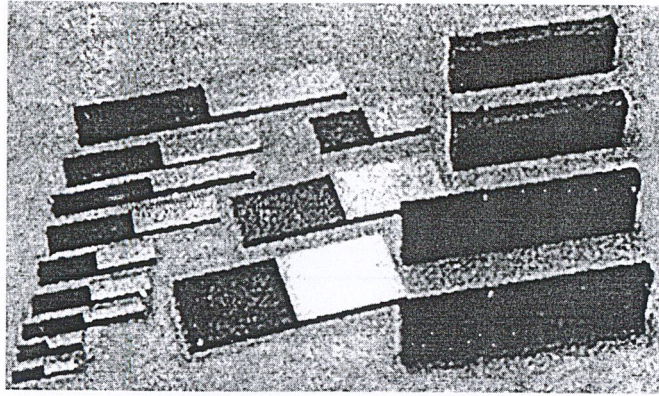
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 คุณสมบัติและโครงสร้างของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)

คุณสมบัติของวัสดุ (Material) ที่นำมาใช้ทำเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ซึ่งได้แก่สารจำพวก PZT (Lead Zirconate Titanate), Lead-Titanate (PbTiO_2), Lead Zirconate (PbZrO_3), Barium-Titanate (BaTiO_3) โดยธรรมชาติแล้วสารจำพวกนี้จะไม่แสดงคุณสมบัติของการเป็นเปียโซอิเล็กทริก จนกว่าจะได้รับการโพลิ่ง (Poling) ซึ่งเป็นกระบวนการจัดอนุภาคของสารแม่เหล็กไฟฟ้าที่เรียงตัวกันแบบสุ่ม ภายในตัวเซรามิกให้เป็นแนวเดียวกัน โดยการเหนี่ยวนำ DC Voltage บนตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ในช่วง 45 KV/cm ในกระบวนการผลิตซึ่งจะทำให้เกิดขั้วที่ตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์เรียกว่า ขั้วอิเล็กโทรด (Electrode) แต่ในโครงงานนี้จะไม่เน้นทางด้านนี้เนื่องจากเป็นส่วนของผู้ผลิต



รูปที่ 2.1 เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)



รูปที่ 2.2 เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ขนาดต่าง ๆ

ปรากฏการณ์เปียโซอิเล็กทริก (piezoelectric effect) สามารถแบ่งได้เป็น 2 ปรากฏการณ์ คือ

1. Direct Effect เป็นปรากฏการณ์ที่เปลี่ยนพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า (Mechanical energy to electrical energy) คือ การให้แรงหรือการดัด (Stress) บนตัวเปียโซเซรามิก (Piezo ceramic) ทำให้เกิดการประจุไฟฟ้าขึ้นส่งผลให้มีกระแสไฟฟ้าเกิดขึ้น (Charge) โดยขั้วของการประจุนี้จะขึ้นอยู่กับทิศทางการดัดหรือแรงที่ให้ เมื่อเปรียบเทียบกับทิศทางของขั้วที่ตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

2. Indirect Effect เป็นปรากฏการณ์ที่เปลี่ยนพลังงาน ไฟฟ้า เป็นพลังงานกล (Electrical energy to mechanical energy) คือ การให้แรงดันไฟฟ้าแก่ขั้วของเปียโซเซรามิกที่ได้จากการ Poling แล้วตัวเปียโซเซรามิกเกิดการดัด

เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer) เป็นอุปกรณ์ที่เกิดจากการนำเปียโซเซรามิก 2 ตัวมาประกอบกัน โดยตัวแรกหรือที่เรียกว่า ด้านปฐมภูมิ (Primary) ทำหน้าที่แปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลโดยอาศัยปรากฏการณ์ Indirect effect ของเปียโซเซรามิก ส่งผลให้เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์เกิดการดัด ส่วนอีกด้านหนึ่งคือ ด้านทุติยภูมิ (Secondary) ทำหน้าที่แปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยอาศัยปรากฏการณ์ Direct effect ของเปียโซเซรามิก ซึ่งจะนำการดัดที่เกิดขึ้นจากด้านปฐมภูมิไปแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าออกมา

2.2 การทำงานของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

2.2.1 ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ของเพียโซ

จากคุณสมบัติของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ที่มีความสามารถในการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกลได้และหากพลังงานไฟฟ้าที่ให้แก่ เพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ นั้นเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันคาบ เช่นสัญญาณรูปไซน์ จะทำให้พลังงานกลที่ได้จากเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ เป็นฟังก์ชันคาบตามอินพุต และความถี่ของรูปพลังงานที่เกิดขึ้นจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตด้วย

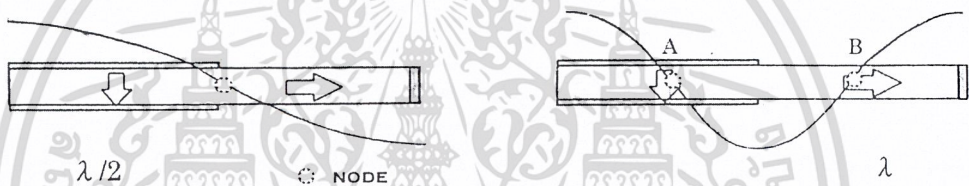
จากการที่พลังงานกลที่เกิดขึ้นจะเป็นไปตามสัญญาณอินพุต ลูกคลื่นทางกลที่เกิดขึ้นนี้จะถูกส่งจากปลายด้านหนึ่งไปสู่ปลายอีกด้านของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ และเกิดการสะท้อนกลับมา ถ้าหากความถี่ของลูกคลื่นที่เกิดขึ้นนี้ทำให้ลูกคลื่นที่ส่งไปเสริมกับลูกคลื่นที่สะท้อนกลับมาจะทำให้พลังงานกลที่ได้มีค่ามากขึ้น เราจะเรียกความถี่นี้ว่า “ความถี่เรโซแนนซ์ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Resonance Frequency of Piezoelectric transformer)” ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ จะสัมพันธ์กับขนาดความยาวของตัวเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ โดยสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ} \quad C &= f \lambda && \text{m / s} \\ C &= \text{ความเร็วของลูกคลื่นในเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์} \\ &= 6640 && \text{m / s} \\ f &= \text{ความถี่เรโซแนนซ์ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์} \\ \lambda &= \text{ความยาวลูกคลื่น} \\ &= 2L && \text{m} \\ L &= \text{ความยาวของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์} \\ \therefore f &= C / 2L \quad (\text{เฉพาะที่ } \lambda \text{ โหมด}) && \text{Hz} \end{aligned}$$

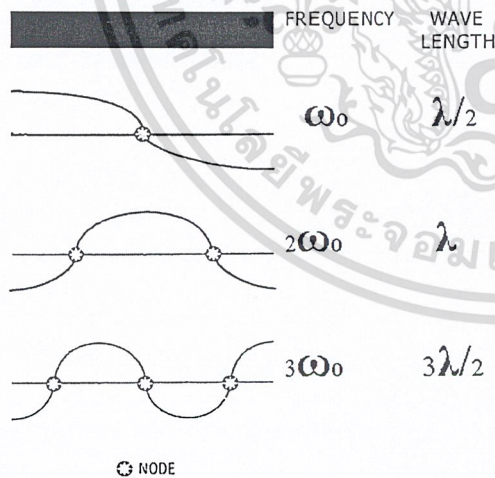
2.2.2 การเลือกจุดจับยึดเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Mounting Point)

เนื่องมาจากการที่เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ นั้นอาศัยลูกคลื่นที่เป็นพลังงานกลในการส่งผ่านพลังงานจากด้าน อินพุตไปด้านเอาต์พุตเป็นสำคัญ เพราะฉะนั้นสิ่งหนึ่งที่สำคัญในการนำเอาเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์มาใช้งาน คือต้องระวังไม่ให้เกิดการสูญเสียพลังงานกลเกิดขึ้น เช่น การป้องกันไม่ให้วัตถุไปสัมผัส เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ในบริเวณที่มีการสั่น หรือการเลือกจุดจับยึดตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ กับตัวถังที่เหมาะสม

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าควรเลือกจุดจับยึดเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ที่เหมาะสมเพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียพลังงานกล ดังนั้นเราควรเลือกจุดที่ไม่มีการสั่นของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์หรือจุดที่เป็นโนด (node) ของลูกคลื่นตามรูปที่ 2.3



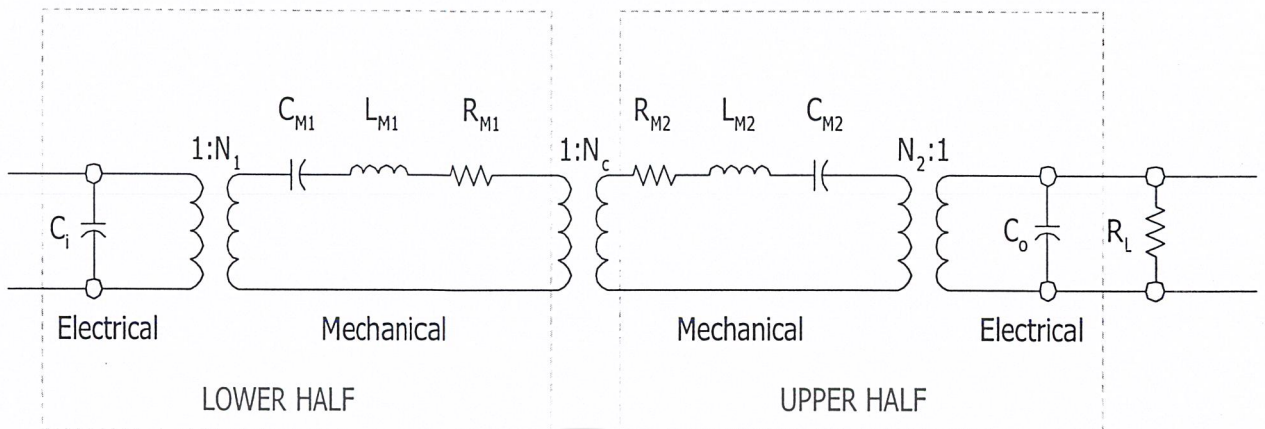
รูปที่ 2.3 ลักษณะของลูกคลื่นที่เกิดขึ้นภายในเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์



จุดจับยึด หรือจุดโนดที่เราเลือกใช้นี้ จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนท์ และโหมดการทำงานที่เราเลือกใช้ เช่น ที่ $\lambda/2$ โหมดจะมีจุดโนดเพียงจุดเดียว คือตรงกลางดังรูป 2.4 ส่วนที่ λ โหมดจะมีจุดโนดสองจุด

รูปที่ 2.4 โหมดการทำงานของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์

2.3 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

กำหนดค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ต่าง ๆ ดังนี้

C_i	คือ	ค่าของตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิ (Input Capacitance)
C_o	คือ	ค่าของตัวเก็บประจุทางด้านทุติยภูมิ (Output Capacitance)
C_{M1}, C_{M2}	คือ	Compliance (Meters/Newton)
L_{M1}, L_{M2}	คือ	ค่ามวลของทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Mass of Transformer)
R_{M1}, R_{M2}	คือ	ค่าความต้านทานของของทรานส์ฟอร์มเมอร์
ϵ_0	คือ	ค่าไดอิเล็กทริกของอากาศ (Dielectric constant of air) มีค่าเท่ากับ 8.85×10^{-12}
ϵ_r	คือ	ค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ (Relative dielectric constant)
N_1, N_2	คือ	Electro-mechanical Linear Transducer Ratio (newtons/volts)
Y	คือ	ค่ายังโมดูลัส (Young's Modulus)
Q_M	คือ	Mechanical quality constant
ρ	คือ	ค่าความหนาแน่นของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

ซึ่งค่าต่าง ๆ สามารถหาได้จากสมการ ดังต่อไปนี้

1. ค่าของตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิและทางด้านทุติยภูมิ (Input / Output Capacitance)

$$C_i = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\text{Input Area}}{\text{Input Thickness}}$$

$$C_o = \epsilon_0 \epsilon_f \frac{\text{Output Area}}{\text{Output Thickness}}$$

2. Mechanical Compliance

$$C_M = \frac{\text{Beam Length}}{\text{Beam Area} \cdot Y_{33}}$$

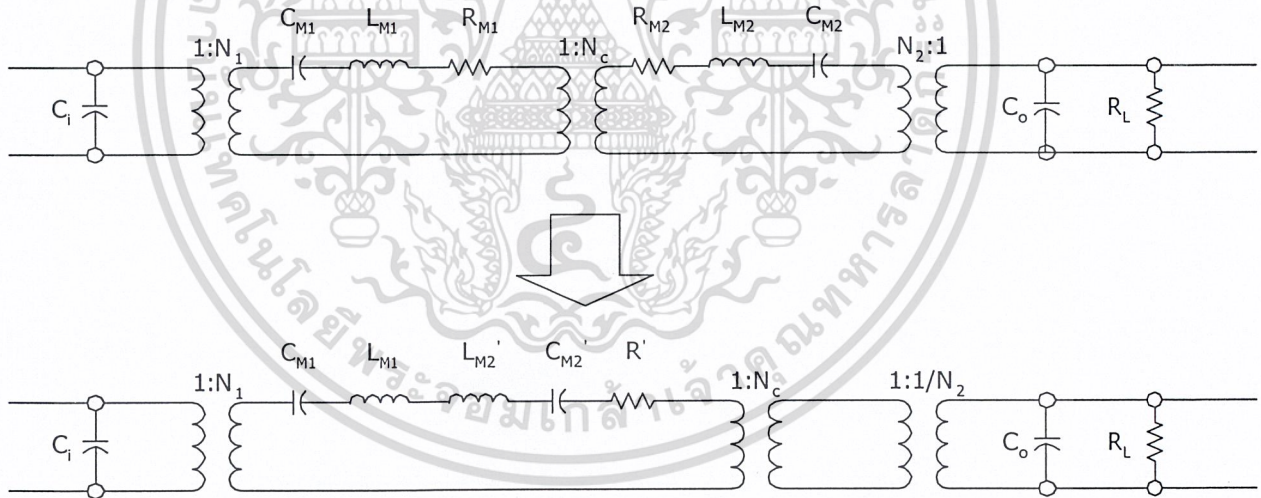
3. คำนวณของทรานสฟอร์มเมอร์ (Mass of Transformer)

$$L_{M1} = \rho A W d_1, \quad L_{M2} = \rho A W d_2 = \rho A W d_1$$

4. ค่าความต้านทาน (Resistance)

ค่าความต้านทานของโมเดลนี้ได้มาจากค่า Mechanical Q_M ซึ่งค่า Q_M ที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) นี้จะถูกคำนวณออกมาภายหลัง

จากวงจรสมมูลของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ต่าง ๆ สามารถคำนวณได้จากสมการข้างต้นที่กล่าวมาแล้ว แต่เราสามารถลดรูปวงจร (Model Simplification) เพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้น เนื่องจากวงจรสมมูลของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์จะคล้ายกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป (Magnetic Transformer) ดังนั้น



รูปที่ 2.6 การลดรูปวงจรเพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 1

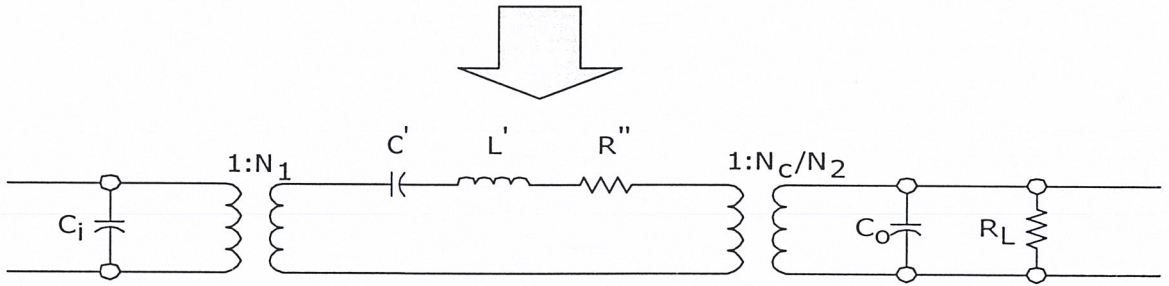
จากรูปจะได้

$$C_{M2}' = N_c^2 C_{M2} \quad \text{และ} \quad L_{M2}' = L_{M2} / N_c^2$$

เนื่องจาก $N_c^2 = 1$ ดังนั้นจะได้

$$C_{M2}' = C_{M2} = C_{M1} \quad \text{และ} \quad L_{M2}' = L_{M2} = L_{M1}$$

สามารถลดรูปวงจรลงได้อีกดังนี้



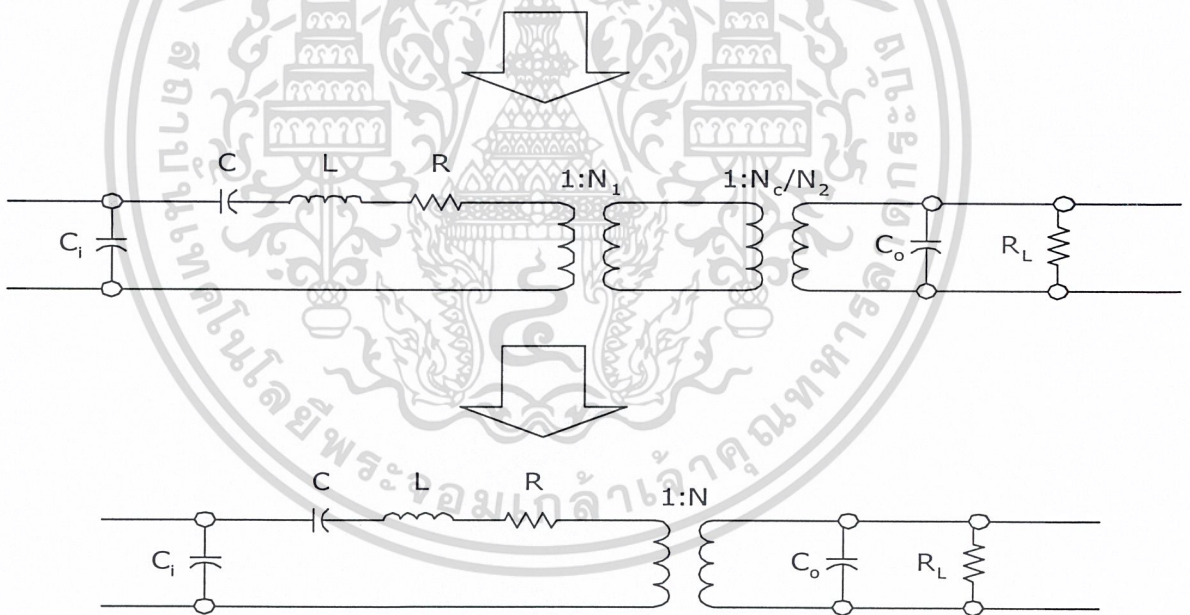
รูปที่ 2.7 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 2

จากรูปจะได้

$$L' = L_{M1} + L_{M2}$$

$$C' = \frac{C_{M1} C_{M2}}{C_{M1} + C_{M2}} = \frac{C_{M1}^2}{2C_{M1}} = \frac{C_{M1}}{2}$$

สามารถลดรูปวงจรลงได้อีกดังนี้



รูปที่ 2.8 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 3

จากรูปจะได้

$$C = C'/N_1^2 \quad \text{และ} \quad L = L'/N_1^2$$

ค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ต่าง ๆ คำนวณได้จากสมการ ดังต่อไปนี้

$$C = \frac{d_1}{2WLY_{33}} \frac{A^2W^2}{g_{33}^2d_1^2} = \frac{AW}{2Y_{33}g_{33}^2d_1}$$

$$L = 2\rho AWd_1 \frac{g_{33}^2d_1^2}{A^2W^2} = \frac{2\rho g_{33}^2d_1^2}{AW}$$

$$N = \frac{N_1N_c}{N_2} = \frac{AW}{g_{33}d_1} \frac{g_{33}d_2}{AW} = \frac{d_2}{d_1}$$

ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency, ω_0) หาได้จาก

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2\rho d_1^3 g_{33}^2}{AW} \frac{AW}{2Y_{33}g_{33}^2d_1}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\rho d_1^2}{Y_{33}}}} = \frac{1}{d_1 \sqrt{\frac{\rho}{Y_{33}}}}$$

