

เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์
PIEZOELECTRIC TRANSFORMER



โดย

นายสุทัศน์	อ่วมจันทร์	41014474
นางสาวสุพาภรณ์	อิฏฐสกุล	41014480

รับ
67782
9544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46510
วัน, เดือน, ปี 4 เม.ย. 2546

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

ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

6778205

เป็ยโซอเล็กทรลทรทรานสฟอรเมอร์
PIEZOELECTRIC TRANSFORMER

ดอຍ

นายสุทัศน์	อ่วมจันท์	41014474
นางสาวสุพาภรณ์	อฏฐสกุล	41014480

อาจารย์ที่ปรลทษา

ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

ปรลทญานลพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศลทษาตามหลักสูตรปรลทญาวลศวกรรมศาสตร์บัณทลต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศลทษา 2544

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

(PIEZOELECTRIC TRANSFORMER)

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|-------------------|------------|--------------|----------|
| 1. นายสุทัศน์ | อ่วมจันทร์ | รหัสประจำตัว | 41014474 |
| 2. นางสาวสุพาภรณ์ | อิฐฐิสกุล | รหัสประจำตัว | 41014480 |

นายวิวัฒน์ จุลเดช : อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. นันทวัฒน์ จุลเดช)

เป็ยโซอิเล็กทริก ทรานสฟอร์เมอร์

นาย สุทัศน์ อ่วมจันทร์
นางสาว สุพาภรณ์ อิกฐสกุล
อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันการพัฒนาอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ กำลังมุ่งเน้นที่จะลดขนาดของวงจรเพื่อให้มีขนาดเล็กกะทัดรัดมากขึ้น ซึ่งมีผลให้วงจรแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นที่จะต้องพัฒนาขนาดให้มีขนาดเล็กลงตามไปด้วย วงจรจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่งจึงเข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากขนาดของวงจรเล็กและมีประสิทธิภาพสูง ถ้าเราสามารถผลิตหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งเป็นส่วนประกอบของวงจรจ่ายแรงดันแบบ สวิตชิ่งให้มีขนาดเล็กลง เราก็จะสามารถผลิตวงจรจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่งที่มีขนาดเล็กลงได้ ด้วยเหตุนี้ เป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์จึงถูกคิดค้นขึ้นซึ่งเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดเล็กมากและมีประสิทธิภาพสูง

เป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์ทำหน้าที่แปลงรูปพลังงานคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าแบบแกนเหล็กทั่วไป โดยทางด้านอินพุทจะแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลก่อน แล้วจะแปลงพลังงานกลกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้งทางด้านเอาท์พุท โดยการส่งถ่ายพลังงานทางกลในรูปการสั่นของเป็ยโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์เมอร์

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

PIEZOELECTRIC TRANSFORMER

Mr. Sutus Oomjun

Miss Supaporn Ittasakul

Dr. Nontawat Chuladaycha Advisor

2001

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 surprisingly small size is readily apparent and high efficiency.

Piezoelectric transformer (PZT), like magnetic 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 an 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
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)	28
3.3 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และการพันตัวเหนี่ยวนำ	32

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองเบี่ยงโซลิตริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ	37
4.2 ตารางสรุปผลการทดลองและเปรียบเทียบที่ค่าอินพุตต่าง ๆ	39
4.3 การทดลองวงจรขับเบี่ยงโซลิตริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Push Pull Inverter)	40

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน	42
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ไข	43
5.3 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต	44

ภาคผนวก Data Sheet

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ DC-DC 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

	หน้า
รูปที่ 3.9 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{ds} และ t ขณะเลือกใช้ค่า L ต่าง ๆ กัน	27
รูปที่ 3.10 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ	28
รูปที่ 3.11 รูปบล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ IC L6598	29
รูปที่ 3.12 วงจรที่ทำงานในขณะเวลา Soft start time	29
รูปที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณออสซิลเลท (Oscillator Block)	31
รูปที่ 3.14 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ	32
รูปที่ 3.15 รูปวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำ	32
รูปที่ 3.16 เส้นโค้งความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B – H Curves)	33
รูปที่ 4.1 (ความถี่ 25 kHz)	37
รูปที่ 4.2 (ความถี่ 50 kHz)	37
รูปที่ 4.3 (ความถี่ 90 kHz)	37
รูปที่ 4.4 (ความถี่ 100 kHz)	37
รูปที่ 4.5 (ความถี่ 110 kHz)	38
รูปที่ 4.6 (ความถี่ 160 kHz)	38
รูปที่ 4.7 (ความถี่ 175 kHz)	38
รูปที่ 4.8 (ความถี่ 200 kHz)	38
รูปที่ 4.9 การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ (Simulation)	40
รูปที่ 4.10 ผลจากการทดลอง (Experiment)	40

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

การพัฒนาอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน กำลังมุ่งเน้นที่จะลดขนาดของวงจร เพื่อให้มีขนาดเล็กกะทัดรัดมากขึ้น ซึ่งมีผลให้วงจรแหล่งจ่าย (Power supply) จำเป็นที่จะต้องพัฒนาขนาดให้มีขนาดเล็กลงตามไปด้วย วงจรแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น (Linear Power Supply) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ยิ่งไปกว่านั้นประสิทธิภาพที่ได้ก็นั่นค่อนข้างต่ำ ด้วยขีดจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นทำให้มีการพัฒนาวงจรแหล่งจ่าย ให้มีขนาดเล็กลง โดยเปลี่ยนแปลงเป็นวงจรแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่ง (Switching Power Supply)

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเข้ามามีบทบาทอย่างมาก เนื่องจากประสิทธิภาพที่ได้สูงกว่า วงจรแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น ขนาดของวงจรค่อนข้างเล็ก หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ประกอบในวงจรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา คุณสมบัติข้อนี้ทำให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังไฟฟ้าสูงแต่มีขนาดของวงจรเล็ก เช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร ฯลฯ

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีอีกขั้นหนึ่ง คือ การผลิตเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric Transformer) โดยตัวหม้อแปลงไฟฟ้าจะผลิตขึ้นจากเปียโซเซรามิค (Piezo Ceramic) และ อาศัยหลักการคัปปลิงทางไฟฟ้าและทางกล (Electro-Mechanical Coupling) โครงสร้างของตัวอุปกรณ์มีขนาดเล็กและบาง แต่มีประสิทธิภาพการทำงานสูง ทำให้ช่วยลดการสิ้นเปลืองพลังงาน และทำให้ขนาดของวงจรที่นำไปใช้มีขนาดเล็กลง และข้อดีอีกประการหนึ่งของอุปกรณ์ชนิดนี้คือ การไม่ก่อให้เกิดเสียงรบกวนในขณะทำงาน และช่วยเพิ่มความปลอดภัยในการทำงานมากขึ้นเนื่องจาก เปียโซเซรามิคจะไม่ทำให้เกิดควันหรือประกายไฟ

การนำเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ไปใช้งานในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ได้แก่ การนำไปประยุกต์ในจอแสดงผล LCD (Liquid Crystal Display) ที่ติดตั้งอยู่ในอุปกรณ์ประเภทโน้ตบุ๊กคอมพิวเตอร์ (Notebook Computer) , กล้องถ่ายภาพดิจิทัล ซึ่งจะทำให้ผลิตภัณฑ์ เหล่า นั้นมีขนาดเล็กกะทัดรัดและเหมาะแก่การพกพาเพื่อความสะดวกในการใช้ นอกจากนี้เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูง (High Voltage Power Source) หรือในภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทั่วไป เช่น ภาค DC/DC หรือ AC/DC Converter ได้ด้วย

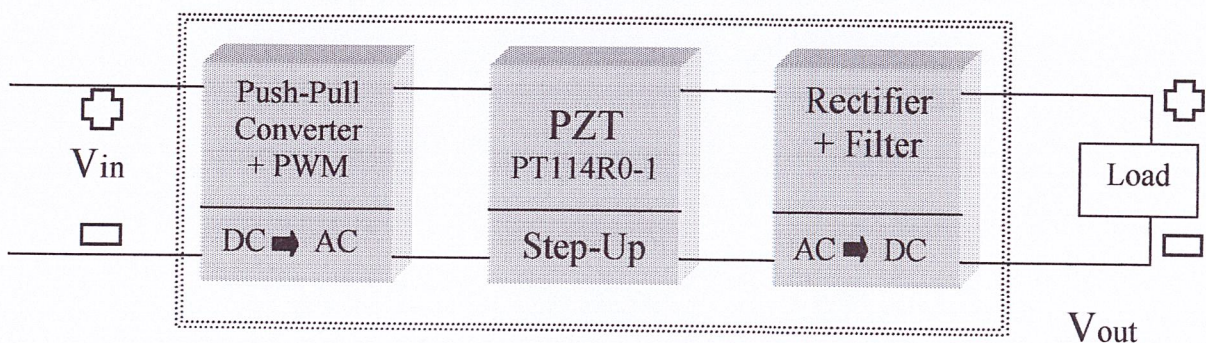
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและการทำงานของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์
2. เพื่อศึกษาวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์
3. สามารถนำเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ 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 ขอบเขตของโครงการ

การนำเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ไปประยุกต์ใช้งาน โดยนำมาประกอบเป็นวงจรแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตชิ่ง (Switching power supply) เป็น DC-DC converter ขนาดเล็ก (ขนาดประมาณเท่ากับบัตรเครดิต)

โดยสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 1.1

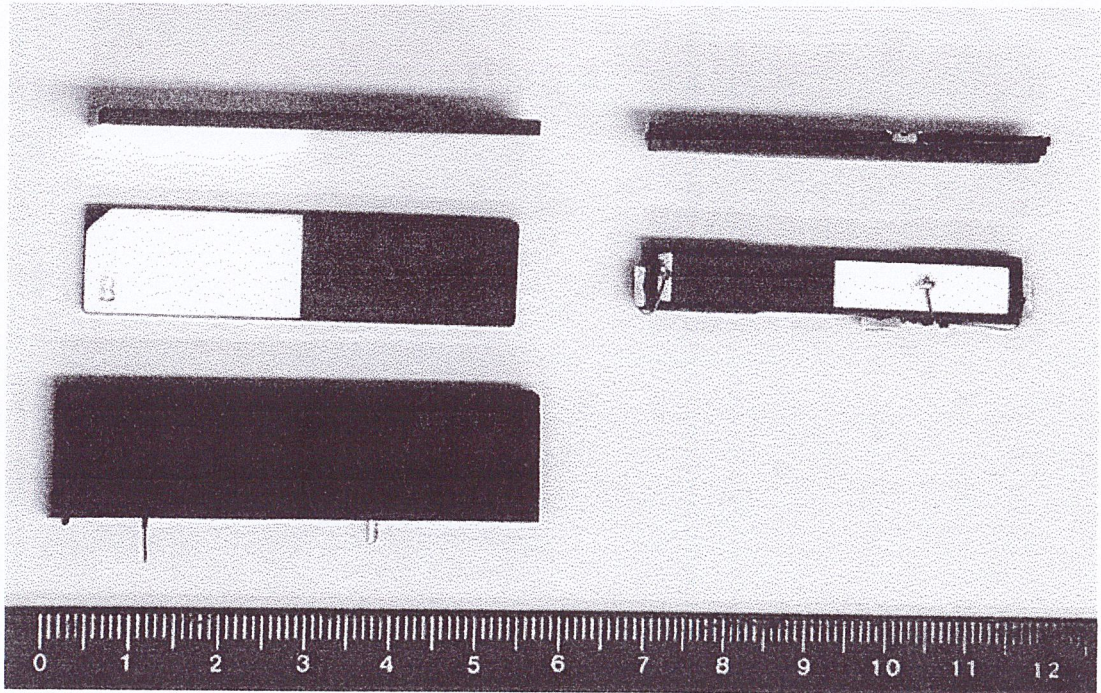


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ของ DC-DC step-up converter

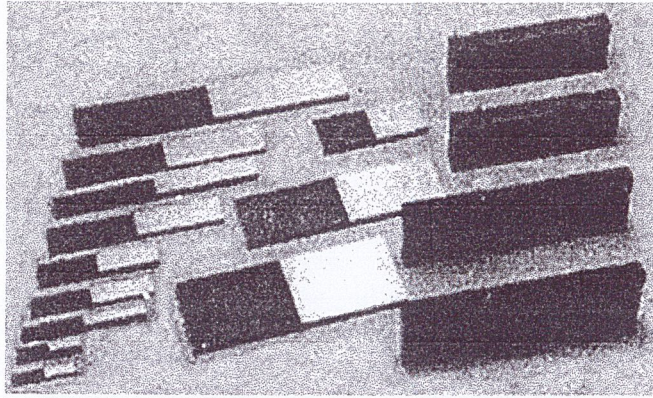
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 คุณสมบัติและโครงสร้างของเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)

คุณสมบัติของวัสดุ (Material) ที่นำมาใช้ทำเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ซึ่งได้แก่สารจำพวก PZT (Lead Zirconate Titanate), Lead-Titanate (PbTiO_2), Lead Zirconate (PbZrO_3), Barium-Titanate (BaTiO_3) โดยธรรมชาติแล้วสารจำพวกนี้จะไม่แสดงคุณสมบัติของการเป็นเพียโซอิเล็กทริก จนกว่าจะได้รับการโพลลิ่ง (Poling) ซึ่งเป็นกระบวนการจัดอนุภาคของสารแม่เหล็กไฟฟ้าที่เรียงตัวกันแบบสุ่ม ภายในตัวเซรามิกให้เป็นแนวเดียวกัน โดยการเหนี่ยวนำ DC Voltage บนตัวเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ในช่วง 45 KV/cm ในกระบวนการผลิตซึ่งจะทำให้เกิดขั้วที่ตัวเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์เรียกว่า ขั้วอิเล็กโทรด (Electrode) แต่ในโครงงานนี้จะไม่เน้นทางด้านนี้เนื่องจากเป็นส่วนของผู้ผลิต



รูปที่ 2.1 เพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer)



รูปที่ 2.2 เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ขนาดต่าง ๆ

ปรากฏการณ์เปียโซอิเล็กทริก (piezoelectric effect) สามารถแบ่งได้เป็น 2 ปรากฏการณ์ คือ

1. **Direct Effect** เป็นปรากฏการณ์ที่เปลี่ยนพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า (Mechanical energy to electrical energy) คือ การให้แรงหรือการสั้น (Stress) บนตัวเปียโซเซรามิก (Piezo ceramic) ทำให้เกิดการประจุไฟฟ้าขึ้นส่งผลให้มีกระแสไฟฟ้าเกิดขึ้น (Charge) โดยตัวของการประจุนี้จะขึ้นอยู่กับทิศทางการสั้นหรือแรงที่ให้ เมื่อเปรียบเทียบกับทิศทางของขั้วที่ตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

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

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

2.2 การทำงานของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์

2.2.1 ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ของเพียโซ

จากคุณสมบัติของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ที่มีความสามารถในการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกลได้และหากพลังงานไฟฟ้าที่ให้แก่ เพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ นั้นเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสลับที่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันคาบ เช่นสัญญาณรูปไซน์ จะทำให้พลังงานกลที่ได้จากเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ เป็นฟังก์ชันคาบตามอินพุท และความถี่ของรูปพลังงานที่เกิดขึ้นจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทด้วย

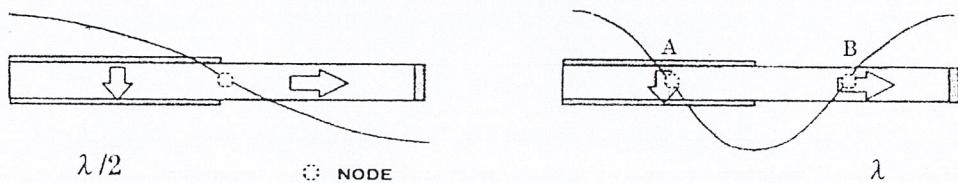
จากการที่พลังงานกลที่เกิดขึ้นจะเป็นไปตามสัญญาณอินพุท ลูกคลื่นทางกลที่เกิดขึ้นนี้จะถูกส่งจากปลายด้านหนึ่งไปสู่ปลายอีกด้านของเพียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ และเกิดการสะท้อนกลับมา ถ้าหากความถี่ของลูกคลื่นที่เกิดขึ้นนี้ทำให้ลูกคลื่นที่ส่งไปเสริมกับลูกคลื่นที่สะท้อนกลับมาจะทำให้พลังงานกลที่ได้มีค่ามากขึ้น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