และค่า C_{PZT} คือ ค่าความเร็วเสียงใน Piezo Ceramic ซึ่งค่า $C_{PZT} = \sqrt{\frac{\gamma}{\rho}}$ ดังนั้น

$$\omega_0 = \frac{C_{PZT}}{d_1}$$

และค่าความต้านทานหาได้จากสมการ

$$Q_M = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

หรือ

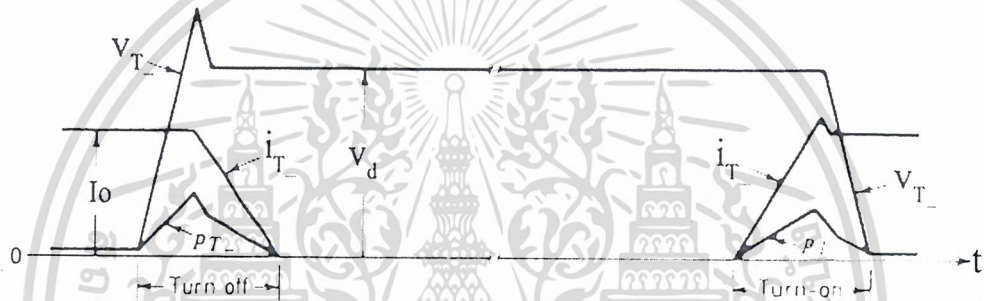
$$R = \frac{1}{\omega_0 Q_M C}$$

$$R = \frac{d_1 \sqrt{\rho/Y_{33}}}{Q_M} \frac{2Y_{33}g_{33}^2d_1}{AW}$$

$$R = \frac{2d_1^2 g_{33}^2 \sqrt{\rho/Y_{33}}}{Q_M AW}$$

2.4 การสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ (Switching losses)

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตชิ่ง (Switching Converters) โดยทั่วไป มักจะเกิดปัญหาการสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ (Switching Power Losses) ในช่วงขณะเปิดสวิตช์ (Turn on) และช่วงขณะปิดสวิตช์ (Turn off) เนื่องจาก ในช่วงขณะเปิดสวิตช์และขณะปิดสวิตช์นั้น มีค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา (di/dt) และค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับเวลา (dv/dt) ของสวิตช์มีค่าสูงมาก ซึ่งทำให้สวิตช์ต้องทนรับค่าความเค้นของการสวิตช์ (Switching Stresses) ที่สูง และยังส่งผลให้เกิดการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference : EMI) สูงด้วย และถ้าคอนเวอร์เตอร์นี้ถูกสวิตช์ที่ความถี่สูงขึ้น ก็จะทำให้สูญเสียกำลังไฟฟ้ามากขึ้นตามไปด้วย



รูปที่ 2.9 การสวิตช์ของแรงดันและกระแส และกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด

วิธีหนึ่งสำหรับการลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ (Switching Power Losses) และปัญหา EMI คือ การปรับปรุงวงจรให้สวิตช์ขณะที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage) และ/หรือ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ (Zero Current) ซึ่งวิธีการนี้เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ (Resonant Converter) มาใช้

2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ (Resonant Converter)

เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์จึงทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ การสูญเสียกำลังไฟฟ้าจะเกิดขึ้นในช่วงขณะสวิตช์เปิดและขณะสวิตช์ปิดซึ่งแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าไม่เป็นศูนย์ ยิ่งถ้าเราเพิ่มความถี่สวิตช์สูงขึ้น แรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ยิ่งมีค่ามากขึ้นด้วยเป็นเหตุให้การสูญเสียกำลังไฟฟ้ายิ่งเพิ่มมากขึ้น

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ การสวิตช์จะเกิดในขณะที่ยังมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage) และ/หรือ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ (Zero Current) ซึ่งเป็นการลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรได้ การสวิตช์แบบนี้เรียกว่า Soft Switching

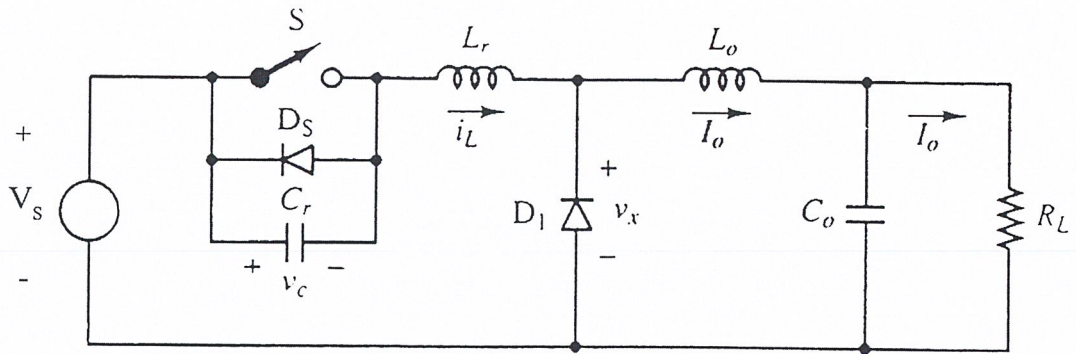
การแบ่งประเภทของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Classification of Resonant Converters)

1. Resonant-switch converters สามารถแบ่งได้ดังนี้
 - Zero-current switching
 - Zero-voltage switching
2. Load-resonant converters
3. Resonant-dc-link converters

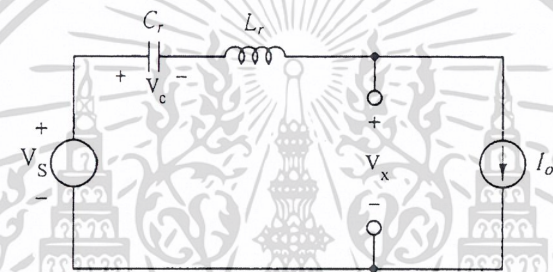
2.6 การทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ (Zero-Voltage switching : ZVS)

เมื่อศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ อยู่ในช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ ส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรแท่งเรโซแนนท์ จะเรโซแนนท์ ซึ่งมีผลทำให้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เปลี่ยนค่าจากศูนย์ไปสู่ค่าสูงสุด แล้วกลับสู่ค่าศูนย์อีก ซึ่ง ณ เวลานี้สวิตช์จะถูกทริกอีกครั้ง ในกรณีนี้จะไม่มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าหรือการสิ้นเปลือง (dissipation) เกิดขึ้นในสวิตช์ เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมทางด้านเอาต์พุตของมอสเฟต (C_{oss}) ถูกดีสชาร์จโดยค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในแท่งเรโซแนนท์ ทั้งยังทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอีกด้วย ดังนั้นจึงนิยมใช้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีความถี่ และศักดาไฟฟ้าสูง นอกจากนี้แล้ววิธี ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ ยังเหมาะสำหรับคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบไม่ว่าจะเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบบัค (Buck converter) คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค (Flyback converter) คอนเวอร์เตอร์แบบบูส (Boost converter)

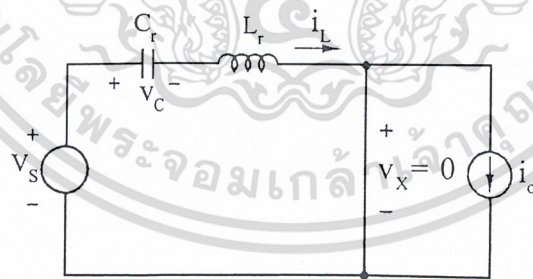
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



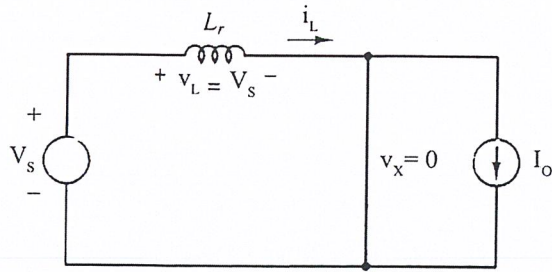
รูปที่ 2.10 เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ Zero-current switching



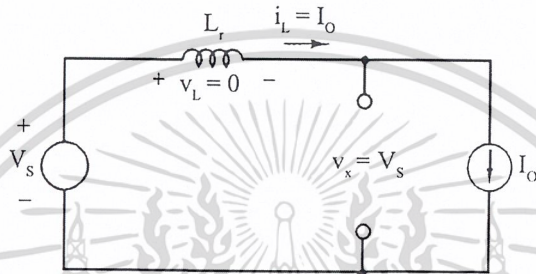
รูปที่ 2.11 ช่วงที่ 1 ณ เวลา $0 < t < t_1$ (Switch opened and diode on)



รูปที่ 2.12 ช่วงที่ 2 ณ เวลา $t_1 < t < t_2$ (Switch opened and diode off)



รูปที่ 2.13 ช่วงที่ 3 ณ เวลา $t_2 < t < t_3$ (Switch closed and diode on)

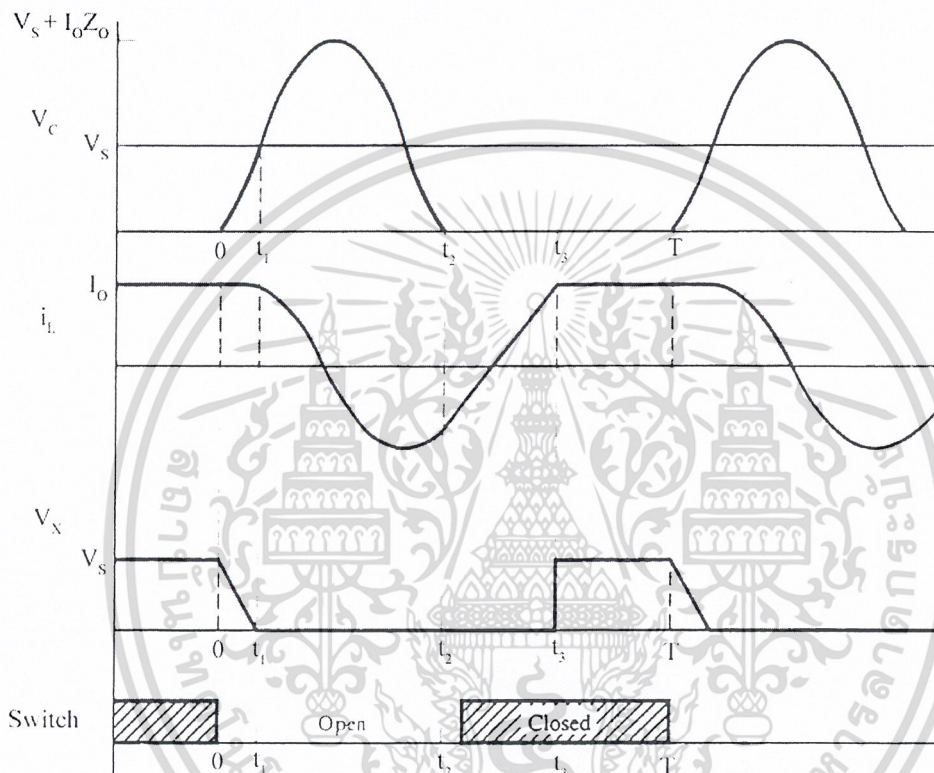


รูปที่ 2.14 ช่วงที่ 4 ณ เวลา $t_3 < t < t_4$ (Switch closed and diode off)

จากรูปที่ 2.10 ถึง รูปที่ 2.14 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโคโนเนตซ์ และการทำงานของวงจร ณ ช่วงเวลาต่าง ๆ กัน โดยสมมติให้เอาต์พุตที่ออกมาไม่มีการกระเพื่อม (Ripple – free) ของกระแสไฟฟ้า (i_o) ในตัวเหนี่ยวนำ (L_r) เริ่มต้นในขณะที่ยุติสวิตช์อยู่ในสถานะปิด กระแสที่ไหลผ่าน L_r เท่ากับ i_o และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_r และ D_s เป็นศูนย์ และคักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_r) เท่ากับศูนย์ เมื่อสวิตช์ถูกทำให้อยู่ในสถานะเปิดโดยแรงดันตกคร่อมสวิตช์เท่ากับศูนย์ จะได้ว่า กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) เท่ากับกระแสเอาต์พุต (i_o) และมีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ (C_r) ทำให้มีการสะสมแรงดันในตัวเก็บประจุ (V_c) เมื่อแรงดันในตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ ($V_c = V_s$) แล้ว ไดโอด (D_r) จะทำงาน (Forward bias) ทำให้เกิดการอนุกรมของ V_s , C_r และ L_r ซึ่งจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_c) เกิดการออสซิลเลท (Oscillation)

เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_c) ลดลงจนเป็นศูนย์ ไดโอด (D_s) จะทำงานเนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้ามีค่าเป็นลบ (Negative) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L_r) เท่ากับแรงดันตกคร่อมสวิตช์ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) เพิ่มขึ้น สวิตช์ควรจะ

ถูกปิดหลังจากที่ไดโอด (D_S) ทำงาน (Turn-on) เพื่อให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์เท่ากับศูนย์ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_L) เพิ่มขึ้นจนค่าเป็นบวก (Positive) ไดโอด (D_S) จะหยุดทำงาน (Turn-off) และจะมีกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ซึ่งจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งเท่ากับกระแสเอาต์พุต ($I_L=I_O$) แล้ว ไดโอด (D_1) จะทำงาน เงื่อนไขต่าง ๆ ของวงจรจะกลับไปเริ่มต้นการทำงานใหม่



รูปที่ 2.15 กราฟแสดงค่าสัญญาณต่าง ๆ (Waveform)

2.6.1 วิเคราะห์วงจรสวิตช์ไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS) ในช่วงเวลาขณะสวิตช์

ในแต่ละช่วงเวลาของวงจรดังรูปที่ 2.10 สามารถแบ่งได้ดังนี้

2.6.1.1 ช่วงที่ 1 ณ เวลา $0 < t < t_1$

สวิตช์ถูกเปิดที่เวลา ($t = 0$) มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุคือ I_O ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นเหตุให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C มีค่าเพิ่มขึ้นและมีค่าเท่ากับ

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_o d\lambda = \frac{I_o}{C} t \quad (2.1)$$

แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (I_L) เป็นศูนย์ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่เท่ากับกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (I_o) แรงดันไฟฟ้าที่ filter input (V_x) มีค่าเท่ากับ

$$v_x(t) = V_s - v_c(t) = V_s - \frac{I_o}{C} t \quad (2.2)$$

จากสมการข้างต้น จะเริ่มต้นที่ V_s เมื่อเวลาผ่านไปค่าของ V_x จะลดลงเรื่อยๆ ที่เวลา $t = t_1$ ค่าของ V_x เท่ากับ 0 ไดโอดจะทำงาน และจะได้ค่า t_1 เท่ากับ

$$t_1 = \frac{V_s C_r}{I_o} \quad (2.3)$$

และจากสมการที่ 2.2 เราสามารถแสดงได้ว่า

$$v_x(t) = V_s \left(1 - \frac{t}{t_1} \right) \quad (2.4)$$

2.6.1.2 ช่วงที่ 2 ณ เวลา $t_1 < t < t_2$

ไดโอด D_1 ทำงาน (Forward biased) ดังรูปที่ 2.12 จากวงจรเสมือน (Equivalent Circuit)

ใช้กฎของเคอร์ชอฟ (Kirchhoff's voltage law) จะได้

$$L_r \frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t) = V_s \quad (2.5)$$

Differentiating ;

$$L_r \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{dv_c(t)}{dt} = 0 \quad (2.6)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{ic(t)}{C_r} \quad (2.7)$$

เนื่องจากกระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากัน ดังนั้นสมการที่ (2.6) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{i_L(t)}{L_r C_r} = 0 \quad (2.8)$$

แก้สมการหา i_L โดยใช้เงื่อนไขเริ่มต้น (Initial Condition) $i_L(t_1) = I_o$

$$i_L(t) = I_o \cos \omega_0(t - t_1) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ซึ่ง
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.10)$$

ดังนั้นจะได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ

$$v_c(t) = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_c(\lambda) d\lambda + v_c(t_1) = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t I_o \cos \omega_0(\lambda - t_1) d\lambda + V_s$$

จะได้

$$v_c(t) = V_s + I_o Z_o \sin \omega_0(t - t_1) \quad (2.11)$$

แทนค่า

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.12)$$

จะได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงที่สุดเท่ากับ

$$V_{C, peak} = V_s + I_o Z_o = V_s + I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.13)$$

ค่า V_C ที่ได้จะมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมไดโอด D_s ย้อนกลับสูงสุด ซึ่งมีความมากกว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟ (V_s) ดังนั้น ไดโอด D_1 จะ Forward biased

$$V_x = 0 \quad (2.14)$$

ไดโอด D_s บล็อก V_C เพื่อไม่ให้ติดลบ ดังนั้นสมการที่ 2.11 จะเป็นจริงเมื่อ $V_C > 0$ แก้สมการที่ 11 เพื่อหา $t = t_2$ เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{-V_s}{I_o Z_o} \right) \right] + t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_s}{I_o Z_o} \right) + \pi \right] + t_1 \quad (2.15)$$

ที่เวลา $t = t_2$ ไดโอด D_s ทำงาน (turn on)

2.6.1.3 ช่วงที่ 3 ณ เวลา $t_2 < t < t_3$

หลังจากเวลา t_2 แล้ว ไดโอดทั้งสองตัวทำงาน (Forward biased) ดังรูปที่ 2.13 จะได้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L_r) คือ V_s และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ I_o ที่เวลา t_3 สวิตช์จะปิด (closed) อีกครั้งหนึ่งหลังจากเวลา t_2 เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับศูนย์ ($V_C = 0$) (Zero-voltage turn-on) จะได้กระแส i_L ในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 มีค่าเท่ากับ

$$i_L(t) = \frac{1}{L_r} \int_{t_2}^t V_s d\lambda + i_L(t_2) = \frac{V_s}{L_r} (t - t_2) + I_o \cos \omega_0(t_2 - t_1) \quad (2.16)$$

แทนค่า $i_L(t_2)$ จากสมการที่ (2.9) กระแสที่เวลา t_3 คือ I_o จะมีค่าเท่ากับ

$$i(t_3) = I_o = \frac{V_s}{L} (t_3 - t_2) + I_o \cos \omega_0(t_2 - t_1) \quad (2.17)$$

แก้สมการหา t_3 จะได้

$$t_3 = \left(\frac{L I_o}{V_s} \right) [1 - \cos \omega_0(t_2 - t_1)] + t_2 \quad (2.18)$$

แรงดันตกคร่อม V_x มีค่าเท่ากับ 0 ในช่วงนี้

$$V_x = 0 \quad (2.19)$$

ที่เวลา $t = t_3$ ไดโอด D_1 ทำงาน (turn on)

2.6.1.4 ช่วงที่ 4 ณ เวลา $t_3 < t < T$

ในช่วงเวลานี้ สวิตช์ปิดและไดโอดทั้งสองตัวไม่ทำงาน กระแสที่ไหลในสวิตช์คือ กระแส I_o และ

$$V_x = V_s \quad (2.20)$$

วงจรมีอยู่ในเงื่อนไข จนกว่าสวิตช์จะทำการเปิดอีกครั้งหนึ่ง ช่วงเวลา $T - t_3$ นี้ จะเป็นช่วงที่กำหนดความถี่ของการสวิตช์ซิงของวงจรมี

2.6.2 แรงดันเอาต์พุต (Output voltage)

จากรูปที่ 2.15 แสดงแรงดัน V_x ซึ่งได้มาจากการรวมสมการ 2.4, 2.14, 2.19, 2.20 จะได้

$$V_x(t) = \begin{cases} V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) & 0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_2 \\ V_s & t_2 < t < T \end{cases} \quad (2.21)$$

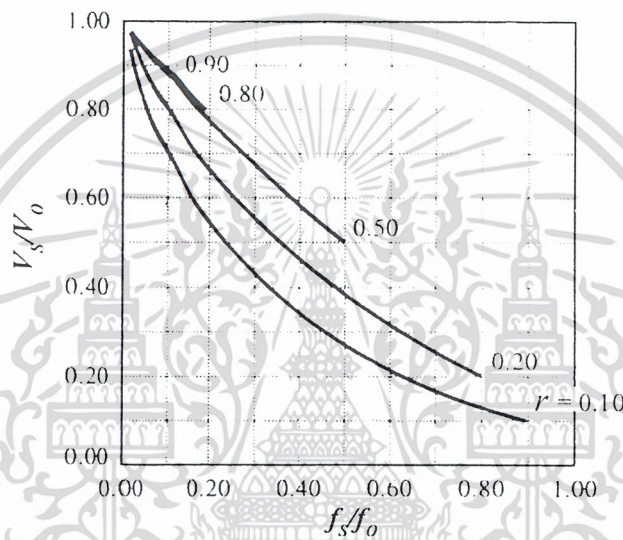
ค่าแรงดันเอาต์พุตคือค่าเฉลี่ยของ V_x ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_o(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T V_x dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) dt + \int_{t_2}^T V_s dt \right] \\ &= \frac{V_s}{T} \left[\frac{t_1}{2} + (T - t_3) \right] \end{aligned} \quad (2.22)$$

จาก $f_s = 1/T$

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

แรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ ช่วงเวลาในการเปิดสวิตช์ถูกจำกัดให้คงที่และช่วงเวลาในการปิดสวิตช์จะสามารถแปรผันได้ เวลา t_2, t_3 ถูกกำหนดโดยกระแสที่ไหลผ่านภาระ (I_o) ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันของภาระ (Load) การเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์จะเป็นการลดช่วง $T-t_3$ ดังนั้นจะเป็นการลดแรงดันเอาต์พุต ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความถี่สวิตช์ถูกแสดงด้วยค่าพารามิเตอร์ $r = R_L/Z_o$ ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความถี่สวิตช์

2.6.3 ประโยชน์ของวงจรตัดไฟฟ้าตกรวมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS)

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

2.6.4 ข้อจำกัดของวงจรตัดไฟฟ้าตกรวมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS)

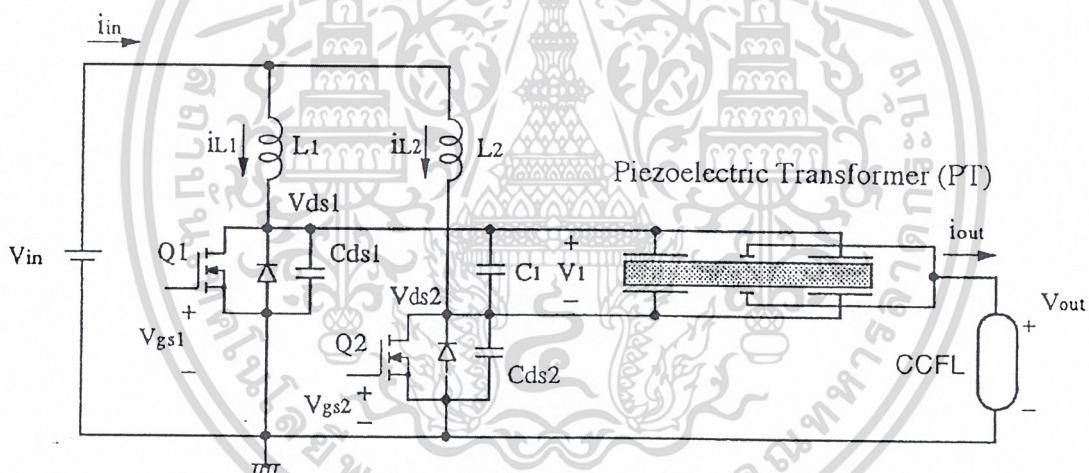
1. โดยส่วนใหญ่ใช้วิธีควบคุมโดยการปรับความถี่
2. การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นสัดส่วนผกผันกับกระแสของภาระ
ในการควบคุมบางครั้งต้องใช้วงจรไฟฟ้าที่สลับซับซ้อนมาช่วยร่วมงานด้วย



บทที่ 3 การออกแบบวงจร

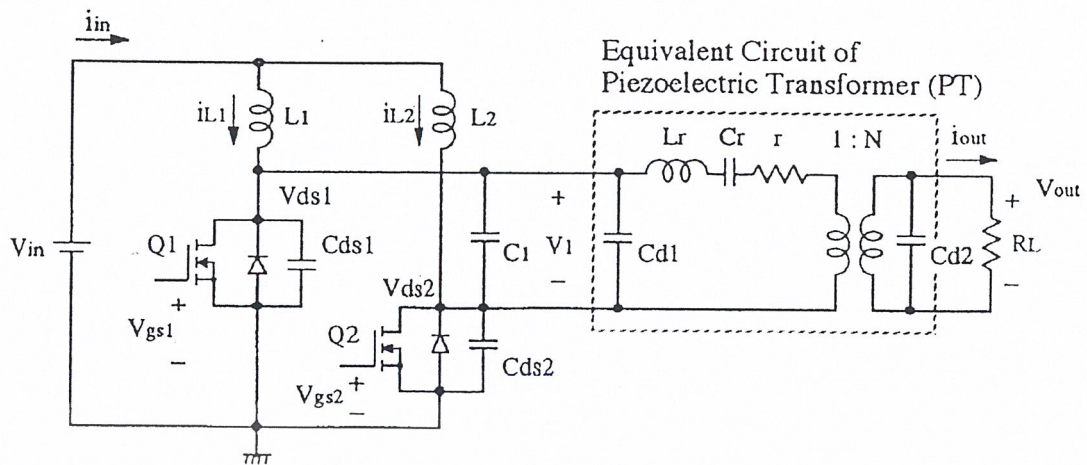
3.1 การออกแบบวงจรโดยวงจรไฟฟ้ากำลัง (Power circuit) ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converters)

จากทฤษฎีที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.5 และ 2.6 เราจึงเลือกใช้วงจรไฟฟ้ากำลัง (Power circuit) ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converters) คือ วงจร Push – Pull Inverter ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้สำหรับแปลงไฟฟ้ากระแสตรง (DC) เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) โดยการสวิตช์จะเกิดในขณะที่ยานต์ตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage) เพื่อเป็นการลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้ (Switching power losses) ในวงจรได้ การวิเคราะห์ที่ใช้ภาระ (Load) เป็นเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric Transformer) ดังรูปที่ 3.1



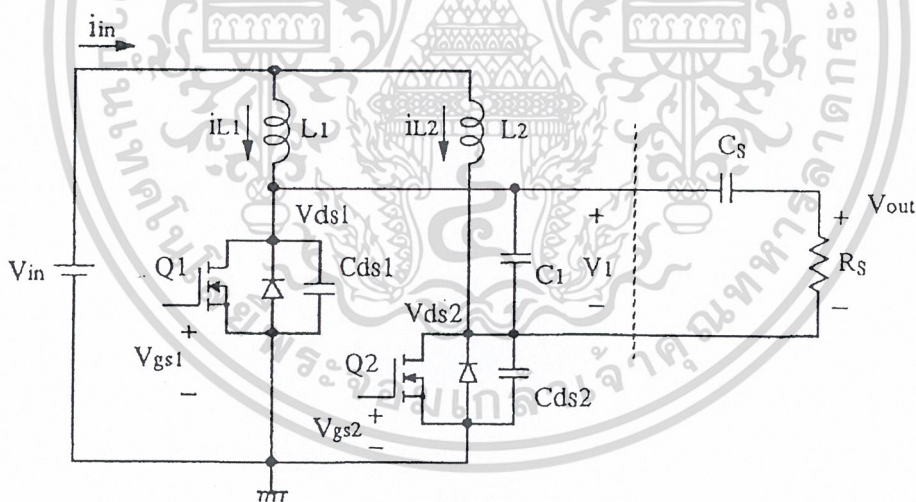
รูปที่ 3.1 วงจร Push – Pull Inverter โดยใช้เพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์เป็นภาระ (Load)

เราสามารถแทนเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ด้วยวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 จะได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจร Push – Pull Inverter และวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

เมื่อ ค่า $Cd1 \approx \infty$, $Lr \approx 0$ จึงสามารถเขียนวงจรใหม่ได้เป็น ดังรูปที่ 3.3
 ดังนั้นในการทดลองเราจะใช้ค่าความต้านทาน (R_s) และค่าตัวเก็บประจุ (C_s) โดยวัดจาก
 เพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ทางด้านอินพุต (Input) โดยตรงและแทนวงจรสมมูลย์ใน รูปที่ 3.3

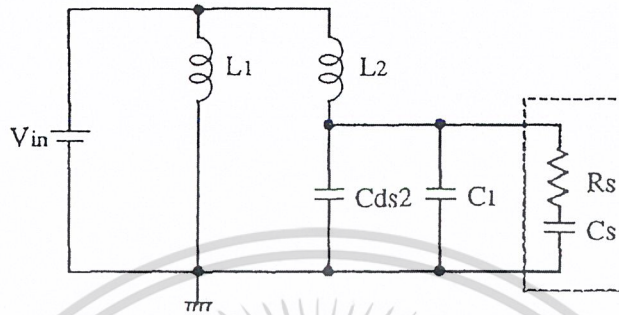


รูปที่ 3.3 วงจร Push – Pull Inverter และวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ที่ดัดแปลงใหม่

3.1.2 หลักการทำงานของวงจร Push-Pull inverter

วงจร Push-Pull inverter สามารถแบ่งการพิจารณาออกเป็น 4 ช่วงการทำงานดังต่อไปนี้

3.1.2.1 ช่วงที่ 1 $V_{GS1} > 0$, $V_{GS2} < 0$, $V_{DS1} < 0$, $V_{DS2} < 0$ เป็นช่วงที่มีการเกิดเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 1 ขึ้น ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ช่วงที่ 1 $V_{GS1} > 0$, $V_{GS2} < 0$, $V_{DS1} < 0$, $V_{DS2} < 0$

เป็นช่วงที่เกิดการเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 1

จาก KVL พิจารณาที่ L_1 จะได้

$$V_{dc} = V_L \quad (3.1)$$

$$V_{dc} = L \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (3.2)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} V_{dc} dt + i_{L1}(t_1) \quad (3.3)$$

กำหนดให้ $C = C_{ds2} // C_1$

จาก KVL พิจารณาที่ C จะได้

$$V_{c_{ds2}} = V_{dc} - L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

$$i_{L2} = i_c + I_o \quad (3.5)$$

$$i_c = C \frac{dv_{ds2}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

นำสมการที่ (3.4) แทนในสมการที่ (3.6) จะได้

$$i_c = -L_2 C \frac{d^2 i_{L2}(t)}{dt^2} \quad (3.7)$$

นำสมการที่ (3.7) แทนในสมการที่ (3.5) จะได้

$$i_{L2} = -L_2 C \frac{d^2 i_{L2}(t)}{dt^2} + I_o \quad (3.8)$$

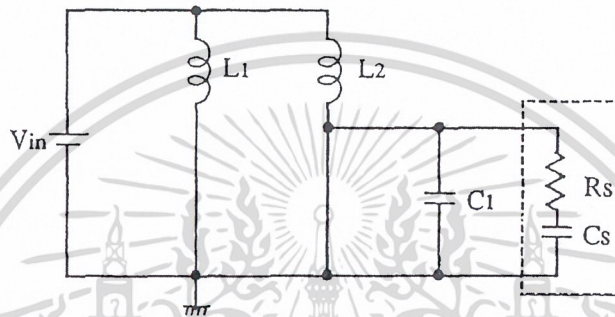


จะได้

$$i_{L2}(t) = I_o + [i_{L2}(t_1) - I_o] \cos\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{V_{dc} - V_{ds2}(t_1)}{\sqrt{L_2/C}} \sin\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) \quad (3.9)$$

$$V_{ds2}(t) = V_{dc} - [V_{dc} - V_{ds}(t_1)] \cos\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{i_{L2}(t_1) - I_o}{\sqrt{C/L_2}} \sin\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) \quad (3.10)$$

3.1.2.2 ช่วงที่ 2 $V_{GS1} > 0$, $V_{GS2} < 0$, $V_{DS1} < 0$, $V_{DS2} > 0$ ดังรูปที่ 3.5



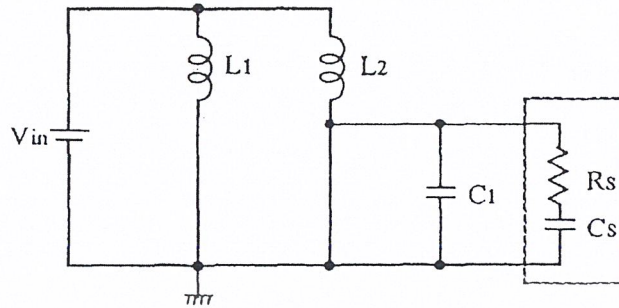
รูปที่ 3.5 ช่วงที่ 2 $V_{GS1} > 0$, $V_{GS2} < 0$, $V_{DS1} < 0$, $V_{DS2} > 0$

ช่วงที่ 2 จะเริ่มการทำงานเมื่อ V_{ds2} เท่ากับศูนย์ ทำให้ D2 เริ่มทำงาน ($V_{DS2} > 0$) ซึ่งจะได้กระแสที่ไหลผ่าน L_2 มีค่าเช่นเดียวกับกระแสที่ไหลผ่าน L_1 (โดยกระแสที่ไหลผ่านใน L_1 จะทำงานเหมือนช่วงที่ 1 ที่กล่าวมาแล้ว) ดังนี้

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_{t_2}^{t_3} V_{dc} dt + i_{L2}(t_2) \quad (3.11)$$

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_2}^{t_3} V_{dc} dt + i_{L1}(t_2) \quad (3.12)$$

3.1.2.3 ช่วงที่ 3 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} < 0$ เป็นช่วงที่มีการเกิดเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 2 ขึ้น ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ช่วงที่ 3 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} < 0$

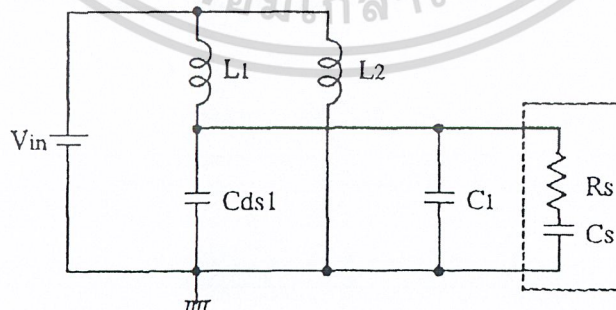
เป็นช่วงที่เกิดการเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 2 การทำงานช่วงที่ 3 จะเริ่มเมื่อ สวิตช์ตัวที่ 2 เริ่มทำงาน ($V_{GS2} > 0$) จากรูปจะพบว่า จะคล้ายกับการทำงานในช่วงที่ 1 เพียงแต่สลับที่ L1 กับ L2 และ Cds1 กับ Cds2 ฉะนั้นจะได้

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_{t_3}^{t_4} V_{dc} dt + i_{L2}(t_3) \quad (3.13)$$

$$i_{L1}(t) = I_o + [i_{L1}(t) - I_o] \cos\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{V_{dc} - V_{ds1}(t_3)}{\sqrt{L_2/C}} \sin\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right) \quad (3.14)$$

$$V_{ds1}(t) = V_{dc} - [V_{dc} - V_{ds}(t_3)] \cos\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{i_{L2}(t) - I_o}{\sqrt{C/L_2}} \sin\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right) \quad (3.15)$$

3.1.2.2 ช่วงที่ 4 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} > 0, V_{DS2} < 0$ ดังรูปที่ 3.6

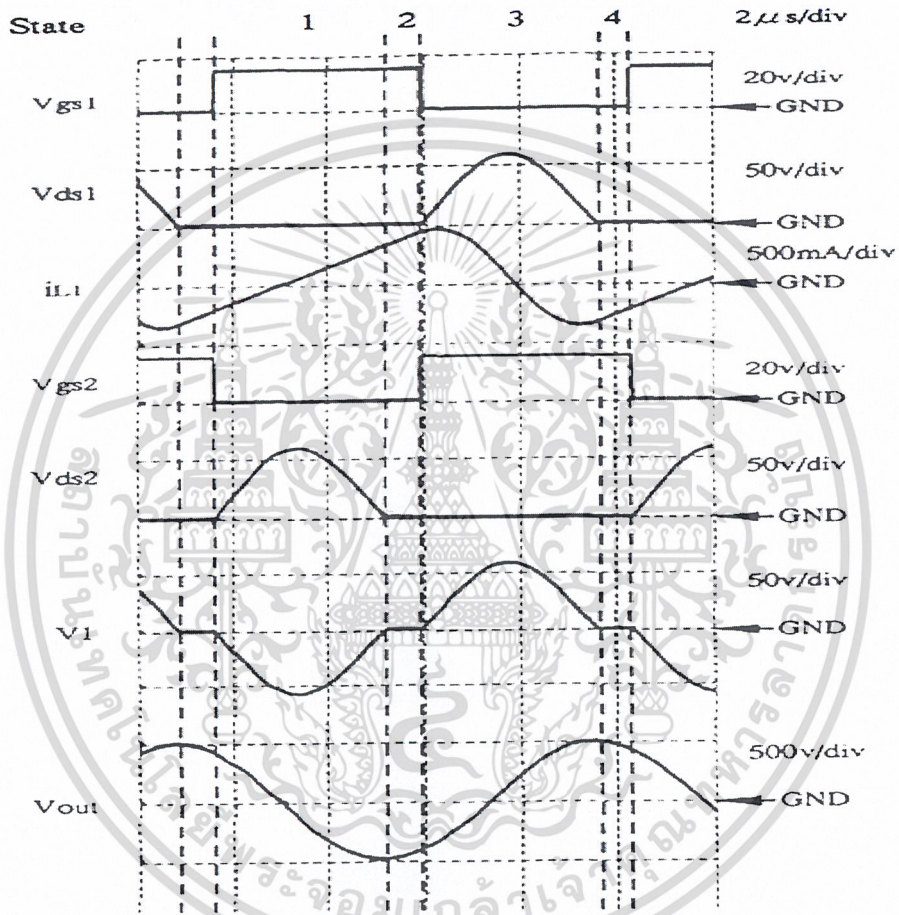


รูปที่ 3.7 ช่วงที่ 4 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} > 0, V_{DS2} < 0$

ช่วงที่ 4 จะเริ่มการทำงานเมื่อ V_{ds1} เท่ากับศูนย์ ทำให้ D1 เริ่มทำงาน ($V_{DS1} > 0$) เช่นเดียวกับการทำงานในช่วงที่ 2 จะได้สมการแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_3}^{t_5} V_{dc} dt + i_{L1}(t_4) \quad (3.16)$$

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_{t_4}^{t_5} V_{dc} dt + i_{L2}(t_4) \quad (3.17)$$



รูปที่ 3.8 แสดงค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านส่วนต่าง ๆ ของวงจร

3.1.3 การเลือกใช้ค่าความต้านทาน (R) และค่าตัวเก็บประจุ (C) ในวงจร Push-Pull Inverter

- ถ้าเลือกใช้ค่า $L1 = L2 = 150 \mu H$
 $C1 = 6.8 \text{ nF}$
 $Cds1 = Cds2 = 130 \text{ pF}$

จากสมการที่ (3.9) , (3.10) , (3.14) จะได้

$$i_{L1max} = i_{L2max} = 250 \text{ mA}$$

$$V_{dsmax} = 60 \text{ V}$$

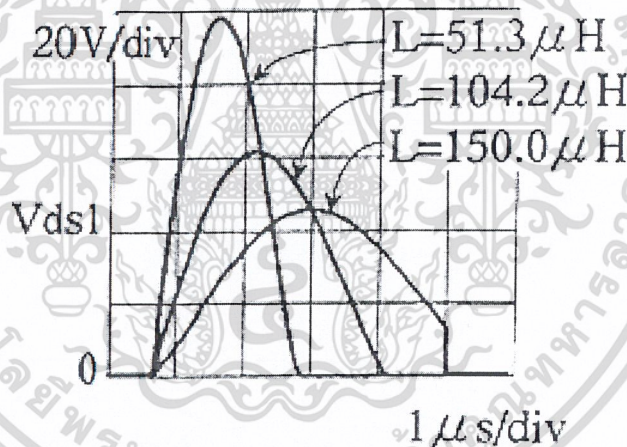
$$\text{Resonance frequency} = 100 \text{ KHz}$$

ซึ่งจะนำค่าต่าง ๆ เหล่านี้มาใช้ในการพิจารณาการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (L) และ มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งจะนำมาใช้ทำสวิตช์ (Switch)

3.1.4 ส่วนเพิ่มเติม

3.1.4.1 การเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ที่ไม่เหมาะสม

การเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำ ถ้าเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ามากเกินไป จะทำให้ในขณะที่สวิตช์จะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ คือ วงจรไม่เป็น ZVS (Zero Voltage Switching) แต่ถ้าใช้ค่า L ที่น้อยเกินไป ค่าของ V_{ds} จะมีค่ามาก ทำให้ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่สามารถทนแรงดันได้สูง ซึ่งจะมีราคาแพง