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

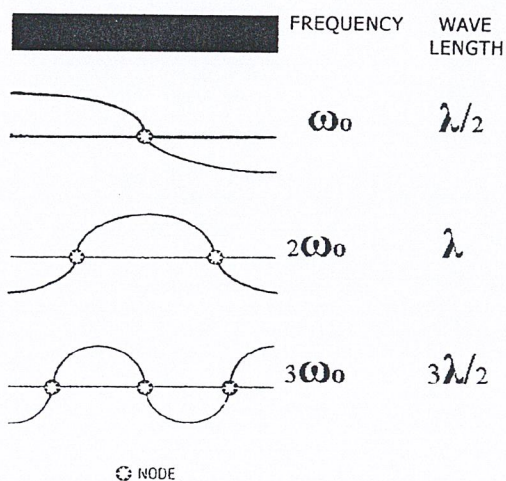
2.2.2 การเลือกจุดจับยึดเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Mounting Point)

เนื่องมาจากการที่เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ นั้นอาศัยลูกคลื่นที่เป็นพลังงานกลในการส่งผ่านพลังงานจากด้าน อินพุทไปด้านเอาต์พุทเป็นสำคัญ เพราะฉะนั้นสิ่งหนึ่งที่สำคัญในการนำเอาเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์มาใช้งาน คือต้องระวังไม่ให้เกิดการสูญเสียพลังงานกลเกิดขึ้น เช่น การป้องกันไม่ให้วัตถุไปสัมผัส เปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ในบริเวณที่มีการสั่น หรือการเลือกจุดจับยึดตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ กับตัวถังที่เหมาะสม

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าควรเลือกจุดจับยึดเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ ที่เหมาะสมเพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียพลังงานกล ดังนั้นเราควรเลือกจุดที่ไม่มีการสั่นของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์หรือจุดที่เป็นโนด (node) ของลูกคลื่นตามรูปที่ 2.3



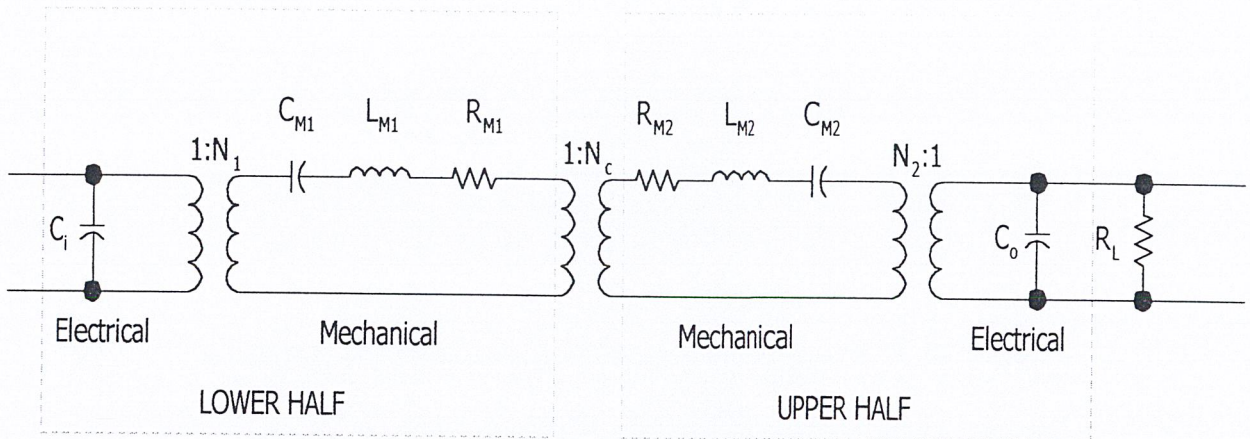
รูปที่ 2.3 ลักษณะของลูกคลื่นที่เกิดขึ้นภายในเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์



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

รูปที่ 2.4 โหมดการทำงานของเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์

2.3 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ของเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์

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	ค่ามวลของทรานสฟอร์มเมอร์ (Mass of Transformer)
R_{M1}, R_{M2}	คือ	ค่าความต้านทานของของทรานสฟอร์มเมอร์
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	ค้ายังโมดูลัส (Young's Modulus)
Q_M	คือ	Mechanical quality constant
ρ	คือ	ค่าความหนาแน่นของเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์

ซึ่งค่าต่าง ๆ สามารถหาได้จากสมการ ดังต่อไปนี้

1. ค่าของตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิและทางด้านทุติยภูมิ (Input / Output Capacitance)

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

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

2. Mechanical Compliance

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

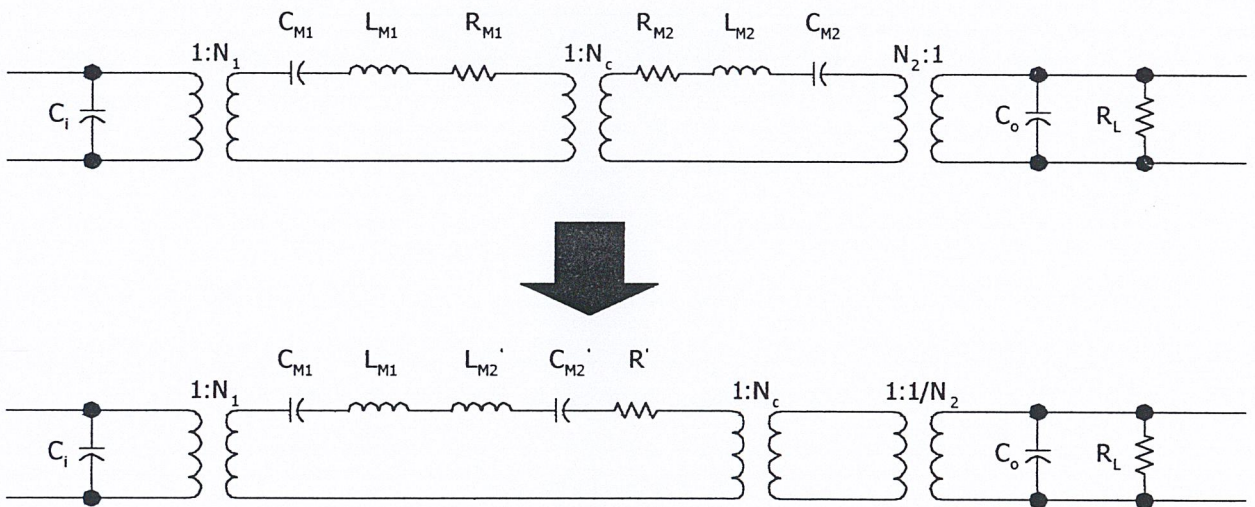
3. คำนวณของทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Mass of Transformer)

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

4. ค่าความต้านทาน (Resistance)

ค่าความต้านทานของโมเดลนี้ได้มาจากค่า Mechanical Q_M ซึ่งค่า Q_M ที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) นี้จะถูกคำนวณออกมาภายหลัง

จากวงจรสมมูลของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ ค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ต่าง ๆ สามารถคำนวณได้จากสมการข้างต้นที่กล่าวมาแล้ว แต่เราสามารถลดรูปวงจร (Model Simplification) เพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้น เนื่องจากวงจรสมมูลของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์จะคล้ายกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป (Magnetic Transformer) ดังนี้