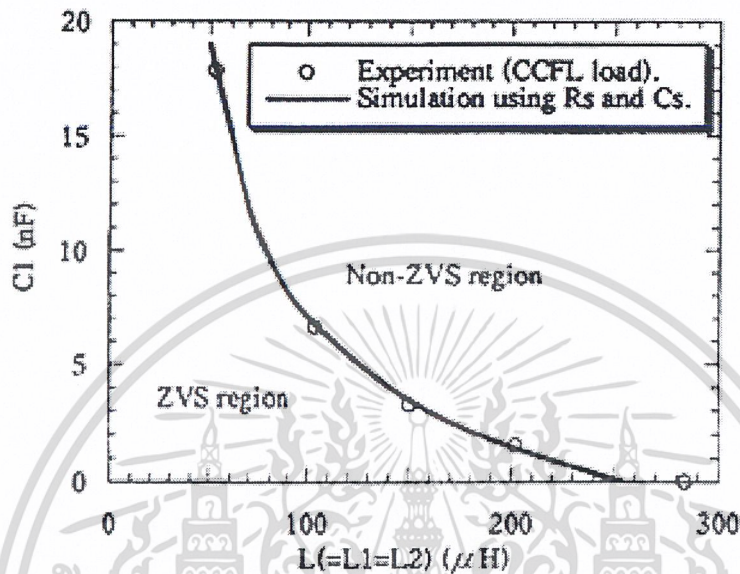


รูปที่ 3.9 รูปกราฟความล้มพันธิระหว่าง V_{ds} และ t ขณะเลือกใช้ค่า L ต่าง ๆ กัน

3.1.4.2 การเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ (C) ที่ไม่เหมาะสม

การเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ ถ้าเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มีค่ามากเกินไป จะทำให้ในขณะที่สวิตช์จะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ คือ วงจรไม่เป็น ZVS (Zero Voltage Switching) แต่ถ้าใช้ค่า L ที่น้อยเกินไป ค่าของ V_{ds} จะมีค่ามาก ทำให้ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่สามารถทนแรงดันได้สูง ซึ่งจะมีราคาแพง

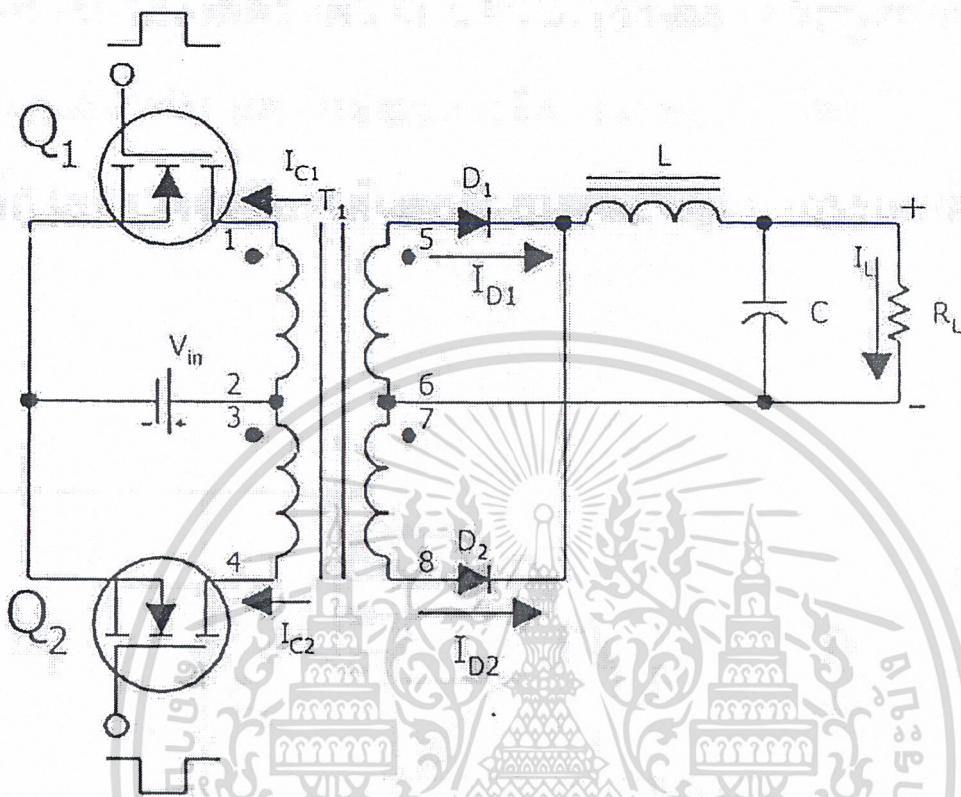
จากหัวข้อที่ 3.1.4.1 และ 3.1.4.2 จะพบว่า การเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุและค่าตัวเหนี่ยวนำ นั้น จะต้องมีความสัมพันธ์กัน จึงจะทำให้วงจรที่ได้เป็น ZVS (Zero voltage switching) ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ (Switching power losses) และค่า V_{ds} ไม่สูงเกินไป ซึ่งจะทำให้ไม่ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่ไม่ราคาแพงเกินความจำเป็น ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ

3.1.4.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เปรียบเหมือนการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 2 วง มาต่อรวมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ลักษณะวงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

ลักษณะการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จะทำงานดังนี้คือ เมื่อ Q_1 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิจึงมีศักย์เป็นลบเมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_2 จึงถูกไบแอสกลับในขณะที่ D_1 ได้รับไบแอสตรงนำกระแส I_{D2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและภาระ และในลักษณะเดียวกันเมื่อ Q_2 นำกระแสก็จะมีการไหลผ่านจากจุด 3 ไป จุด 4 ของขดปฐมภูมิทำให้จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแส I_{D1} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและภาระในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสกลับ แรงดันที่ตกคร่อมภาระ R_L สามารถหาได้จากสมการที่ (3.18)

$$V_{OUT} = 2D \cdot V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (3.18)$$

ข้อดีของพหุ-พูล คอนเวอร์เตอร์

- ปริมาตรของแกนเล็กกลง
- กระแสของคอลลีเกเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ
- ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก

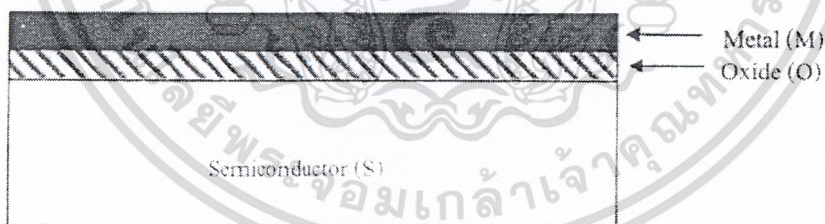
ข้อเสียของพหุ-พูล คอนเวอร์เตอร์

- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุท
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูงๆ หาได้ยากและมีราคาแพง
- เกิดปัญหาฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจร

3.1.4.4 มอสเฟต

สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภท MOS ถูกจัดอยู่ในกลุ่มของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่มีการควบคุมการทำงานด้วยผลของสนามไฟฟ้า (Field effect Devices) ซึ่งมีลักษณะเด่นคือ มีความต้องการพลังงานในขณะใช้งานต่ำ แต่มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง เมื่อเปรียบเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่นๆ ที่มีลักษณะการใช้งานเช่นเดียวกัน จึงทำให้เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไปโดยเฉพาะในวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ ที่ต้องใช้พลังงานต่ำๆ หรือในโครงสร้างของวงจรรวม (integrated circuits: IC) ที่มีจำนวนตัวประกอบ (component) มากๆ เช่น IC ระดับ LSI และ VLSI เป็นต้น

คำว่า MOS ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor ซึ่งบอกลักษณะโครงสร้าง ดังแสดงในรูปที่ 3.12



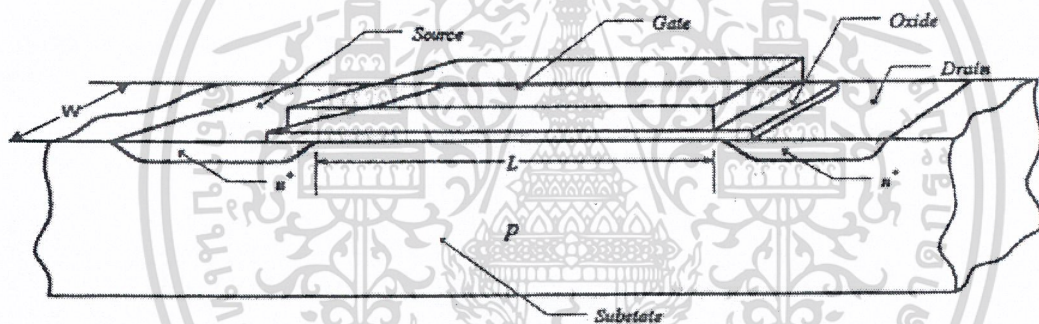
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของ MOS

จะเห็นได้ว่า โครงสร้างลักษณะดังกล่าวนี้เหมือนกับตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitor) และสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภท MOS ที่เป็นที่รู้จักกันดี และมีบทบาทมากที่สุด ได้แก่ มออสทรานซิสเตอร์ (MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) ซึ่งมีการทำงานด้วยประจุพาหะไฟฟ้าเพียงชนิดเดียว (Unipolar)

ลักษณะโครงสร้างของ MOSFET

MOSFET ประกอบด้วย 4 ส่วนที่สำคัญดังแสดงในรูปที่ 3.13 คือ

1. ส่วนเดรน (Drain Region :D)
2. ส่วนซอส (Source Region : S)
3. ส่วนเกต (Gate :G)
4. ฐานรอง (Substrate : Sub)



รูปที่ 3.13 ลักษณะ โครงสร้างของ มออสเฟต

โดยที่บนชั้นผลึกฐานรอง (substrate) ของสารกึ่งตัวนำชนิดพี ส่วนซอสและส่วนเดรน ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะถูกสร้างขึ้นจากการเติมอะตอมสารเจือชนิดเอ็นเข้าไปในสารกึ่งตัวนำฐานรอง และระหว่างส่วนซอสกับส่วนเดรน โครงสร้างของมอส (MOS) จะถูกสร้างขึ้น และทำหน้าที่เป็นส่วนเกต (Gate) คอยควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์นี้โดยแรงดันที่เกต จะทำให้เกิดมีสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์

และช่วยเหนี่ยวนำประจุไฟฟ้าขึ้นที่ด้านสารกึ่งตัวนำ ทำให้เกิดเป็นช่องทางเดินของกระแส (Channel) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำกับ ส่วนซอสกับเดรน และเชื่อมต่อระหว่างซอสกับเดรน จึงมีการนำกระแสไฟฟ้าได้ ซึ่งหมายถึงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นั่นเอง

ชนิดของมอสเฟต

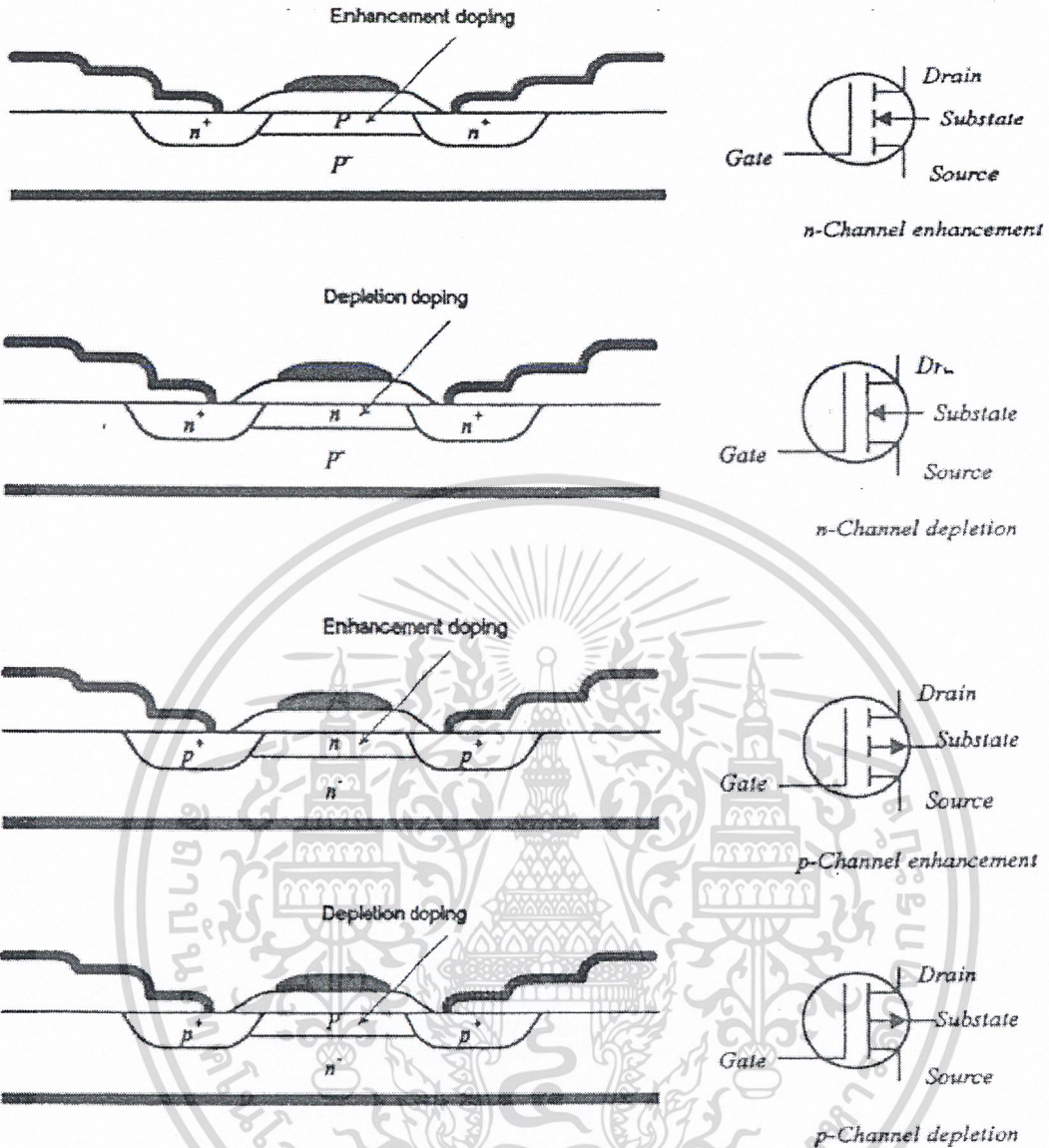
เมื่อแบ่งตามลักษณะการทำงานจะแบ่งได้ 2 ชนิด คือ

1. แบบ Enhancement MOSFET คือ MOSFET ที่ช่องทางเดินกระแส เกิดขึ้นด้วยการเหนี่ยวนำประจุจากแรงดันที่เกต เมื่อเกตไม่ได้รับไบอัส Channel จะไม่เกิด จึงไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์
2. แบบ Depletion MOSFET คือ MOSFET ที่ช่องทางเดินกระแส เกิดขึ้นจากการเติมอะตอมสารเจือ ให้เกิดเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับส่วนซอส และเดรน

เมื่อแบ่งตามชนิดของประจุพาหะที่นำไฟฟ้า จะแบ่งได้ 2 ชนิดคือ

1. N-channel MOSFET หรือ NMOS คือ MOSFET ที่มี Channel เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น อิเล็กตรอน ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็นลบ เป็นพาหะนำไฟฟ้า ส่วนซอส และเดรนของ MOSFET ชนิดนี้ จึงเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น
2. P-Channel MOSFET หรือ PMOS คือ MOSFET ที่มี Channel เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี โฮล ซึ่งมีประจุไฟฟ้าบวก เป็นพาหะนำไฟฟ้า ส่วนซอส และเดรนของ MOSFET ชนิดนี้ จึงเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี

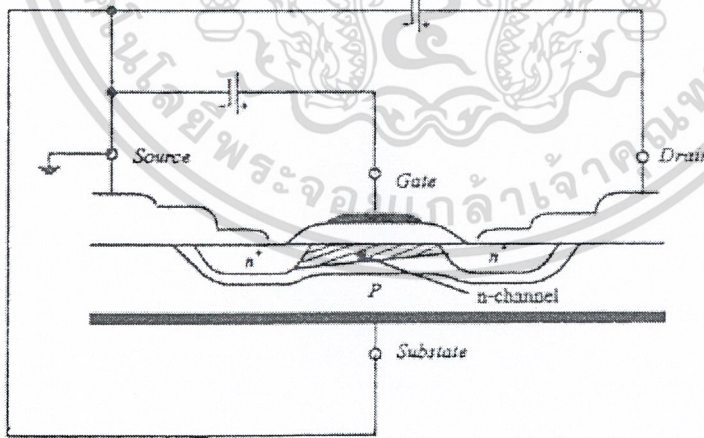
โครงสร้าง และสัญลักษณ์ของ MOSFET ชนิดต่างๆแสดงได้ดังในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 โครงสร้าง และสัญลักษณ์ MOSFET แบบต่างๆ

หลักการให้ไบอัส

ในการที่จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพตามต้องการนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้ไบอัสกลับส่วนต่าง ๆ อย่างเหมาะสมโดยคำนึงถึงหน้าที่หลักของแต่ละส่วนดังกล่าวมาแล้วข้างต้น เช่น ส่วนซอส ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะส่วนมาที่ทำให้เกิดกระแส แล้วประจุเหล่านี้จะเคลื่อนที่ผ่านช่องทางเดินกระแสไปยังส่วนเดรน ออกไปสู่วงจรไฟฟ้าภายนอกทำให้เกิดเป็นกระแสเดรน (I_D) ดังนั้นในการให้แรงดันไบอัสที่เหมาะสมระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอสจึงหมายถึง การให้ศักดาไฟฟ้าแก่ส่วนซอส เมื่อเปรียบเทียบกับส่วนเดรนแล้ว ส่วนซอสจะต้องเป็นแหล่งจ่ายพาหะส่วนมากเสมอ เช่น ในกรณีของเอ็น-แชนเนล มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีอิเล็กตรอนหรือประจุลบ เป็นประจุพาหะส่วนมาที่ทำให้เกิดกระแส ดังนั้นจะต้องให้ศักดาไฟฟ้าเป็นลบที่ส่วนซอส เมื่อเทียบกับส่วนเดรน เพื่อให้ส่วนซอสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายอิเล็กตรอนนั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 3.15 หรือในกรณีของพี-แชนเนล มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีโฮล หรือประจุบวก เป็นประจุพาหะส่วนมาที่ทำให้เกิดกระแส ก็จะต้องให้ศักดาไฟฟ้าเป็นบวกที่ส่วนซอส เมื่อเทียบกับส่วนเดรน สำหรับส่วนเกตจะต้องให้ศักดาไฟฟ้า (เมื่อเทียบกับฐานรอง) ในลักษณะที่สามารถควบคุมการเปิดหรือปิดช่องทางเดินกระแสได้ โดยการพิจารณาเช่นเดียวกับการให้ศักดาไฟฟ้าแก่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitor) ทั่วๆ ไป เช่น ตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.15 เป็น เอ็น-แชนเนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งโดยปกติถ้าไม่มีศักดาไฟฟ้าให้ส่วนที่เกต ช่องทางเดินกระแสจะไม่เกิด ทำให้ส่วนเดรนกับส่วนซอสแยกจากกัน ดังนั้นแม้จะมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอสเกิดขึ้น กระแส (I_D) ก็ไม่สามารถไหลได้



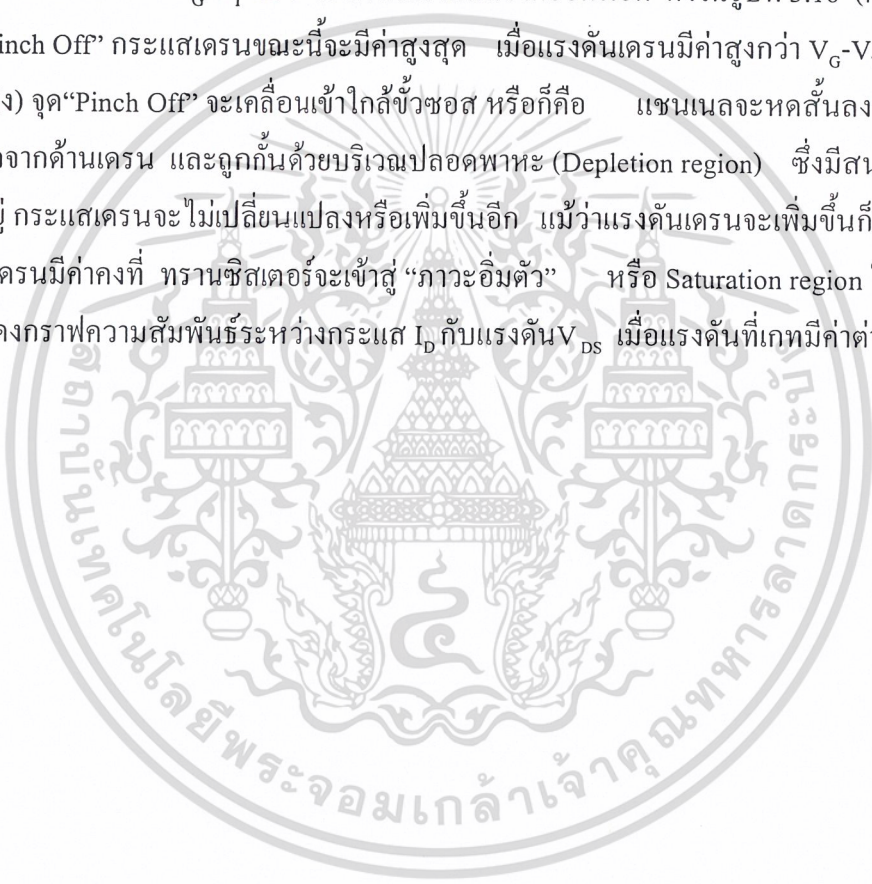
รูปที่ 3.15 การให้ไบอัสแก่ Enhancement N-Channel MOSFET

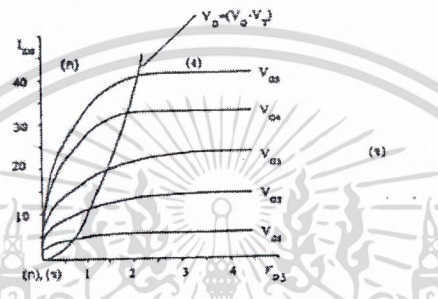
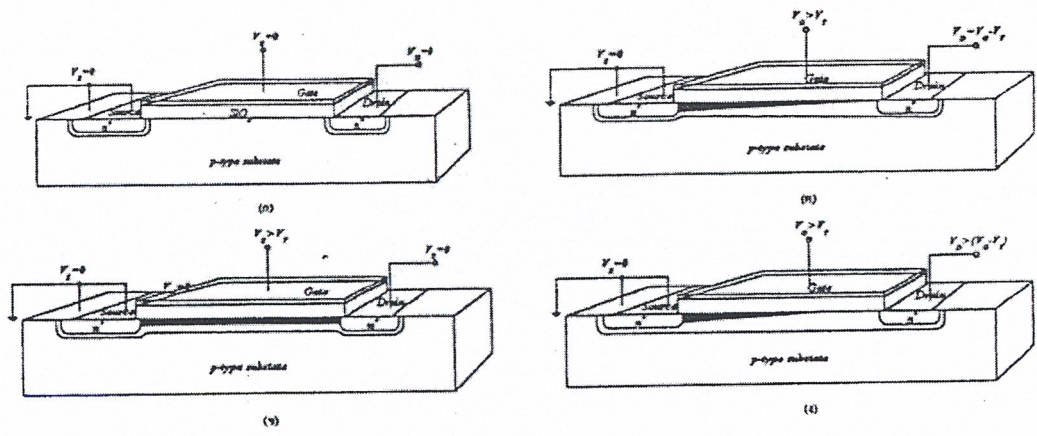
เมื่อให้ส่วนเกทมีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับฐานรอง สนามไฟฟ้าที่บริเวณเกท จะเหนี่ยวนำประจุลบ(อิเล็กตรอน)ที่ด้านสารกึ่งตัวนำ ทำให้เกิดการสะสมประจุลบ กระทั่งเป็นช่องทางเดินกระแสขึ้น แรงดันที่เกทค่าสูง จะทำให้ประจุที่ถูกเหนี่ยวนำมีความหนาแน่นสูง ทรานซิสเตอร์จึงนำกระแสได้มากขึ้น ดังนั้นเกทจึงเป็นส่วนควบคุมปริมาณของกระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์นั่นเอง หรือในกรณีของเอ็น-แชนเนล ดีพลีทชัน โหมด มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งโดยปกติขณะที่ไม่มีแรงดันไบอัสที่ส่วนเกท ช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นก็เชื่อมต่อระหว่างส่วนเดรน กับส่วนซอส ดังนั้นเมื่อมีความต่างศักย์ระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอส เกิดขึ้นจะทำให้กระแส I_D ไหลได้ทันที ฉะนั้นในการควบคุมปริมาณกระแส I_D ก็ทำได้โดยการควบคุมความนำไฟฟ้าของช่องทางเดินกระแส นั้น โดยการให้แรงดันไบอัสส่วนเกทในลักษณะที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนการสะสมประจุลบหรืออิเล็กตรอน เช่น ถ้าให้ส่วนเกทมีศักย์ไฟฟ้าเป็นบวก จะทำให้เกิดการสะสมประจุลบที่ช่องทางเดินกระแสมากขึ้น เป็นผลให้ความนำไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้น กระแส I_D ก็ไหลได้มากขึ้น แต่ถ้าให้ส่วนเกทมีศักย์ไฟฟ้าเป็นลบ จะทำให้เกิดการสะสมประจุบวกที่ช่องทางเดินกระแส เป็นผลให้ความนำไฟฟ้าของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น บริเวณช่องทางเดินกระแสลดลง ดังนั้นกระแส I_D จะไหลได้น้อยลงด้วย ส่วนในกรณีของ PMOS ก็พิจารณาได้ในทำนองเดียวกัน

การทำงานของเอ็น-แชนเนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด MOSFET

โดยหลักการที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการเตรียมพร้อมที่จะให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานตามที่ต้องการ ซึ่งกลไกการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าภายในของมอสทรานซิสเตอร์พอจะอธิบายได้ตามตัวอย่าง เช่น ในกรณีของเอ็น-แชนเนล เอ็นฮานซ์เมนต์โหมด มอสทรานซิสเตอร์ เมื่อได้รับแรงดันไบอัสที่เหมาะสม จะมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.16 (ก)-(ข) ซึ่งจะเห็นว่าในรูปที่ 3.16 (ก) เมื่อแรงดันที่เกทเป็นศูนย์ แชนเนลจะไม่เกิด กระแสเดรนจะไม่ไหลแม้ว่าจะให้ความต่างศักย์ของเดรน และซอสก็ตาม รูปที่ 3.16 (ข) เมื่อแรงดันเกทมีค่าเท่ากับ หรือมากกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage : V_T) จะมีแชนเนลเกิดขึ้น โดยมีบริเวณปลดออกพาหะล้อมรอบแชนเนลพร้อมที่จะนำกระแส แต่แรงดันระหว่างเดรน และซอสเป็นศูนย์จึงไม่มีกระแสไหล นั่นคือกระแส I_D เป็นศูนย์

เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าระหว่างส่วนเดรนกับส่วนซอส มีค่ามากกว่าศูนย์ กระแส I_D จะไหลได้และเพิ่มขึ้นตามค่าของแรงดันเดรน-ซอส ในช่วงที่แรงดันเดรน-ซอสมีค่าแรงดันต่ำๆ กระแสเดรน I_D จะแปรอย่างเชิงเส้นกับแรงดันเดรน-ซอส และเรียกคุณสมบัติในช่วงนี้ว่า “ย่านเชิงเส้น” และเมื่อแรงดันเดรน-ซอสมีค่าเพิ่มขึ้น หรือก็คือศักย์ไฟฟ้าที่เดรนมีค่าเป็นบวกมากขึ้น สนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ด้านเดรน จะมีค่าน้อยกว่าด้านซอส ทำให้ประจุไฟฟ้าที่ถูกเหนี่ยวนำด้านเดรนมีค่าความหนาแน่นน้อยลง ความนำไฟฟ้าของแชนเนลจึงมีค่าลดลง ขณะที่แรงดันเดรน-ซอสมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะสังเกตเห็นได้จากกราฟ I-V ที่เมื่อแรงดันเดรนเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของกระแสจะลดลงในช่วงนี้กระแส และแรงดันจะไม่แปรอย่างเชิงเส้น เราเรียกย่านนี้ว่า “ย่านไม่อิ่มตัว” และในที่สุดเมื่อแรงดันเดรนมีค่าเท่ากับ $V_G - V_T$ แล้ว จะทำให้แชนเนลขาดออกพอดี ดังในรูปที่ 3.16 (ค) ภาวณี้เรียกว่า “Pinch Off” กระแสเดรนขณะนี้จะมีค่าสูงสุด เมื่อแรงดันเดรนมีค่าสูงกว่า $V_G - V_T$ ดังในรูปที่ 3.16 (ง) จุด “Pinch Off” จะเคลื่อนเข้าใกล้ขั้วซอส หรือก็คือ แชนเนลจะหดสั้นลงกว่าเดิมโดยขาดออกจากด้านเดรน และถูกกั้นด้วยบริเวณปลอดพาหะ (Depletion region) ซึ่งมีสนามไฟฟ้าปรากฏอยู่ กระแสเดรนจะไม่เปลี่ยนแปลงหรือเพิ่มขึ้นอีก แม้ว่าแรงดันเดรนจะเพิ่มขึ้นก็ตาม นั่นคือ กระแสเดรนมีค่าคงที่ ทรานซิสเตอร์จะเข้าสู่ “ภาวะอิ่มตัว” หรือ Saturation region ในรูปที่ 3.16 (จ) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{DS} เมื่อแรงดันที่เกตมีค่าต่างๆ กัน

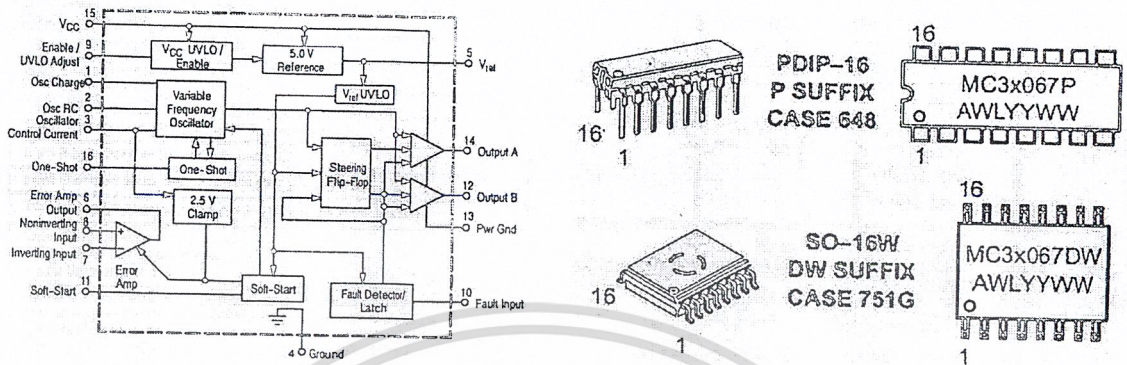




รูปที่ 3.16 (ก)-(ง) เอ็น-แชนเนล เอ็นฮานमेंต์โหมด MOSFET ภายใต้เงื่อนไขการไบอัสในช่วงต่าง ๆ

(จ) กราฟคุณสมบัติ I-V ของเอ็น-แชนเนล เอ็นฮานमेंต์โหมด MOSFET

3 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตช์(MOSFET) ด้วย Resonance Mode Controllers MC34067,MC33067



รูปที่ 3.17 Simplified Block Diagram

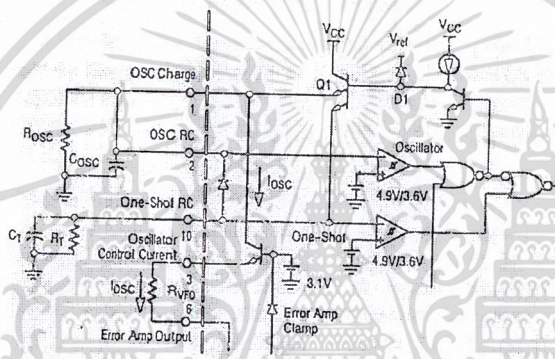
จากความต้องการที่จะลดขนาด และเพิ่มประสิทธิภาพของ วงจรควบคุมพัลส์วัดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation Control) จึงได้มีการนำเอาเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ (Power Converter) แบบเรโซแนนซ์โหมด(Resonant mode) ความถี่สูง มาใช้แทนแบบเดิม ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกันแล้ว แบบเรโซแนนซ์โหมด จะให้ประโยชน์มากกว่า เพราะมี switching loss ต่ำ, ประสิทธิภาพสูง, EMI ต่ำ, และมีขนาดเล็ก ซึ่ง MC34067 เป็นเรโซแนนซ์โหมดคอนโทรลเลอร์ (Resonant mode controller) ประสิทธิภาพสูง ที่สามารถใช้ในการควบคุมความถี่ได้เกินกว่า 1 เมกะเฮิร์ต

เป้าหมายหลักของหลักของชิพตัวนี้ คือ สามารถกำหนดเวลาปิด(off time) ของเพาเวอร์มอสเฟต(power MOSFET)ภายนอก จากการจ่ายพัลส์(Pulse)แบบซ้ำๆกัน ซึ่งสามารถควบคุมได้ จุดเด่นอีกอย่างคือ สามารถให้ความป้องกันระบบสตาร์ทอัพ (startup) และ สภาพผิดปกติ(fault condition) ไม่ให้เสียหายได้ส่วนวงจรภายในของชิพตัวนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ โดยส่วนแรกได้แก่ ส่วนควบคุมหลัก (Primary control path) ซึ่งเป็นส่วนที่สร้างความแม่นยำของการจ่ายพัลส์ตามความถี่ที่ต้องการ และส่วนที่เป็นตัวปรับค่าตัวแปรความถี่ออสซิลเลเตอร์(Oscillator) , วันช็อต(One-Shot) ,พัลส์-เทรียริงฟลิปฟลอป (Pulse steering Flip-Flop), ตัวขับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัว(A กับ B) และ ตัวขยายย่านความผิดพลาดแบนด์วิธ(Wide bandwidth Error Amplifier) ส่วนที่สองจะเป็นส่วนประกอบย่อยๆ ได้แก่ ส่วนความต่างศักย์อ้างอิง(Voltage Reference), อินเดอร์โวลท์เทจล๊อคเอาท์(Undervoltage - lockout), วงจรซอฟท์สตาร์ท(Soft-Start Circuit), ตัวตรวจจับความผิดปกติ(Fault Detector)

ส่วนควบคุมหลัก (Primary Control Path)

ความกว้างและความถี่ของเอาต์พุตพัลส์ สามารถปรับได้โดยตรงจากตัวแปรออสซิลเลเตอร์ ความถี่, วันช็อตไทม์เมอร์(One-Shot Timer) และตัวขยายความผิดพลาด(Error Amplifier) ตัวออสซิลเลเตอร์จะส่งสัญญาณไปที่วันช็อต ซึ่งวันช็อตก็จะสร้างพัลส์ ซึ่งจะทำงานสลับกันระหว่าง เอาต์พุต A และ เอาต์พุต B ซึ่งขับโดย ท็อกเคิลฟลิปฟลอป(Toggle Flip-Flop) ซึ่ง ตัวขยายความผิดพลาดจะควบคุมเอาต์พุตให้ปกติได้ และปรับความถี่ของตัวออสซิลเลเตอร์ ส่วนช็อตคีลลจิก(Schottky logic)ความเร็วสูง จะถูกใช้เป็นช่องสัญญาณควบคุมหลัก(Primary Control Channel) เพื่อลดดีเลย์(Delay) ให้น้อยลง และยก ระดับลักษณะความถี่สูง

ส่วนออสซิลเลเตอร์ (Oscillator)



รูปที่ 3.18 Oscillator and One-shot Timer

ลักษณะเฉพาะของตัวออสซิลเลเตอร์ตัวแปรความถี่นั้น มีความสำคัญมาก เพราะใช้เพื่อกำหนดความแม่นยำของตัวควบคุม ซึ่งทำงานที่ความถี่สูง รวมทั้งการให้สัญญาณตัววันช็อตไทม์เมอร์ และ ค่าเดทไทม์(Dead time) เบื้องต้นของเอาต์พุตได้ อีกทั้งตัวออสซิลเลเตอร์ยังต้องพิจารณาค่าความต่างศักย์เริ่มต้นของเอาต์พุตได้อีกด้วย

ตัวออสซิลเลเตอร์นี้ถูกออกแบบมาเพื่อให้ทำงานได้ที่ความถี่ที่สูงกว่า 1 เมกะเฮิรตซ์ และตัวขยายความผิดพลาด ก็สามารถควบคุมความถี่ของตัวออสซิลเลเตอร์ให้มากกว่า 1000:1 ช่วงความถี่ และเราก็สามารถกำหนดความถี่ต่ำสุด และสูงสุดได้ง่ายและเที่ยงตรงเพียงแค่กำหนดค่าของอุปกรณ์ภายนอกเท่านั้น

จากรูปที่ 3.18 C_{OSC} เป็นตัวตั้งต้น ซึ่งจะถูกชาร์จด้วยทรานซิสเตอร์ Q1 ซึ่งเมื่อ C_{OSC} มีความต่างศักย์เพิ่มขึ้นจนถึง 4.5 โวลต์ จนมากกว่าค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ของตัวเปรียบเทียบของตัวออสซิลเลเตอร์ ขาเบสของ Q1 จะถูกดึงให้มีความต่างศักย์ต่ำลง เพื่อให้ C_{OSC} คายประจุออกไปทาง R_{OSC} ที่ต่อขนานกันอยู่ และไปเป็นกระแสควบคุมออสซิลเลเตอร์ (I_{OSC})

เมื่อความต่างศักย์บน C_{OSC} ตกลงมาจนต่ำกว่าค่าเทรชโฮลด์ (= 3.6 โวลต์) Q1 ก็จะกลับมา turn on และทำการชาร์จ C_{OSC} อีกครั้ง โดย C_{OSC} จะใช้เวลาประมาณ 50 ns ในการชาร์จจาก 3.6 โวลต์ ไปเป็น 5.1 โวลต์ อัตราสรวุเท (slew rate) ของ C_{OSC} และการเพิ่มขึ้นของดีเลย์ของตัวเปรียบเทียบ เป็นตัวสร้างความยากลำบากในการควบคุมความต่างศักย์สูงสุดและความเที่ยงตรงของการไหล ซึ่งจะเกินมาที่ขาเบสของ Q1 ผ่านเข้าไปทางไดโอด ที่ความต่างศักย์อ้างอิง

ความต่างศักย์สูงสุดของรูปคลื่นของตัวออสซิลเลเตอร์ จะมีความแม่นยำเมื่อถูกเซตเป็น 5.1 โวลต์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะถูกปรับ โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสที่ผ่านออกมาทางขา I_{OSC} ซึ่งขา I_{OSC} นี้ เป็นเอาต์พุตของของ โวลเทจเรกูเลเตอร์ (Voltage Regulator) ซึ่งจะถูกบังคับโดย ออสซิลเลเตอร์ตัวแปรความถี่อีกที

กระแสที่คายประจุของออสซิลเลเตอร์จะเพิ่มขึ้น เมื่อกระแสที่ออกมาจากขา I_{OSC} โดยที่จะมี R_{VFO} ซึ่งเชื่อมขา I_{OSC} กับขาเอาต์พุตของตัวขยายความผิดพลาด เพื่อเปลี่ยนค่ากระแส I_{OSC}

ความถี่สูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ ขาเอาต์พุตของตัวขยายความผิดพลาด อยู่ที่ระดับต่ำ คือที่ $V_{Sat} = 0.1$ ที่ 1.0 mA.