รูปที่ 2.6 การลดรูปวงจรเพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 1

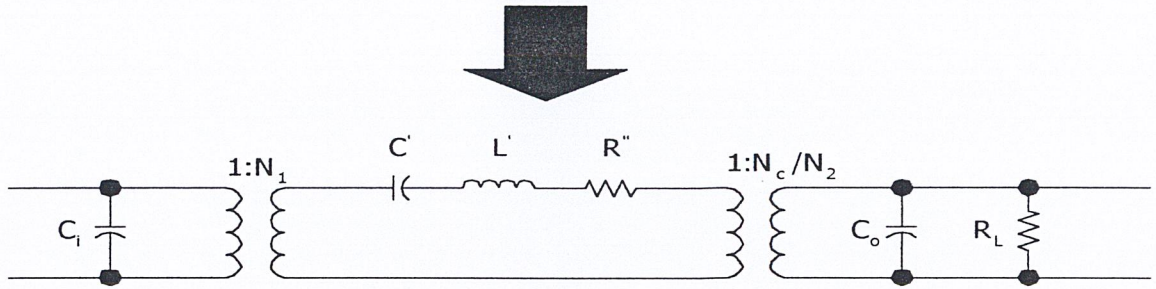
จากรูปจะได้

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

เนื่องจาก $N_C^2 = 1$ ดังนั้นจะได้

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

สามารถลดรูปวงจรลงได้อีกดังนี้



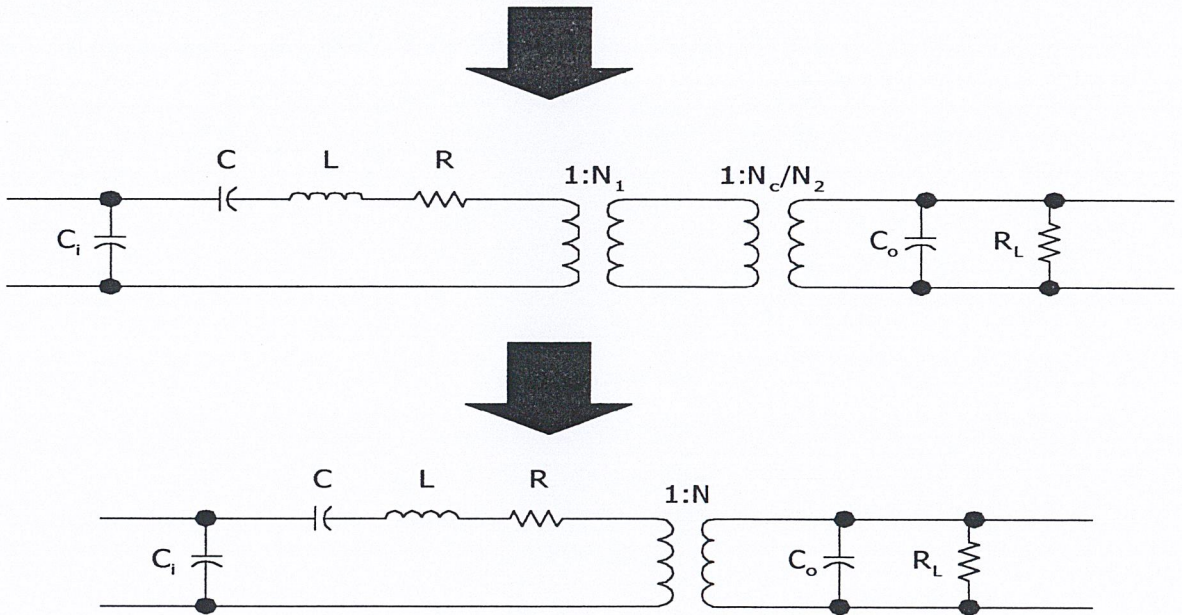
รูปที่ 2.7 การลดรูปวงจรเพื่อทำให้การคำนวณง่ายขึ้นครั้งที่ 2

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

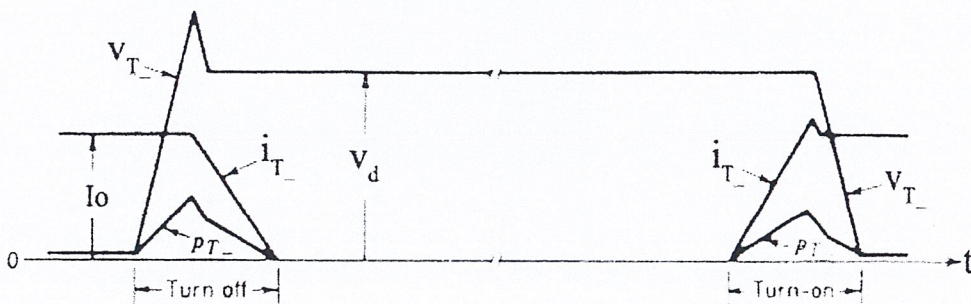
$$R = \frac{1}{\omega_0 Q_M C}$$

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

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

2.4 การสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ (Switching losses)

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิ่ง (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

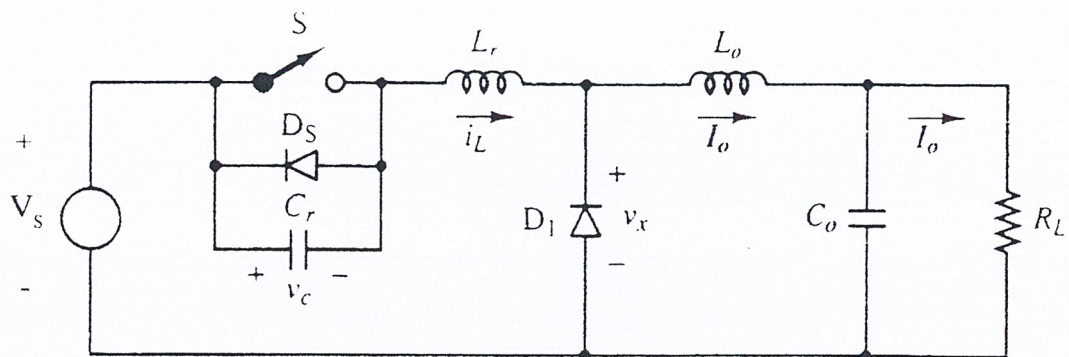
ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ การสวิตช์จะเกิดในขณะที่ยังมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage) และ/หรือ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ (Zero Current) ซึ่งเป็นการลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรได้ การสวิตช์แบบนี้เรียกว่า Soft Switching

การแบ่งประเภทของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Classification of Resonant Converters)

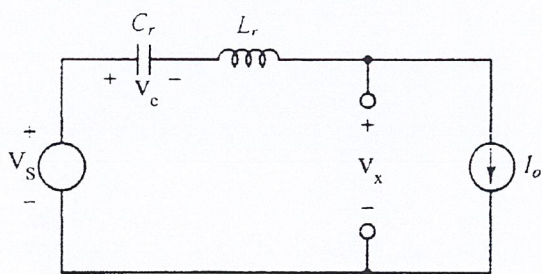
1. Resonant-switch converters สามารถแบ่งได้ดังนี้
 - Zero-current switching
 - Zero-voltage switching
2. Load-resonant converters
3. Resonant-dc-link converters

2.6 การทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ (Zero-Voltage switching : ZVS)

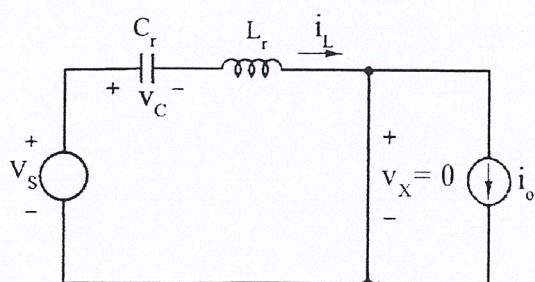
เมื่อศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในช่วงเวลาขณะสวิตช์ อยู่ในช่วงเวลาขณะปิดสวิตช์ ส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรแท่งเรโซแนนท์ จะเรโซแนนท์ ซึ่งมีผลทำให้ศักดาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เปลี่ยนค่าจากศูนย์ไปสู่ค่าสูงสุด แล้วกลับสู่ค่าศูนย์อีก ซึ่ง ณ เวลานั้นสวิตช์จะถูกทริกอีกครั้ง ในกรณีนี้จะไม่มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าหรือการสิ้นเปลือง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



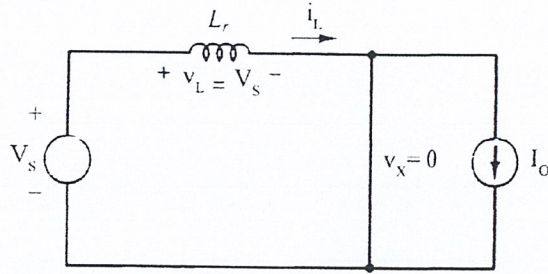
รูปที่ 2.10 เครือข่ายคอนเวอร์เตอร์แบบ Zero-current switching



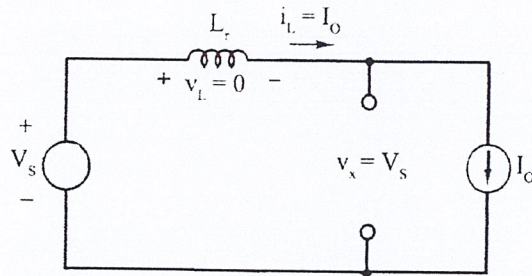
รูปที่ 2.11 ช่วงที่ 1 ณ เวลา $0 < t < t_1$ (Switch opened and diode on)



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)