ความถี่ต่ำสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $I_{OSC} = 0$ และ C_{OSC} คายประจุออกมาให้ R_{OSC} ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อขาเอาต์พุตของตัวขยายความผิดพลาดอยู่ที่ระดับสูง (2.5 โวลต์)

ความถี่ต่ำสุดและสูงสุดสามารถกำหนดได้โดยเลือกค่า R_{OSC} กับค่า R_{VFO} ซึ่งความถี่ต่ำสุดกำหนดด้วยค่า R_{OSC} ด้วยสมการที่ 3.19

$$R_{OSC} = \frac{\frac{1}{f_{(min)}} - t_{PD}}{C_{OSC} \ln\left(\frac{5.1}{3.6}\right)} = \frac{t_{(max)} - 70ns}{0.348 C_{OSC}} \quad (3.19)$$

ความถี่สูงสุด กำหนดได้โดยกระแสที่ไหลผ่าน R_{VFO} โดยกระแสที่ต้องการ จะถูกคายประจุมาจาก C_{OSC} ซึ่งค่าความถี่สูงสุดสามารถคำนวณได้จากสมการ 3.20

$$I_{(max)} = C_{osc} \left[\frac{5.1 - 3.6}{\left(\frac{1}{f_{(max)}} \right)} \right] = 1.5 C_{osc} f_{(max)} \quad (3.20)$$

กระแสที่คายออกมาผ่าน R_{OSC} ก็ต้องรู้เช่นกัน และสามารถคำนวณได้จากสมการ 3.21

$$I_{ROSC} = \left(\frac{5.1 - 3.6}{R_{osc}} \right) \mathcal{E} \left[\frac{1}{f_{(min)} R_{osc} C_{osc}} \right] = \left(\frac{1.5}{R_{osc}} \right) \mathcal{E} \left[\frac{1}{f_{(min)} R_{osc} C_{osc}} \right] \quad (3.21)$$

และค่า R_{VFO} สามารถคำนวณได้จากสมการ 3.22

$$R_{VFO} = \frac{2.5 - V_{EASat}}{I_{(max)} - I_{ROSC}} \quad (3.22)$$

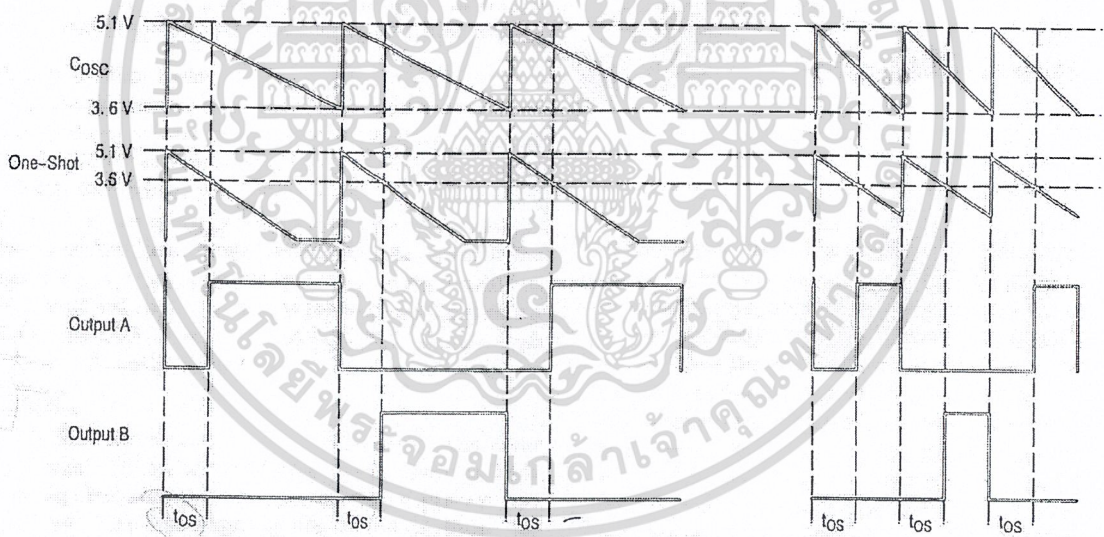
วันช็อตทามเมอร์(One-Shot Timer)

วันช็อตถูกออกแบบเพื่อใช้ในการหยุดการทำงานของเอาต์พุต เพื่อให้เกิด เดทไทม์ (Dead-time) ก่อนที่เอาต์พุตจะทำงาน โดย C_T จะถูกชาร์จพร้อมๆกับ C_{osc} โดย Q1

จากรูปที่ 3.18 คาบของวันช็อต จะเริ่มขึ้นเมื่อ Q1 turn off โดย ตัวเปรียบเทียบวันช็อต(One-Shot Comparator) แล้ว C_T จะคายประจุออกมา ซึ่งคาบของวันช็อตจะจบลงเมื่อ R_T รับกระแสที่ C_T คายออกมาจนถึงระดับค่าเทรซโซลด์ ของตัวเปรียบเทียบวันช็อต ซึ่งค่าเทรซโซลด์ที่วามนี้เท่ากับ 3.6 โวลต์

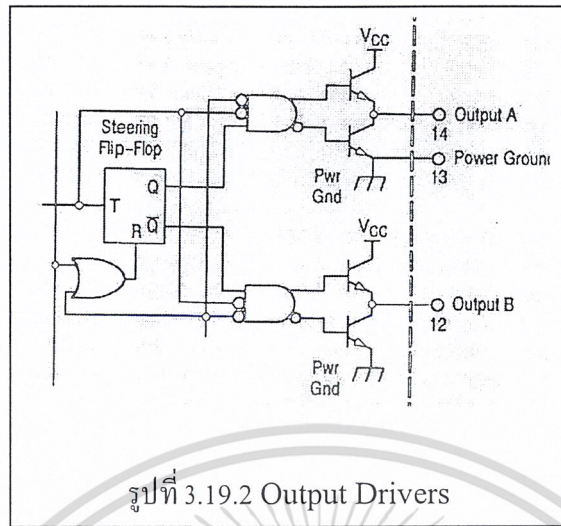
การเลือกค่า C_T กับ R_T สามารถคำนวณได้จากสมการ 3.23

$$R_T = \frac{t_{os}}{C_T \ln\left(\frac{5.1}{3.6}\right)} = \frac{t_{os}}{0.348 C_T} \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.19.1 Timing Diagram

ส่วนเอาต์พุต(Output section)

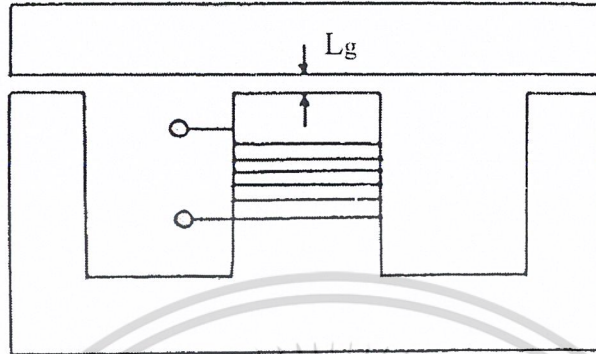


สัญญาณพัลส์(t_{os}) ถูกสร้างขึ้น โดยออสซิลเลเตอร์ และวันซ็อกโทไมร์เมอร์ ซึ่งจะถูกขากเกต (Gate) แล้วต่อไปที่เอาต์พุต 2 ตัว ซึ่งขับโดย สติลริงฟลิปฟลอป(Steering Flip-Flop) แสดงในรูป3.19.2 การปรับค่า t_{os} เพิ่มขึ้น จะที่อกเกิด(toggle) ตัวฟลิปฟลอปซึ่งเป็นผลมาจากพัลส์เพื่อเลือกกระหว่าง วงจร อันเดอร์โวลท์เทจล๊อคเอาต์ ระหว่างเอาต์พุต A กับ เอาต์พุต B ซึ่งตัวฟลิปฟลอปจะถูกรีเซท(Reset) โดยวงจรอันเดอร์โวลท์เทจล๊อคเอาต์ ระหว่างการสตาร์ทอัพ เพื่อให้รับรองได้ว่าสัญญาณพัลส์อันแรก จะเกิดขึ้นที่ เอาต์พุต A

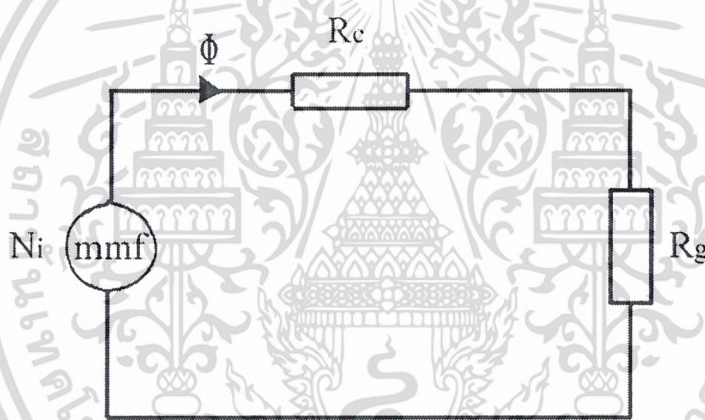
MC34067 นี้มีการจัดเตรียม ฟังก์ชันสนับสนุน และป้องกันเอาไว้ให้ รวมทั้งยังมีฟังก์ชันย่อยๆ อีกมาก ซึ่งวงจรพวกนี้จะเป็นสิ่งที่ทำให้เราแน่ใจได้ว่า จะสามารถจัดการและควบคุมให้ เพาเวอร์ซัพพลาย สามารถ turn on และ turn off ได้ดังที่ต้องการ และระบบจะทำการหยุดการทำงานทันทีเมื่อเกิดสิ่ง ผิดปกติขึ้นกับระบบ เพื่อป้องกันชิพเสียหายได้

3.3 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และการพันตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำ (L) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการสะสมพลังงานชนิดหนึ่ง (สะสมกระแส) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำคือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน ปริมาณพลังงานที่ต้องการสะสม และรูปแบบของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.20 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.21 รูปวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 3.20 เราสามารถเปรียบเทียบสมการแม่เหล็กมาเป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าได้ดังรูป 3.21 ซึ่งค่าต่าง ๆ สามารถหาได้ดังนี้

- โดยกำหนดให้
- Ni คือ เหล็กที่ทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก
 - Φ คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่ไหลในแกนเหล็ก
 - Rc คือ ความต้านทานฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็ก

$$\left(R_c = \frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} \right)$$

R_g คือ ความต้านทานฟลักซ์แม่เหล็กในแอร์แก๊ป (Air gap)

$$\left(R_g = \frac{I_g}{\mu_0 A_c} \right)$$

I_c คือ ความยาวของแกนเหล็ก

I_g คือ ระยะของแอร์แก๊ป (Air gap)

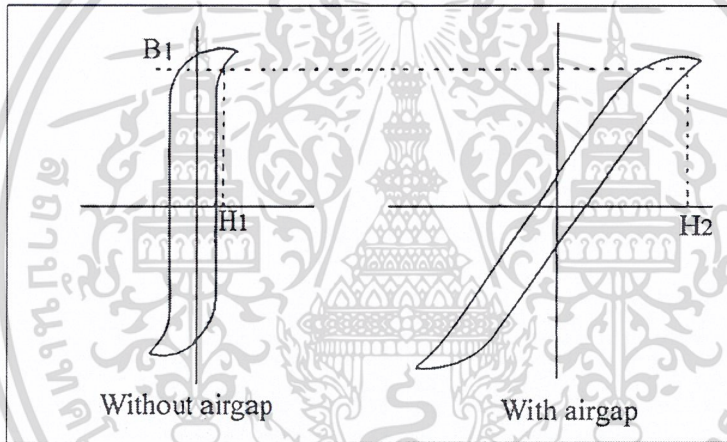
μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

μ_r คือ ค่าคงที่ของแกนเหล็ก

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (Area core)

A_w คือ พื้นที่ด้านข้างของแกนเหล็ก (Area window)

A_p คือ Area product ($A_p = A_c \times A_w$)



รูปที่ 3.22 เส้นโค้งความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าของสนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B – H Curves)

จากรูปที่ 3.21 เราสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\phi = \frac{N_i}{R_c + R_s} \quad (3.24)$$

$$\phi = \frac{N_i}{\left[\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} \right] + \left[\frac{I_g}{\mu_0 A_c} \right]} \quad (3.25)$$

จาก
$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.26)$$

นำสมการที่ (3.24) แทนในสมการที่ (3.25) จะได้

$$e = N \frac{d}{dt} \left[\frac{N_i}{\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c}} \right] \quad (3.27)$$

$$e = \left[\frac{N_i^2}{\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c}} \right] \frac{di}{dt} \quad (3.28)$$

จาก
$$e = L \frac{di}{dt} \quad (3.29)$$

ดังนั้นจะได้
$$L = \left[\frac{N^2}{\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c}} \right] \quad (3.30)$$

โดยปรกติแล้ว $R_g \gg R_c$ ทำให้ได้

$$L = \frac{\mu_0 A_c N^2}{I_g} \quad (3.31)$$

$$I_g = \frac{\mu_0 A_c N^2}{L}$$

3.3.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

3.3.1.1 หาค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_m)

จาก
$$I_m = I_o + \frac{\Delta I}{2}$$

$$= (200mA) + \frac{(200mA)(25\%)}{2}$$

$$= 225mA$$

(ในทางปฏิบัติเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ราบเรียบ I_L จะต้องไม่เกิน $0.25 I_{OUT}$)

3.3.1.2 ค่าพลังงานที่ต้องการสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (E)

$$\text{จาก } E = \frac{1}{2} LI_m^2$$

$$E = \frac{1}{2} \times (150 \mu H) \times (225 mA)^2 \\ = 3.7968 \mu J$$

3.3.1.3 ค่า Area product (Ap)

$$\text{จาก } A_p = \frac{2E}{K_w K_c J B_m}$$

เมื่อ E คือ พลังงานที่ต้องการสะสมในตัวเหนี่ยวนำ

$$K_w = 0.6 \quad (\text{ค่าคงที่})$$

$$K_c = \frac{I_{peak}}{I_{rms}} = \frac{I_{peak}}{I_{peak} / \sqrt{2}} = \sqrt{2}$$

$$J = 3 A / mm^2$$

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

$$\text{ดังนั้น } A_p = \frac{(2)(3.79 \mu J)}{(0.6)(\sqrt{2})(3)(0.2)} = 14.91 mm^4$$

แกนที่เลือกใช้คือ EE13 ซึ่งมีค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$A_w = 6.20 \times 4.00 = 24.80 mm^2$$

$$A_c = 6.20 \times 2.75 = 17.05 mm^2$$

$$A_p = 422.84 mm^2$$

ซึ่งค่าของ A_p แกน > A_p กำหนด

ดังนั้น สามารถที่จะใช้แกนนี้ในการทดลองได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก

3.3.1.4 ค่าขนาดของลวดที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำ (a)

$$a = \frac{I_m}{J} mm^2$$

นำค่า a ที่ได้ไปเปิดตาราง SW6 (ภาคผนวก)

ดังนั้นจะได้ว่าต้องใช้เส้นลวดเบอร์ 30 ($A_c = 0.0779$)

3.3.1.4 จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ (N)

$$N = \frac{LI_m}{A_c B_m}$$
$$N = \frac{(150\mu H)(225mA)}{(17.05mm^2)(0.2)} = 9.87 \text{ รอบ}$$

ถ้าจำนวนรอบที่คำนวณได้ไม่เป็นจำนวนเต็มให้ปัดขึ้น
ดังนั้นจะได้ N = 10 รอบ

3.3.1.5 ความยาวของแอร์แก๊ป (Air gap : I_g)

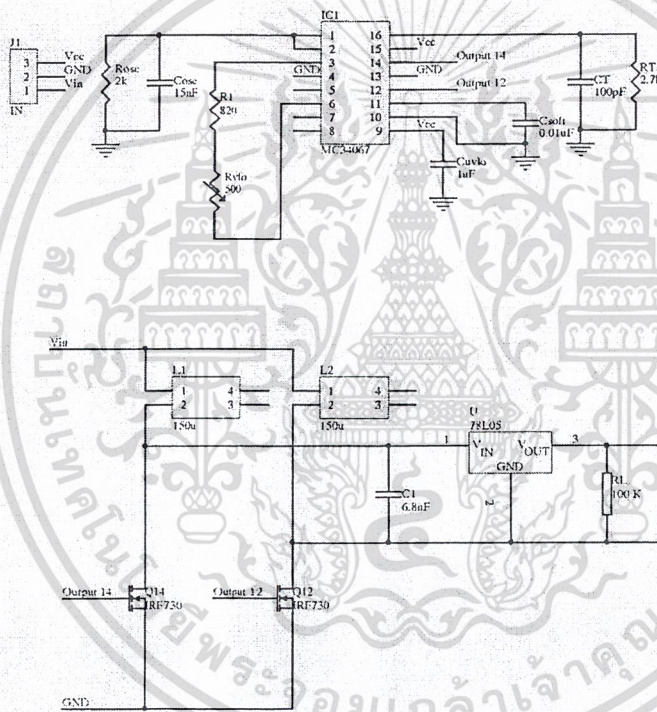
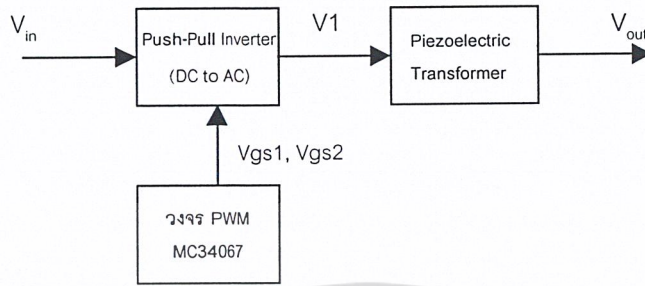
$$I_g = \frac{\mu_0 A_c N^2}{L}$$
$$I_g = \frac{(4\pi \times 10^{-7})(10)(17.05mm^2)}{(150\mu H)} = 0.01428mm.$$

จะเห็นได้ว่า I_g มีค่าน้อยมากซึ่งทำได้ยากในทางปฏิบัติ จึงเพิ่มจำนวนรอบเพื่อจะได้ I_g ที่มากขึ้น โดยเพิ่มจำนวนรอบเป็น 55 รอบ
จะได้ I_g = 0.432 mm.

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

วงจรที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

โดยที่เราต้องการให้วงจรมี $f_{max} = 110.0 \text{ kHz}$ และ $f_{min} = 95.0 \text{ kHz}$

ใช้สมการที่ 3.19, 3.20, 3.22 ในการคำนวณหาค่า $R_{OSC}, C_{OSC}, R_{VFO}$

$$\therefore \text{ได้ } R_{OSC} = 2.0 \text{ k}\Omega, C_{OSC} = 15 \text{ nF}, R_{VFO} = 920 \text{ }\Omega$$

โดย หากต้องการจะปรับค่าความถี่ ก็เพียงปรับค่า ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงเท่านั้น แต่ความถี่ที่ปรับได้นั้นจะต้องอยู่ในช่วงที่ออกแบบไว้เท่านั้น หากปรับเกินกว่าช่วงที่ออกแบบ วงจรของชิพจะทำการตัด

การทำงานเพื่อป้องกันการเสียหายของตัวเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการทดลอง

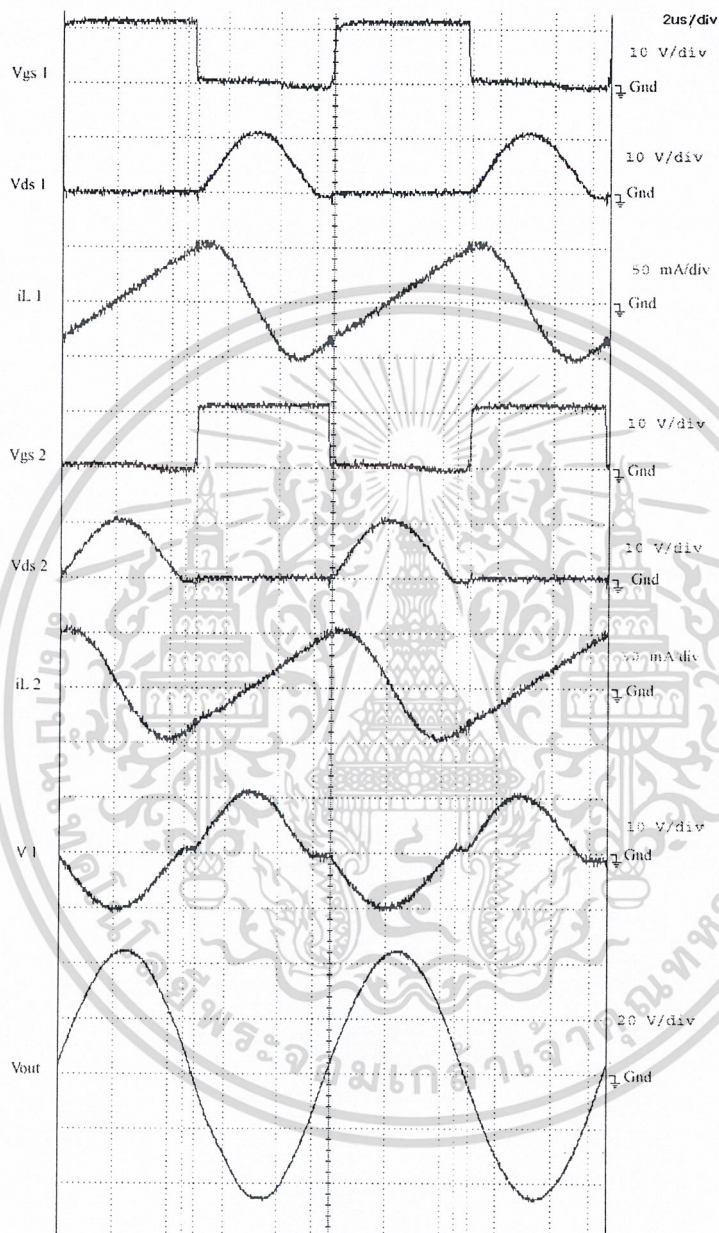
1. เลือกค่าความถี่ตามค่าต่างๆตั้งแต่ 96 kHz จนถึง 99 kHz แล้วนำสัญญาณความถี่ที่ได้ไปจ่ายให้กับตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสเฟอร์เมอร์ แล้วสังเกตสัญญาณเอาต์พุต (V_{out}) แล้วนำไปเปรียบเทียบกับค่าสัญญาณอินพุต (V_{in}) เพื่อสังเกตค่ากำลังขยาย(Gain) ของตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสเฟอร์เมอร์ ที่ความถี่ต่างๆ

ตารางสรุปผลการทดลองและเปรียบเทียบที่ค่าอินพุตต่างๆในช่วงการ Resonance ที่อินพุต 5V.

ความถี่(KHz)	Vo	Vo/Vi
96.00	6.00	1.20
96.20	6.00	1.20
96.40	7.00	1.40
96.60	8.20	1.64
96.80	10.00	2.00
96.90	12.00	2.40
97.00	14.00	2.80
97.10	15.80	3.16
97.20	19.00	3.80
97.25	21.00	4.20
97.30	24.60	4.92
97.31	25.00	5.00
97.35	28.00	5.60
97.40	32.00	6.40
97.45	35.00	7.00
97.50	39.20	7.84
97.55	44.00	8.80
97.57	45.20	9.04
97.60	47.00	9.40
97.70	45.00	9.00
97.75	42.00	8.40
97.80	40.00	8.00
97.85	33.40	6.68
97.90	32.00	6.40
97.95	29.00	5.80
98.00	26.40	5.28
98.20	19.00	3.80
98.40	14.20	2.84
98.60	10.00	2.00
98.80	9.00	1.80
99.00	7.00	1.40

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงการปรับค่าความถี่ เพื่อสังเกตกำลังขยายของตัวเปียโซอิเล็กทริกฯ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ในการใช้เพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่สามารถนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารได้ หากมีข้อสงสัย กรุณาติดต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการวัดค่า V_{gs1} , V_{gs2} , i_{L1} , i_{L2} , V_{ds1} , V_{ds2} , V_1 , V_{out} แล้วนำไปเปรียบเทียบกับทฤษฎี โดยกำหนดให้ค่า $R_{osc} = 2.0 \text{ k}\Omega$, $C_{osc} = 15 \text{ nF}$, $R_{VFO} = 929 \Omega$



รูปที่ 4.2 รูปผลการทดลอง

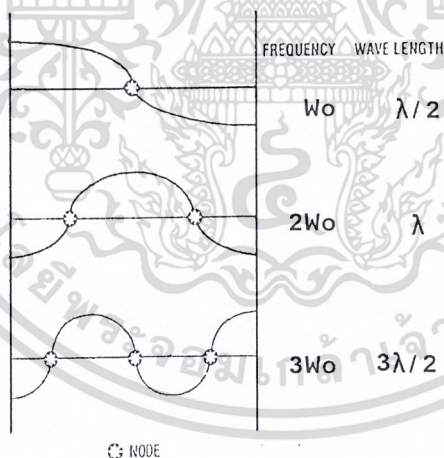
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไปแล้วการแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น ผู้จัดทำมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 บทที่ 4 ผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

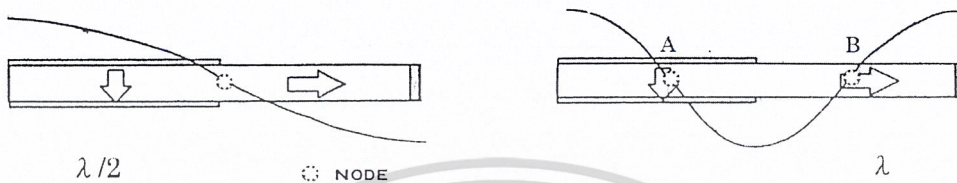
สรุปผลการทดลองของเพื่อวิเคราะห์การทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์ของPZT

สัญญาณความถี่ที่จ่ายให้แก่ Piezo transformer ทางด้าน Input มีผลโดยตรงต่ออัตราส่วน Voltage ในการแปลงสัญญาณ เราจะใช้ Input ที่มีความถี่ตรงกับความถี่ Resonant ที่กำหนดไว้ของ Piezo transformer แต่ละตัวเท่านั้น เนื่องจากผลของการทดลอง ถ้าเราจ่ายสัญญาณความถี่ที่ไม่ตรงกับ ความถี่ Resonant ที่กำหนดไว้ของ Piezo transformer แต่ละตัว ลูกคลื่นที่เกิดขึ้นเมื่อไปกระทบกับ ปลายอีกด้านหนึ่งของตัว Piezo transformer ทำให้เสมือนว่าตัว Piezo transformer ไม่มีการเคลื่อนที่ ทำให้ไม่เกิดสัญญาณ Output หรือเกิดน้อย เพราะฉะนั้นการให้ความถี่แก่ตัว Piezo transformer ต้องให้คลื่นที่เกิดการสั่นของตัว Piezo transformer ต้องมาชนที่ปลายของ Piezo transformer พอดี เพื่อให้ลูกคลื่นที่สะท้อนออกมาเสริมกับลูกคลื่นเดิม (ดังรูป)



จากการทดลอง Piezo transformer โดยใช้ Model PT112R0-01 ซึ่งถูกออกแบบมาให้ทำงานใน λ -mode จะให้ gain ในการขยายสัญญาณดีที่สุด คือประมาณ 9 เท่าของขนาดสัญญาณ Input เดิม แต่เราทดสอบกับความถี่อื่นที่ให้สัญญาณเต็มลูกคลื่นเช่นกัน ได้แก่ $\lambda/2$, $3\lambda/2$, 2λ ฯลฯ

Piezo transformer ก็สามารถให้ Output ออกมาได้ แต่ gain ที่ได้จะน้อยกว่า ความถี่ Resonant ที่กำหนดของแต่ละตัว เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะจุดที่ทำการยึด Piezo transformer กับ Case ที่ใส่ คือ จุด A และ B ดังในรูป (ซึ่งเป็นจุดที่ไม่มีการเคลื่อนที่เมื่อใช้ λ -mode) หรือคือ Displacement = 0 ทำให้เมื่อนำมาใช้กับ ความยาวคลื่น(λ)อื่น จุดนี้จะเปลี่ยนที่ไปทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานในการสั่นไป (สูญเสียพลังงานกลไปนั่นเอง)



การทดลองเป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC-AC Converter) ในลักษณะของการแปลงแรงดันไฟฟ้าให้เพิ่มขึ้น โดยมีโวลต์เตจเกน (Voltage Gain) ประมาณ 9 เท่าและสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาเป็นสัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์เนื่องจากที่ตัวเปียโซทรานสฟอร์มเมอร์เหมือนมีวงจรวัดไฟสแตนด์เอโลนนิ่ง

จากผลการทดลอง การนำเอาเปียโซทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer) มาใช้แทนหม้อแปลงแบบแกนเหล็ก ทำให้สามารถลดปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นกับหม้อแปลงทั่วไป ได้ดังนี้

ขนาดและน้ำหนักของวงจร

จากการทดลองสามารถที่จะทำให้วงจร มีขนาดเท่ากับบัตรเครดิตขนาดมาตรฐานได้ และยังสามารถทำให้ขนาดเล็กลงไปได้อีก ถ้ามีการนำอุปกรณ์ประเภท SMD (Surface Mount Device) มาใช้งาน ทั้งยังทำให้น้ำหนักของวงจรลดลงไปได้อีก ซึ่งจะเหมาะสมกับการนำไปใช้ในอุปกรณ์ประเภทพกพา

การเกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ (Switching power losses)

เนื่องจากการนำวงจร Push-Pull Inverter มาใช้เป็นวงจรขับ (Drive) ตัวเปียโซทรานสฟอร์มเมอร์ ทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ไม่เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในส่วนนี้เกิดขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรเพิ่มขึ้นด้วย

แต่ยังมีข้อจำกัดบางประการที่เราต้องมีการควบคุม เช่น การเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำ ถ้าเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ามากเกินไป จะทำให้ขณะสวิตช์ จะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ คือวงจรไม่เป็น ZVS (Zero Voltage Switching) แต่ถ้าใช้ค่า L ที่น้อยเกินไป ค่าของ Vds จะมีค่ามากทำให้ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่สามารถทนแรงดันได้สูง ซึ่งจะมีราคาแพง เช่นเดียวกับค่าตัวเก็บประจุต้องมีความสัมพันธ์กันจึงจะทำให้วงจรที่ได้เป็น ZVS (Zero Voltage Switching) ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ (Switching Power losses) และค่า Vds ไม่สูงเกินไป ซึ่งจะทำให้ไม่ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่ไม่ราคาแพงเกินความจำเป็น

ซึ่งสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ตามสมการดังนี้

$$i_{L2}(t) = I_o + [i_{L2}(t_1) - I_o] \cos\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{V_{dc} - V_{ds2}(t_1)}{\sqrt{L_2/C}} \sin\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right)$$

$$V_{ds2}(t) = V_{dc} - \left[V_{dc} - V_{ds}(t_1) \right] \cos\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{i_{L2}(t_1) - I_o}{\sqrt{C/L_2}} \sin\left(\frac{t_2 - t_1}{\sqrt{L_2 C}}\right)$$

$$i_{L1}(t) = I_o + [i_{L1}(t) - I_o] \cos\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right) + \frac{V_{dc} - V_{ds1}(t_3)}{\sqrt{L_2/C}} \sin\left(\frac{t_4 - t_3}{\sqrt{L_2 C}}\right)$$

$$i_{L1\max} = i_{L2\max} = 250 \text{ mA}$$

$$V_{ds\max} = 60 \text{ V}$$

$$\text{Resonance frequency} = 100 \text{ KHz}$$

ซึ่งจะนำค่าต่าง ๆ เหล่านี้มาใช้ในการพิจารณาการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (L) และ มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งจะนำมาใช้ทำสวิตช์ (Switch)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ไข

จากการทดลองที่ผ่านมา ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นจากการทดลองมีดังนี้

แหล่งจ่ายไฟของวงจร

ปัญหา

เนื่องจากวงจรที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้า (Power supply) 2 ชุด ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟให้ตัว MC34067 ที่ใช้ในการให้กำเนิดสัญญาณควบคุมมอสเฟต (MOSFET) และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จะนำไปแปลงไฟให้สูงขึ้น ทำให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานจริงดังรูป

V_{DRIVE} 12 โวลต์

ปรับค่าได้(0v-PZTทนได้)



รูปที่ 5.1 แสดงไดอะแกรมแหล่งจ่ายไฟ 2 แหล่งจ่าย

แนวทางในการแก้ไข

อาจจะมีการนำไอซีเรกกูเรเตอร์ (Regulator) เช่น เบอร์ 7805 มาใช้ในการแบ่งแรงดันซึ่งจ่ายให้ไอซี ที่ใช้ในการควบคุม MC34067 ซึ่งมีขนาด 12 โวลต์ ให้เหลือเพียง 5 โวลต์ ทำให้สามารถใช้แหล่งจ่ายเพียงชุดเดียวได้คือ 12 โวลต์
ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่เกินไป

ปัญหา

เนื่องจากแกนเหล็กที่นำมาใช้ในการทำตัวเหนี่ยวนำยังมีขนาดใหญ่กว่าที่คำนวณไว้มาก ทำให้การลดขนาดของวงจรยังไม่สามารถทำให้มากเท่าที่ควร ส่วนการคำนวณค่า $N=10$ รอบ ที่ได้ออกมา นั้นเมื่อนำมาพันจริงต้องพันถึง 28 รอบ จึงจะได้ค่า $L = 150 \mu H$ เป็นเช่นนี้อันเนื่องมาจากแผ่นกั้นฉนวนมีความหนาเกินไป ซึ่งส่งผลให้เกิดฟลักซ์ ที่เกิดขึ้นบนแกนเหล็กเกิดฟลักซ์รั่วไหลจึงต้องพัน L มากขึ้นกว่าเดิม

แนวทางในการแก้ไข

ติดต่อบริษัทซึ่งเป็นตัวแทนจำหน่าย เพื่อสั่งซื้อแกนเหล็กที่มีขนาดเล็กกว่านี้ ซึ่งมีใน ตัวอย่างสินค้า (Catalogue) ที่บริษัทจัดทำขึ้น หรือการสั่งซื้อทางอินเทอร์เน็ตโดยตรง

ย่านความถี่ของวงจรแคบเกินไป

ปัญหา

จากการที่เพียโซทรานสฟอร์มเมอร์ต้องทำงานที่ย่านความถี่ที่สอดคล้องกับ ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) เท่านั้น ทำให้ยากแก่การควบคุมเอาต์พุต (Output) ให้เป็นไปตามระดับที่ต้องการได้

แนวทางในการแก้ไข

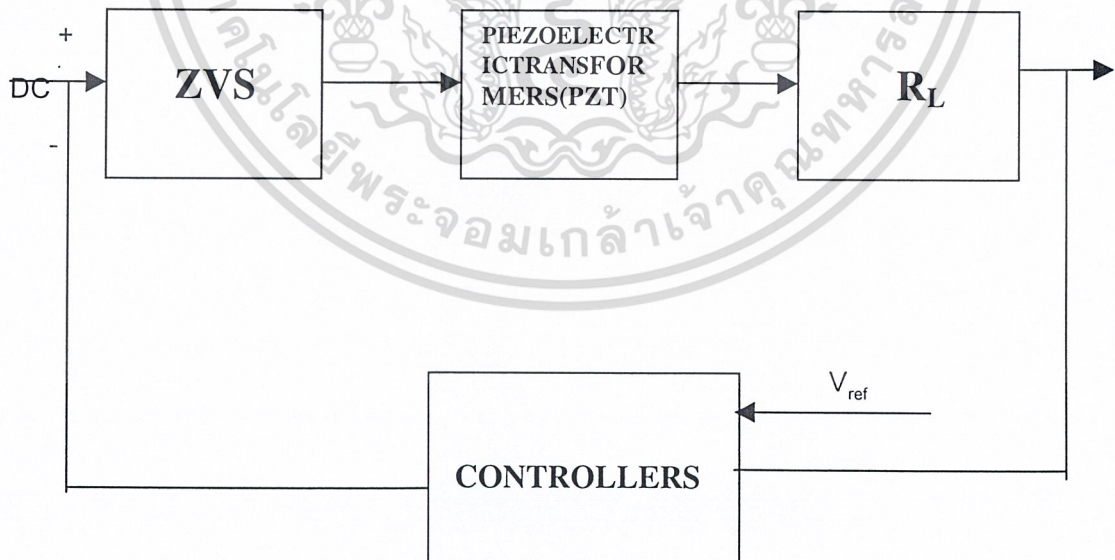
นำไปใช้งานกับอุปกรณ์ที่ไม่ต้องการการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันหรือภาระ (Load) คงที่ ความไวต่อความถี่ของตัวเพียโซ

ปัญหา

เพียโซจะไวต่อความถี่ที่ป้อนเข้าไปอย่างมากเพียงแค่อินพุตเปลี่ยนแปลงเพียง 0.1 KHz ก็ทำให้เพียโซ มีเอาต์พุตเปลี่ยนไปจากเดิมแล้วทำให้เอาต์พุตที่ออกมาไม่นิ่ง

แนวทางในการแก้ไข

ใช้ R ปรับค่าได้ที่มีความละเอียดสูงเพื่อให้ความถี่ที่ป้อนเข้าเพียโซเปลี่ยนแปลงเกิดเสถียรภาพดีขึ้นทำให้เอาต์พุตนิ่งขึ้น หรือใช้ฟีดแบคควบคุมไปด้วย เพื่อให้เอาต์พุตนิ่งได้ดังรูป



รูปที่ 5.2 Feedbackloop Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางในการพัฒนาในอนาคต

การทำให้เอาต์พุต (Output) ที่ได้มามีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น

จากผลการทดลองที่ได้ ถึงแม้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าสูงพอสมควรแล้วก็ตาม แต่กระแสเอาต์พุตยังมีค่าน้อยอยู่ ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ได้ยังมีค่าต่ำ ซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานจริงได้

การลดขนาดของวงจร

จากขนาดของแผ่นวงจรที่ได้ยังมีขนาดใหญ่อยู่เมื่อเทียบกับขนาดของตัวเปียโซทรานฟอรั่มเมอร์ ซึ่งยังไม่เหมาะสมจะนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไปให้อุปกรณ์พกพาประเภทต่าง ๆ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF730

N-CHANNEL 400V - 0.75Ω - 5.5A TO-220 PowerMESH™ II MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF730	400 V	< 1 Ω	5.5 A

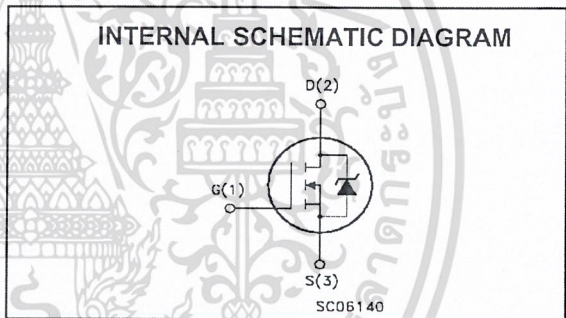
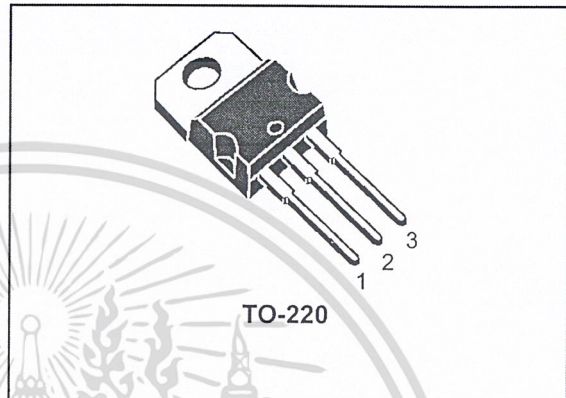
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.75Ω
- EXCEPTIONAL dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- LOW GATE CHARGE

DESCRIPTION

The PowerMESH™ II is the evolution of the first generation of MESH OVERLAY™. The layout refinements introduced greatly improve the Ron*area figure of merit while keeping the device at the leading edge for what concerns swithing speed, gate charge and ruggedness.

APPLICATIONS

- HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTERS
- UPS AND MOTOR CONTROL



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	400	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	400	V
V _{GS}	Gate- source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	5.5	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	3.5	A
I _{DM} (●)	Drain Current (pulsed)	22	A
P _{TOT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	100	W
bW	Derating Factor	0.8	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(●) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 5.5A, di/dt ≤ 90A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}.

IRF730

THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case Max	1.25	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	°C/W
Rthc-sink	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.5	°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max)	5.5	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	300	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TCASE = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED) OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA, V _{GS} = 0	400			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating, T _C = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ±20V			±100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V, I _D = 3 A		0.75	1	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , V _{GS} = 10V	5.5			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (1)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , I _D = 3 A	2.9			S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		530		pF
C _{oss}	Output Capacitance			90		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			15		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 200V, I_D = 3 A$		11		ns
t_r	Rise Time	$R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 3)		15		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 320V, I_D = 5.5A,$		18	24	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge	$V_{GS} = 10V$		4		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			8.5		nC

SWITCHING OFF

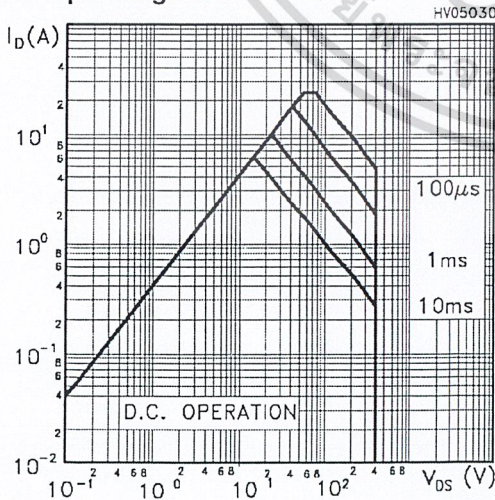
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(off)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{clamp} = 320V, I_D = 7 A$		8		ns
t_f	Fall Time	$R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$		12		ns
t_c	Cross-over Time	(see test circuit, Figure 5)		23		ns

SOURCE DRAIN DIODE

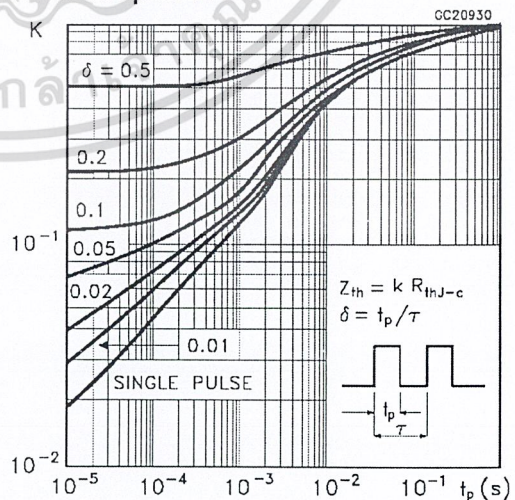
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				6	A
$I_{SDM(2)}$	Source-drain Current (pulsed)				24	A
$V_{SD(1)}$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 5.5 A, V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 7 A, di/dt = 100A/\mu s,$		280		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	$V_{DD} = 100V, T_j = 150^\circ C$		1.4		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current	(see test circuit, Figure 5)		10		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %.
2. Pulse width limited by safe operating area.