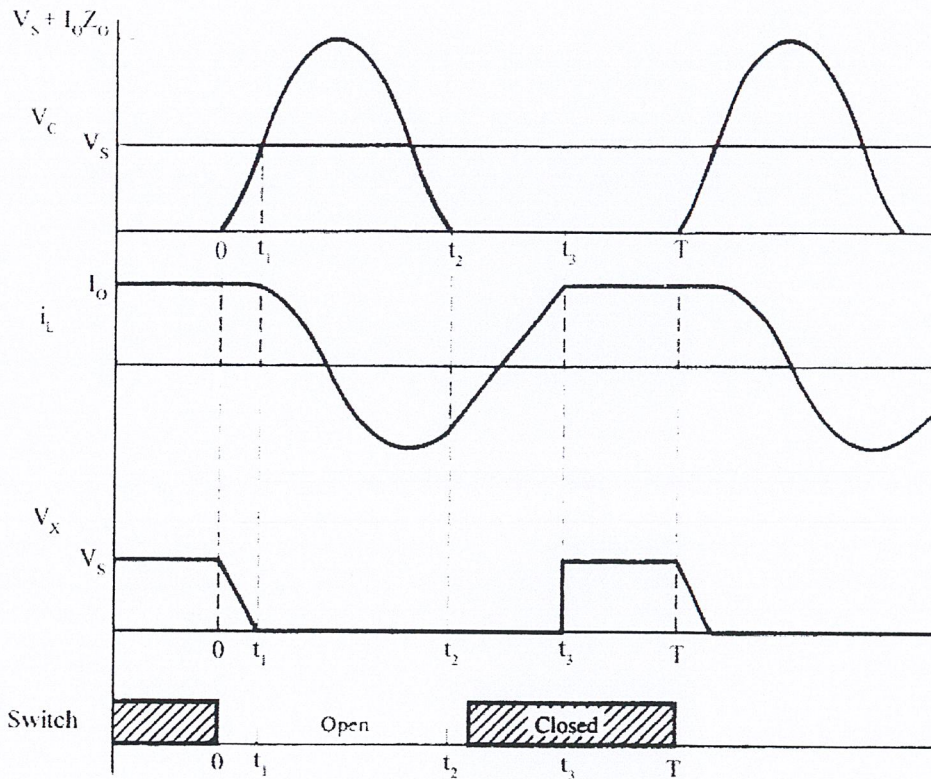


รูปที่ 2.14 ช่วงที่ 4 ณ เวลา $t_3 < t < t_4$ (Switch closed and diode off)

จากรูปที่ 2.10 ถึง รูปที่ 2.14 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ และการทำงานของวงจร ณ ช่วงเวลาต่าง ๆ กัน โดยสมมติให้เอาต์พุตที่ออกมาไม่มีการกระเพื่อม (Ripple - free) ของกระแสไฟฟ้า (i_o) ในตัวเหนี่ยวนำ (L_o) เริ่มต้นในขณะที่สวิตช์อยู่ในสถานะปิด กระแสที่ไหลผ่าน L_r เท่ากับ i_o และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 เป็นศูนย์ และศักดาไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุ (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_1) 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_2) 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_r) จะทำงาน เงื่อนไขต่าง ๆ ของวงจรจะกลับไปเริ่มต้นการทำงานใหม่



รูปที่ 2.15 กราฟแสดงค่าสัญญาณต่าง ๆ (Waveform)

2.6.1 วิเคราะห์วงจรคิกตาไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS) ในช่วงเวลาขณะสวิตช์

ในแต่ละช่วงเวลาของวงจрдังรูปที่ 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

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

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

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

Differentiating ;

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

จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

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

เนื่องจากกระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากัน ดังนั้นสมการที่ (2.6) สามารถแสดงได้ดังนี้

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

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

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

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

ดังนั้นจะได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^t i_C(\lambda) d\lambda + v_C(t_1) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^t I_0 \cos \omega_0(\lambda - t_1) d\lambda + V_s$$

จะได้

$$v_C(t) = V_s + I_0 Z_0 \sin \omega_0(t - t_1) \quad (2.11)$$

แทนค่า

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.12)$$

จะได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงที่สุดเท่ากับ

$$V_{C, peak} = V_s + I_0 Z_0 = V_s + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.13)$$

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

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

ไดโอด D_s ป้อนกัน V_C เพื่อไม่ให้ติดลบ ดังนั้นสมการที่ 2.11 จะเป็นจริงเมื่อ $V_C > 0$

แก้สมการที่ 11 เพื่อหา $t = t_2$ เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{-V_s}{I_0 Z_0} \right) \right] + t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_s}{I_0 Z_0} \right) + \pi \right] + t_1 \quad (2.15)$$

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_0 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

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_2}^t V_s d\lambda + i_L(t_2) = \frac{V_s}{L} (t - t_2) + I_0 \cos \omega_0(t_2 - t_1) \quad (2.16)$$

แทนค่า $i_L(t_2)$ จากสมการที่ (2.9) กระแสที่เวลา t_3 คือ I_0 จะมีค่าเท่ากับ

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

แก้สมการหา t_3 จะได้

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

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 กระแสที่เหลือในสวิตช์คือ กระแส I_o และ

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

วงจรจะอยู่ในเงื่อนไขนี้ จนกว่าสวิตช์จะทำการเปิดอีกครั้งหนึ่ง ช่วงเวลา $T - t_3$ นี้ จะเป็นช่วงที่กำหนดความถี่ของการสวิตช์ซิงของวงจร

2.6.2 แรงดันเอาต์พุต (Output voltage)

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

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

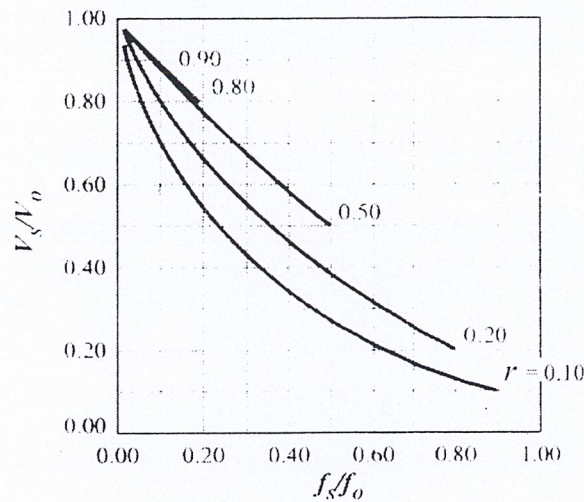
ค่าแรงดันเอาต์พุตคือค่าเฉลี่ยของ V_x ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

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

จาก $f_s = 1/T$

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

แรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ ช่วงเวลาในการเปิดสวิตช์ ถูกจำกัดให้คงที่และช่วงเวลาในการปิดสวิตช์จะสามารถแปรผันได้ เวลา t_{on} , t_{off} ถูกกำหนดโดยกระแสที่ไหลผ่านภาระ (I_o) ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันของภาระ(Load) การเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์จะเป็นการลดช่วง $T-t_{on}$ ดังนั้นจะเป็นการลดแรงดันเอาต์พุต ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความถี่สวิตช์ถูกแสดงด้วยค่าพารามิเตอร์ $r = R_L/Z_o$ ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความถี่สวิตช์

(Daniel W. Hart ,”Introduction to power Electronic” หน้า 347)

2.6.3 ประโยชน์ของวงจรคิกดาไฟฟ้าตกร่วมสวิตช์เป็นศูนย์ (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 ข้อจำกัดของวงจรตัดไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS)

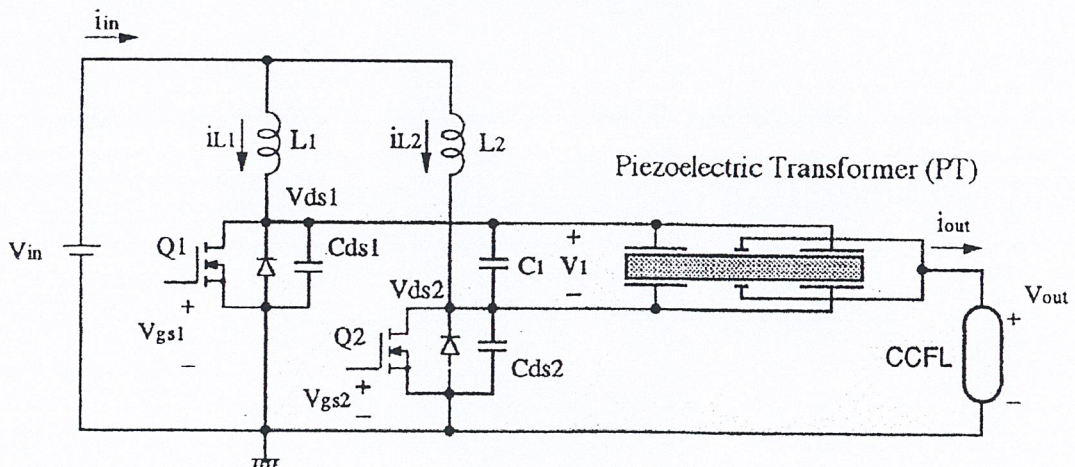
1. โดยส่วนใหญ่ใช้วิธีควบคุมโดยการปรับความถี่
2. การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นส่วนผูกพันกับกระแสของภาระ
ในการควบคุมบางครั้งต้องใช้วงจรไฟฟ้าที่สลับซับซ้อนมาช่วยร่วมงานด้วย