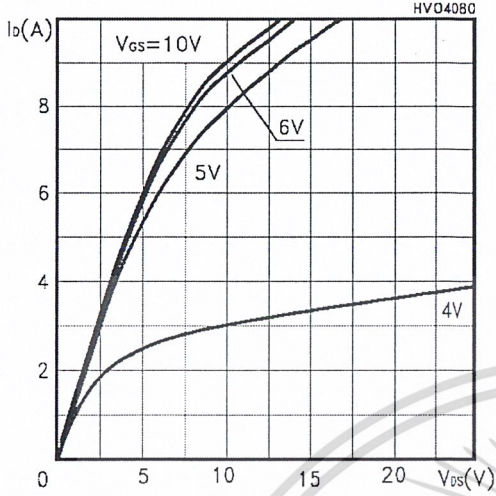
Safe Operating Area



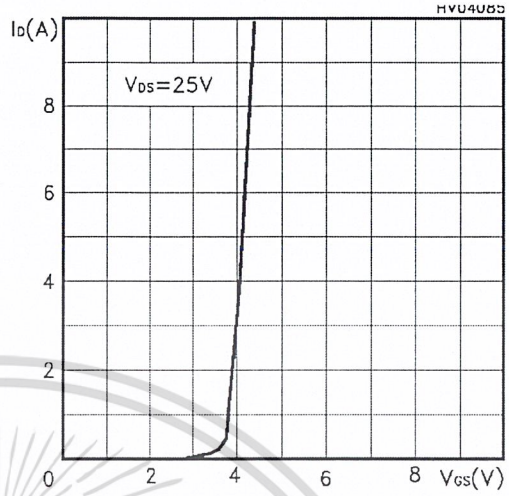
Thermal Impedance



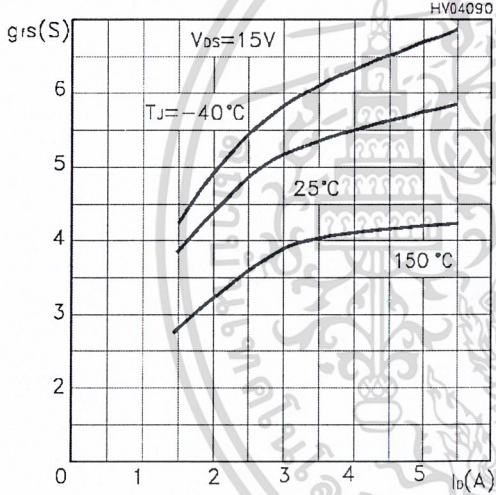
Output Characteristics



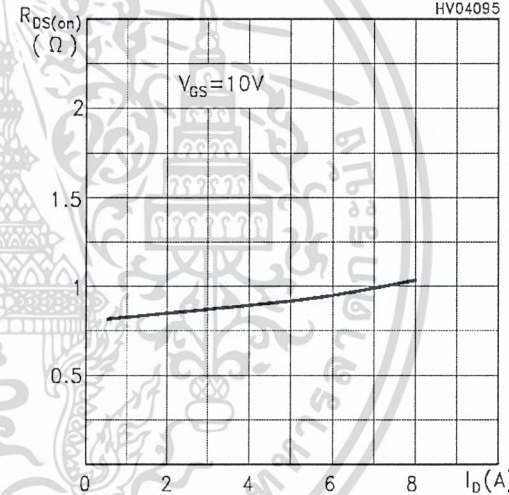
Transfer Characteristics



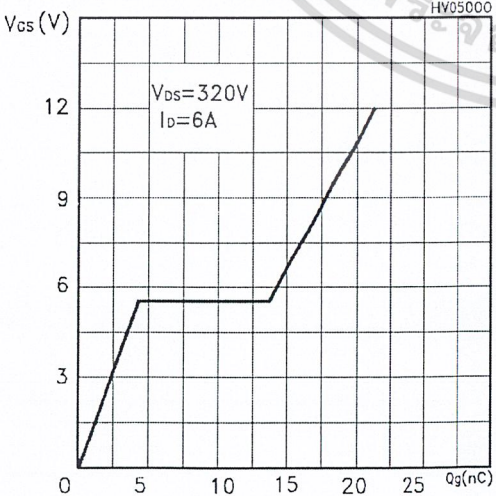
Transconductance



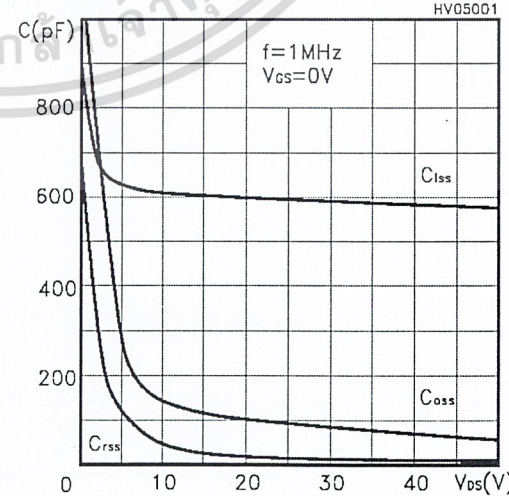
Static Drain-source On Resistance



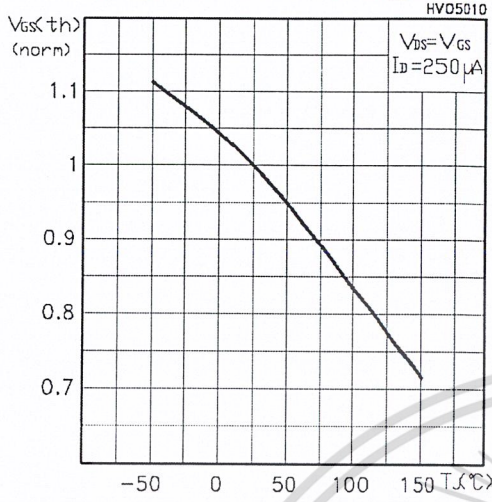
Gate Charge vs Gate-source Voltage



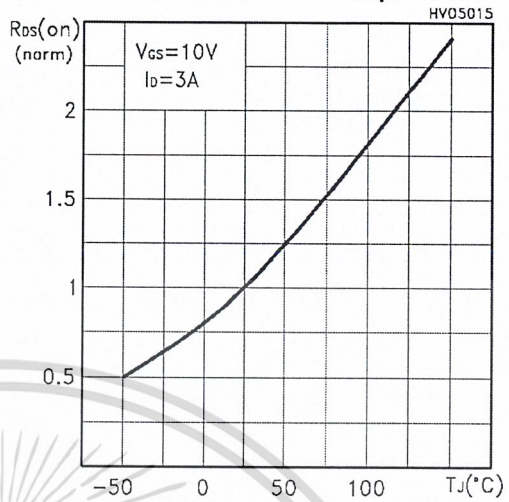
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

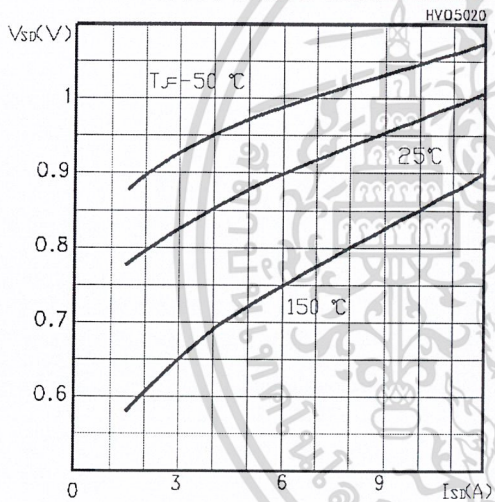


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

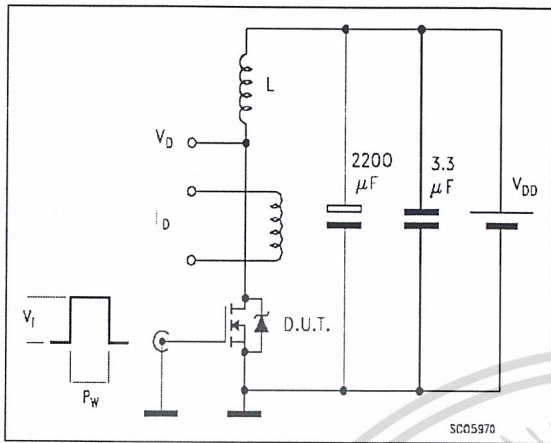


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

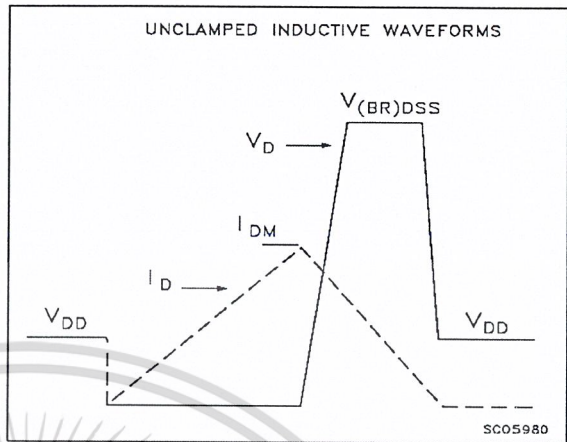


Fig. 3: Switching Times Test Circuit For Resistive Load

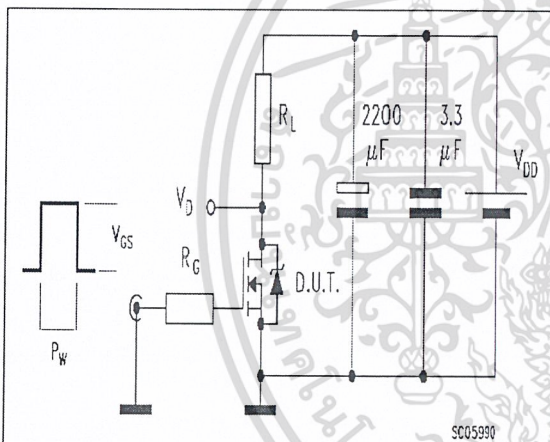


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

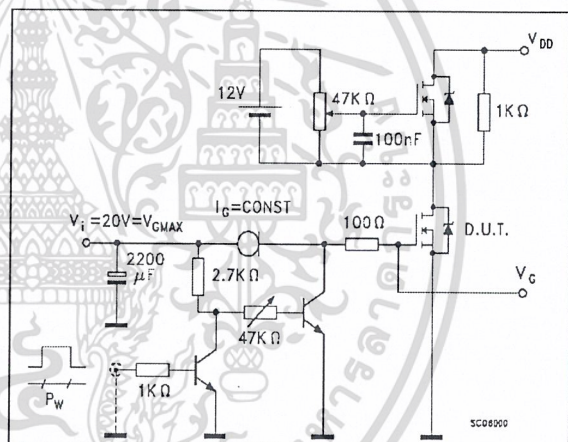
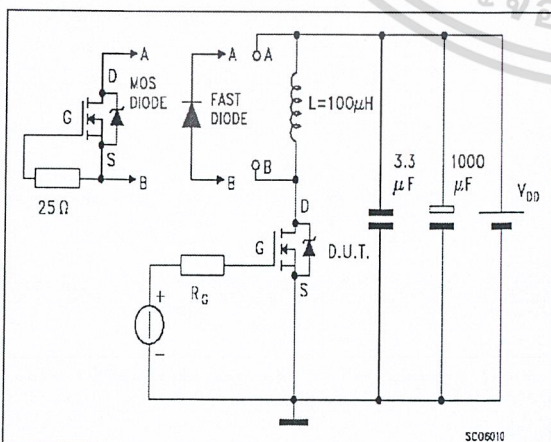
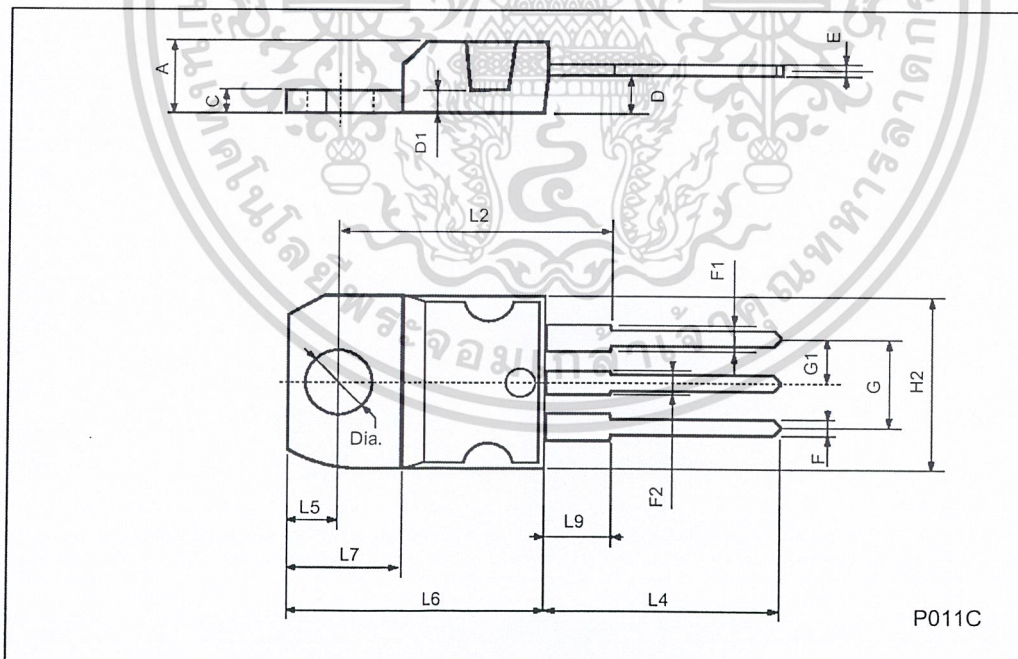


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151





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

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 2000 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

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

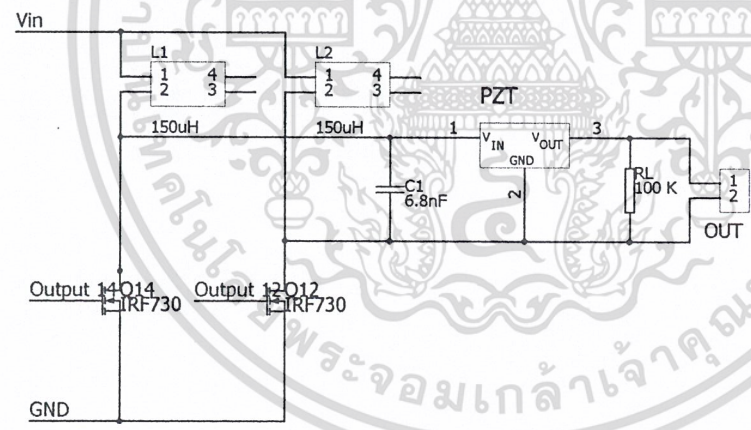
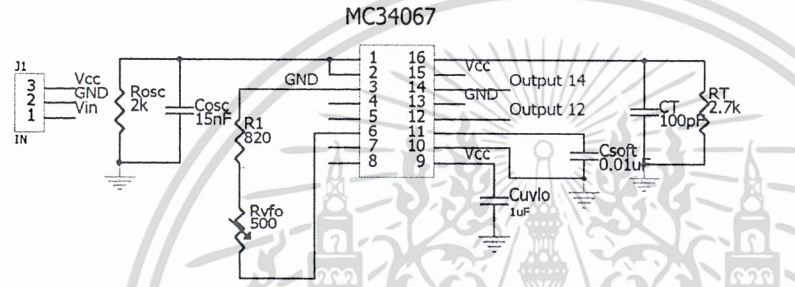
<http://www.st.com>

Wire Size Table

SWG	Diameter with enamel (mm)	Area of bare conductor (mm ²)	R/Km@20oC OhmoC	Weight Kg/Km
45	0.086	0.003973	4340.0	0.0369
44	0.097	0.005189	3323.0	0.0481
43	0.109	0.006567	2626.0	0.0610
42	0.119	0.008107	2127.0	0.0750
41	0.132	0.009810	1758.0	0.0908
40	0.142	0.0116750	1477.0	0.1079
39	0.152	0.0137000	1258.0	0.1262
38	0.175	0.018240	945.2	0.1679
37	0.198	0.023430	735.9	0.2202
36	0.218	0.0292700	589.1	0.2686
35	0.241	0.035750	482.2	0.3281
34	0.264	0.042890	402.0	0.3932
33	0.287	0.050670	340.3	0.4650
32	0.307	0.059100	291.7	0.5408
31	0.330	0.068180	252.9	0.6245
30	0.351	0.077910	221.3	0.7121
29	0.384	0.093720	184.0	0.8559
28	0.417	0.111000	155.3	1.0140
27	0.462	0.136300	126.5	1.2450
26	0.505	0.164200	105.0	1.4990
25	0.561	0.202700	85.1	1.8510
24	0.612	0.245200	70.3	2.2330
23	0.665	0.291900	59.1	2.6550
22	0.770	0.397300	43.4	3.6070
21	0.874	0.518900	33.2	4.7020
20	0.978	0.656700	26.3	5.9390
19	1.082	0.810700	21.3	7.3240
18	1.293	1.167000	14.8	10.5370
17	1.501	1.589000	10.8	14.3130
16	1.709	2.075000	8.3	18.6780
15	1.920	2.627000	6.6	23.6400
14	2.129	3.243000	5.3	29.1500
13	2.441	4.289000	4.0	38.5600
12	2.756	5.480000	3.1	49.2200
11	3.068	6.818000	2.5	61.0000
10	3.383	8.302000	2.1	74.0000
9	3.800	10.510000	1.6	94.0000
8	3.219	12.970000	1.3	116.0000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ในที่สาธารณะ การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่คอยให้คำปรึกษาและแนวทาง
ขอบเขตของปริญยานิพนธ์ฉบับนี้มาโดยตลอด รวมทั้งคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
ถึงแม้จะไม่ได้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการนี้แต่ผู้จัดทำรู้สึกนึกและเคารพอาจารย์ทุกท่านที่ได้คอย
ประสิทธิ์ประสาทวิชาจนสำเร็จการศึกษาจนทุกวันนี้ขอขอบคุณบุพการีของผู้จัดทำที่ให้ความสำคัญ
และกำลังทรัพย์มาโดยตลอด รวมถึงทั้งพี่มณฑล(พี่ต้น), พี่ค่อมที่ให้คำปรึกษาและช่วยเสนอแนะแนว
ทางกับปัญหาที่เกิดขึ้นขณะทำโครงการนี้และที่ขาดมิได้เลยคือเพื่อนๆที่ร่วมทุกข์ร่วมสุขทั้ง 18 คน
มาโดย ตลอดรวมทั้ง เพื่อนๆต่างภาคและรุ่นน้องทุกคน และปริญยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่
เกิดประโยชน์โดยสมบูรณ์นั้นถ้าขาดผู้สนใจนำไปเป็นแนวทางในการศึกษาและก่อให้เกิดผล
ประโยชน์มากที่สุด

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณศาลให้คุณพระศรีรัตนตรัยทุกสากลโลกจงบันดาลให้ท่านและ
ครอบครัวจงมีแต่ความสุขความเจริญและความก้าวหน้าในหน้าที่การงานตลอดไปเทอญฯ

ผู้จัดทำ

มีนาคม 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- 1 สุทัศน์ อ่วมจันทร์ , สุพาภรณ์ อธิรัฐสกุล " เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์" ปรินทิฟายน์,2544,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- 2 Ned Mohan, Tore M., Undeland ,William P. Robbins., " Power electronics : converters, application, and design " , John Wiley & Sons, No. 2, 1989, pp. 249-297
- 3 Daniel W. Hart, " Introduction to power electronics " Prentice – Hall,Inc.,1997, pp. 338-350
- 4 Muhammad H. Rashid, " Power electronics handbook " , Acedemic press,2001, pp. 271-294
- 5 L. UMANAND S.R. BHAT , "Design of magnetic components for switching mode power converter " Wiley Eastern Limited ,1992 ,pp. 75 –85
- 6 Abraham I. Pressman , " Switching Power Supply Design " McGraw-Hill ,Inc. , pp. 3- 36
- 7 Kazimierzuk ,Marain K, " Resonant Power Converters " , McGraw-Hill ,Inc , pp. 149 –239

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้