บทที่ 3

การออกแบบวงจร

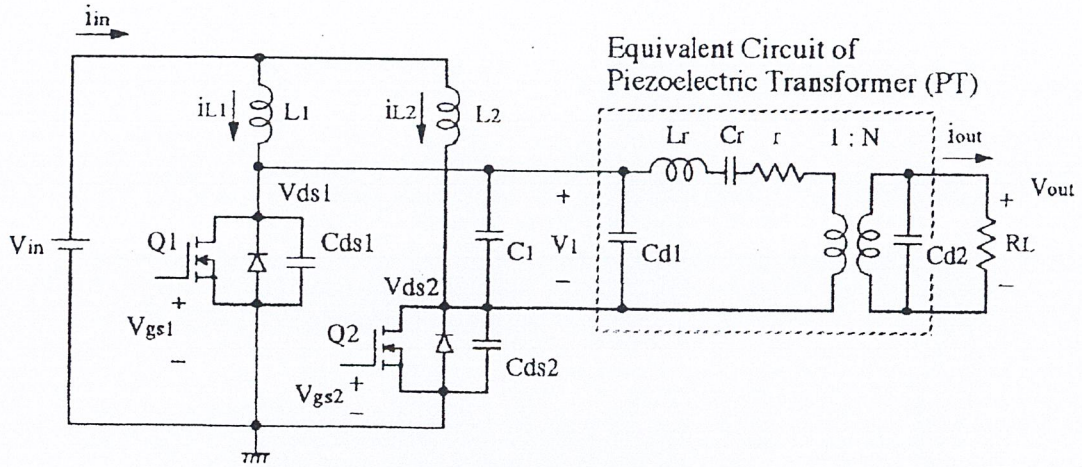
3.1 การออกแบบวงจรโดยวงจรไฟฟ้ากำลัง (Power circuit) ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converters)

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



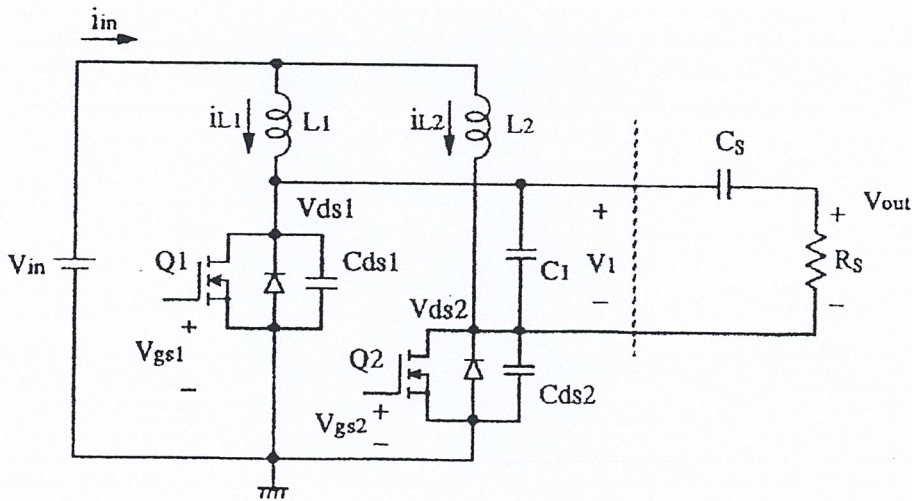
รูปที่ 3.1 วงจร Push – Pull Inverter โดยใช้เพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์เป็นภาระ (Load)

เราสามารถแทนเพียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ด้วยวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 จะได้ดังรูปที่ 3.2



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

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

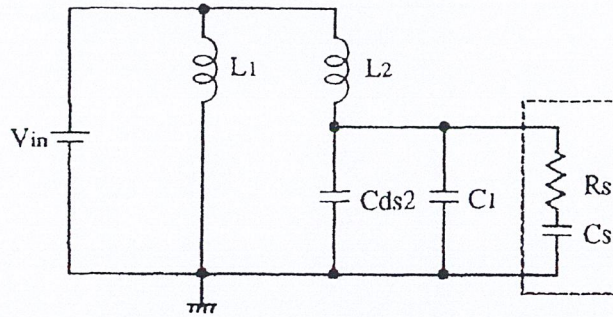


รูปที่ 3.3 วงจร Push – Pull Inverter และวงจรสมมูลย์ (Equivalent Circuit) ที่ดัดแปลงใหม่

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

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

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

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_{t_1}^{t_2} V_{dc} dt + i_{L1}(t_1) \quad (3.3)$$

กำหนดให้ $C = C_{ds2} // C_1$

จาก KVL พิจารณาที่ C จะได้

$$V_{cds2} = V_{dc} - L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

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

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

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

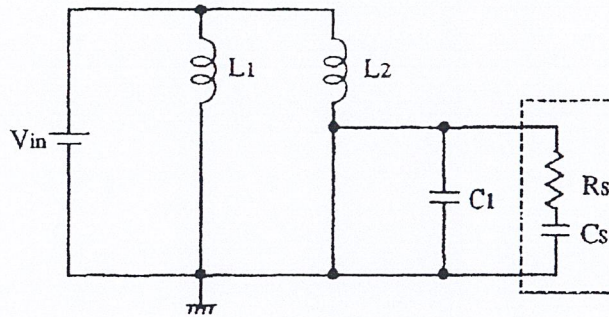
$$i_{L2} = -L_2 C \frac{d^2 i_{L2}(t)}{dt^2} + I_o \quad (3.8)$$

เมื่อแก้อนุพันธ์อันดับ 2 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



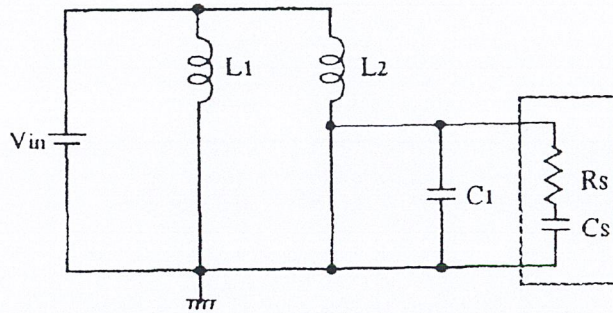
รูปที่ 3.5 ช่วงที่ 2 $V_{GS1} > 0$, $V_{GS2} < 0$, $V_{DS1} < 0$, $V_{DS2} > 0$

ช่วงที่ 2 จะเริ่มการทำงานเมื่อ V_{ds2} เท่ากับศูนย์ ทำให้ D2 เริ่มทำงาน ($V_{DS2} > 0$) ซึ่งจะได้กระแสที่ไหลผ่าน $L2$ มีค่าเช่นเดียวกับกระแสที่ไหลผ่าน $L1$ (โดยกระแสที่ไหลผ่านใน $L1$ 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 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} < 0, V_{DS2} < 0$

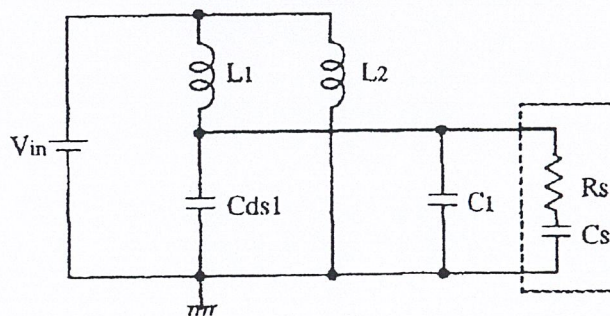
เป็นช่วงที่เกิดการเรโซแนนซ์ (Resonant) ครั้งที่ 2 การทำงานช่วงที่ 3 จะเริ่มเมื่อ สวิตช์ตัวที่ 2 เริ่มทำงาน ($V_{GS2} > 0$) จากรูปจะพบว่าคล้ายกับการทำงานในช่วงที่ 1 เพียงแต่สลับที่ L1 กับ L2 และ Cds1 กับ Cds2 ฉะนั้นจะได้

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

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

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

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

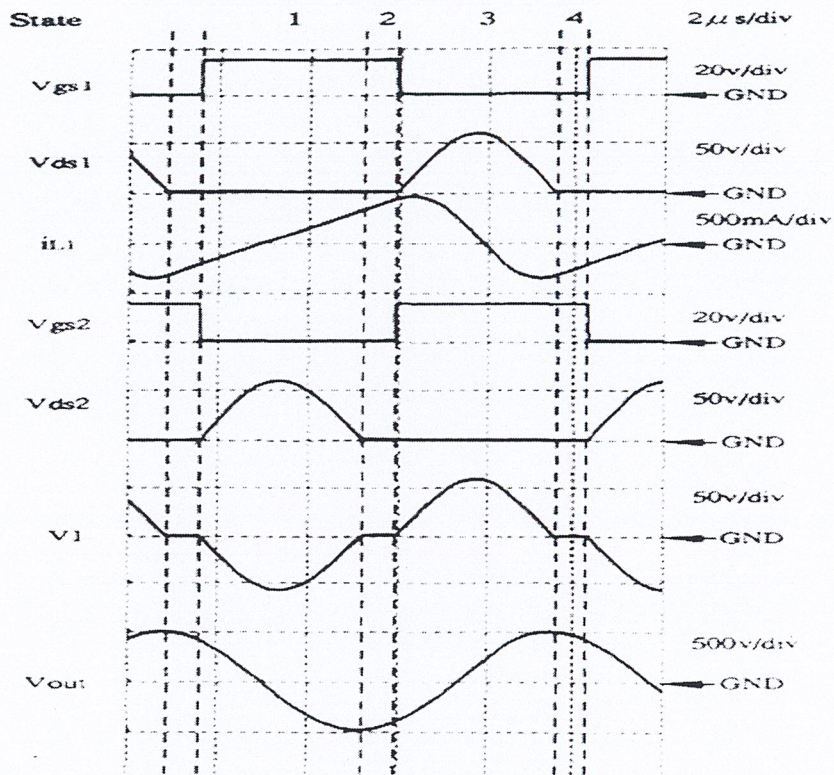


รูปที่ 3.7 ช่วงที่ 4 $V_{GS1} < 0, V_{GS2} > 0, V_{DS1} > 0, V_{DS2} < 0$

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 (Masahito Shoyama, Kuniyasu Horikoshi, Thmotsu Ninomiya, Toshiyuki Zaitu, and Yasuhiro Sasaki “0-7803-3704-2/97 © IEEE “)

3.1.2 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

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

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

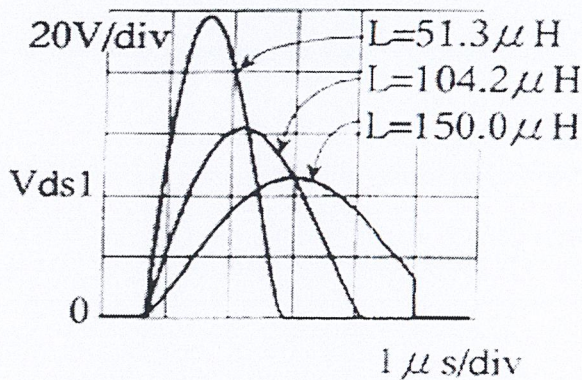
$$\text{Resonance frequency} = 100 \text{ KHz}$$

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

3.1.3 ส่วนเพิ่มเติม

3.1.4.1 การเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ที่ไม่เหมาะสม

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



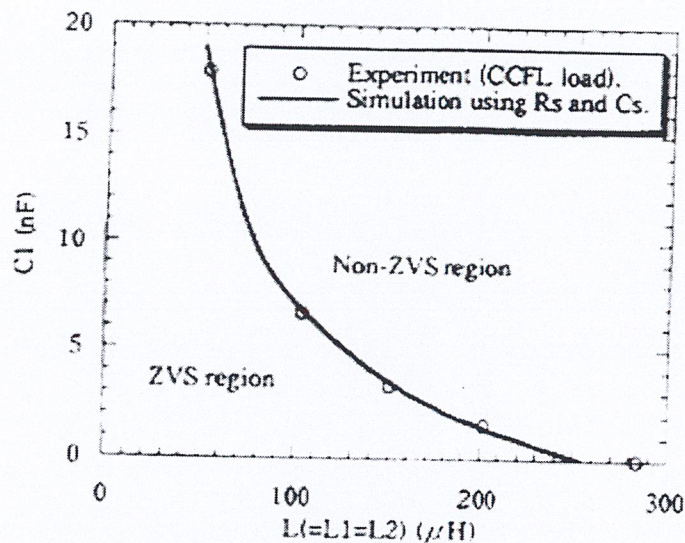
รูปที่ 3.9 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Vds และ t ขณะเลือกใช้ค่า L ต่าง ๆ กัน

(Masahito Shoyama, Kuniyasu Horikoshi , Thmotsu Ninomiya, Toshiyuki Zaitso, and Yasuhiro Sasaki “ 0-7803-3704-2/97 © IEEE “)

3.1.4.2 การเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ (C) ที่ไม่เหมาะสม

การเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ ถ้าเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มีค่ามากเกินไป จะทำให้ในขณะที่สวิตช์จะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ คือ วงจรไม่เป็น ZVS (Zero Voltage Switching) แต่ถ้าใช้ค่า L ที่น้อยเกินไป ค่าของ Vds 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 Vds ไม่สูงเกินไป ซึ่งจะทำให้ไม่ต้องเลือกใช้ MOSFET ที่ไม่ราคาแพงเกินความจำเป็น ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าตัวเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ (Masahito Shoyama, Kuniyasu Horikoshi, Thmotsu Ninomiya, Toshiyuki Zaitso, and Yasuhiro Sasaki “ 0-7803-3704-2/97 © IEEE “)

3.2 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตช์ (MOSFET)

จากคุณสมบัติของตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric Transformer) และ วงจร Push-Pull inverter ที่ต้องการทำงานที่ความถี่ 100 kHz และสามารถกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse) 2 ชุดที่สลับกันเปิด-ปิด และ ต้องการดีวตีไซเคิล (Duty cycle) เท่ากับ 50 % เราจึงเลือกใช้ IC L6598 ของบริษัท ST ซึ่งเป็นชิพ (Chip) สำเร็จรูปที่ออกแบบมาใช้งานทางด้านเป็นตัวควบคุม วงจร Push-Pull inverter โดยเฉพาะ

ที่สถานะเริ่มต้นกระแส Iss จะไปชาร์จ (Charge) C_{ss} ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ C_{ss} ในลักษณะ Ramp voltage ซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสโดย g_m และนำไปหักล้างกับ I_{fstart} และไปบวกรวมกับ I_{fmin} ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะถูกส่งต่อไปวงจรกำเนิดความถี่มีสมการดังนี้

$$I_{OSC} = I_{fmin} + (I_{fstart} - g_m V_{CSS}(t)) \quad (3.18)$$

$$I_{OSC} = I_{fmin} + \left(I_{fstart} - g_m \frac{I_{SS}}{C_{SS}}(t) \right) \quad (3.19)$$

เมื่อ

$$I_{fmin} = \frac{V_{ref}}{R_{fmin}} \quad (3.20)$$

$$I_{fstart} = \frac{V_{ref}}{R_{fstart}} \quad (3.21)$$

$$V_{ref} = 2V \quad (3.22)$$

ที่ t = 0 จะได้

$$I_{OSC}(0) = \left[\frac{1}{R_{fmin}} + \frac{1}{R_{fstart}} \right] V_{ref} \quad (3.23)$$

จาก

$$I_{fstart} = g_m \frac{I_{SS}}{C_{SS}} t \quad (3.24)$$

ที่ t = T_{soft start} จะได้

$$I_{OSC}(t_{ss}) = I_{fmin} \quad (3.25)$$

ถ้าให้พจน์สุดท้ายของสมการ 3.19 เท่ากับศูนย์ ที่เวลา t = T_{ss}

จะได้

$$I_{fstart} - g_m \frac{I_{SS}}{C_{SS}} T_{SS} = 0 \quad (3.26)$$

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} I_{fstart}}{g_m I_{SS}} \quad (3.27)$$

ถ้าให้ I_{ss} เป็นฟังก์ชันของ I_{fstart} โดยกำหนด $I_{SS} = \frac{I_{fstart}}{K}$ จะได้ว่า

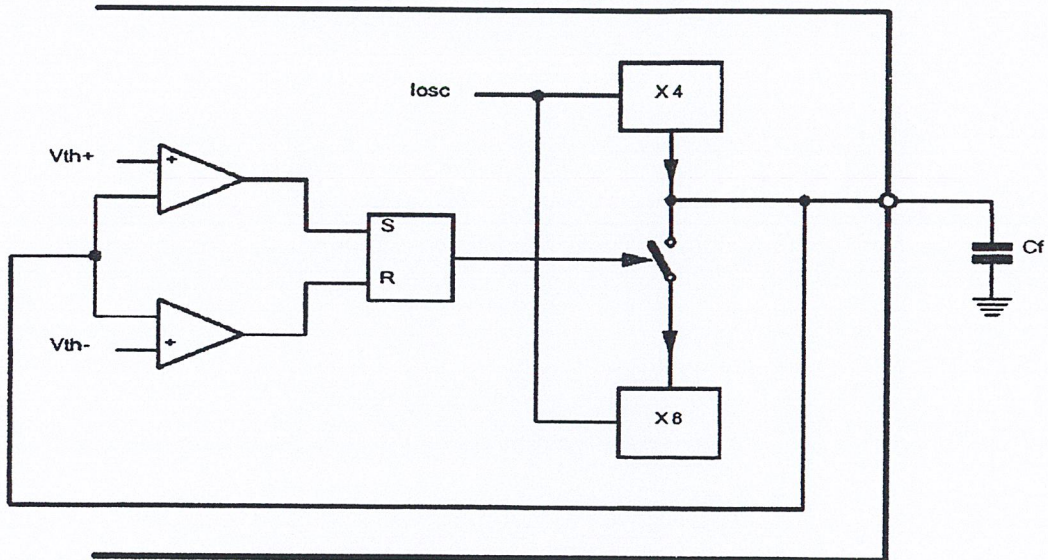
$$T_{SS} = \frac{C_{SS} I_{fstart} K}{g_m I_{fstart}} \quad (3.28)$$

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} K}{g_m} \quad (3.29)$$

$$T_{SS} = K_{SS} C_{SS} \quad (3.30)$$

ดังนั้น จะได้ว่า soft start time (T_{ss}) จะขึ้นอยู่กับค่า C_{ss} เพียงอย่างเดียว
เมื่อ $K_{ss} = 0.15 \text{ s}/\mu\text{F}$

3.2.2 หลักการทำงานของการทำงานกำเนิด Pulse



รูปที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณออสซิลเลท (Oscillator Block)

จากรูปที่ 3.13 จะได้สมการเป็น

$$f_{\min} = \frac{1.41}{R_{f\min} C_f} \quad (3.30)$$

ดังนั้น f_{\min} จะขึ้นกับ $R_{f\min}$ และ C_f และ f_{\min} จะถูกส่งต่อไป Driving logic ซึ่งจะใช้ในการขับ MOSFET ขา high และ low ดังรูปที่ 3.11

เลือกใช้

$$C_{ss} = 330 \text{ nF} , C_f = 470 \text{ pF}$$

$$R_{fstart} = 47 \text{ k}\Omega , R_{f\min} = 30 \text{ k}\Omega$$

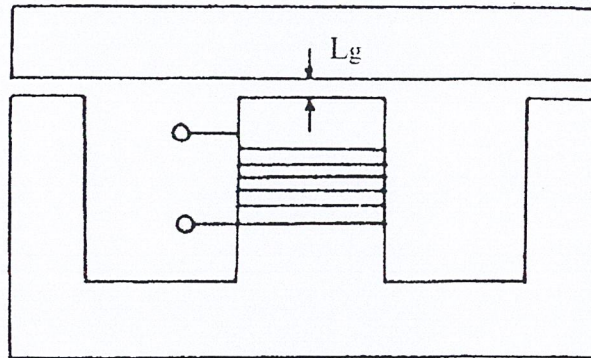
จะได้

$$f_{\min} = f_{\text{switch}} = f_{pzt} = 100 \text{ kHz} \text{ และ } T_{ss} = 49.5 \text{ ms}$$

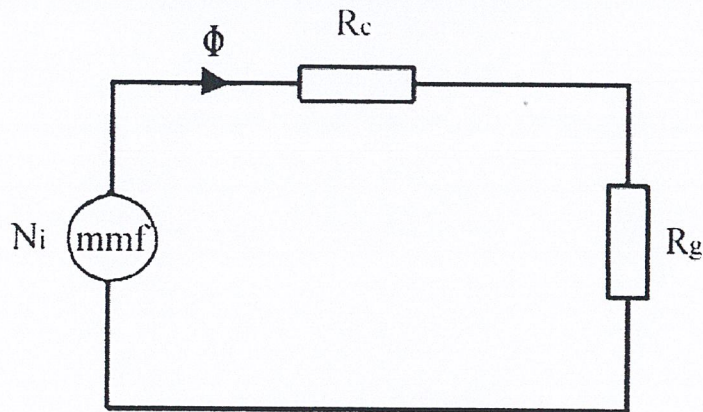
ดังนั้น ค่าความถี่ของสวิตช์จะต้องมากกว่าค่าความถี่ในการเรโซแนนซ์ ($f_{\text{switch}} > f_{\text{resonant}}$) จึงจะทำให้วงจร Push Pull Inverter ยังคงทำงานในแบบ ZVS (Zero voltage switching) อยู่ได้

3.3 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และการพันตัวเหนี่ยวนำ

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



รูปที่ 3.14 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.15 รูปวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำ

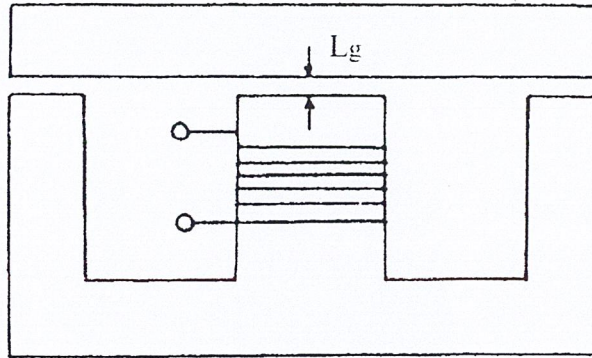
จากรูปที่ 3.14 เราสามารถเปรียบเทียบสมการแม่เหล็กมาเป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าได้ ดังรูป 3.15 ซึ่งค่าต่าง ๆ สามารถหาได้ดังนี้

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

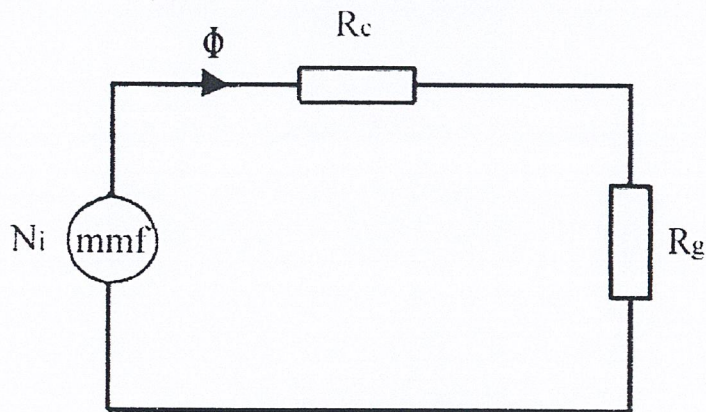
$$\left(R_C = \frac{I_C}{\mu_0 \mu_r A_C} \right)$$

3.3 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และการพันตัวเหนี่ยวนำ

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



รูปที่ 3.14 โครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.15 รูปวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 3.14 เราสามารถเปรียบเทียบสมการแม่เหล็กมาเป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าได้ ดังรูป 3.15 ซึ่งค่าต่าง ๆ สามารถหาได้ดังนี้

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

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

R_g คือ ความต้านทานฟลักซ์แม่เหล็กในแอร์แก๊ป (Air gap)

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

l_c คือ ความยาวของแกนเหล็ก

l_g คือ ระยะของแอร์แก๊ป (Air gap)

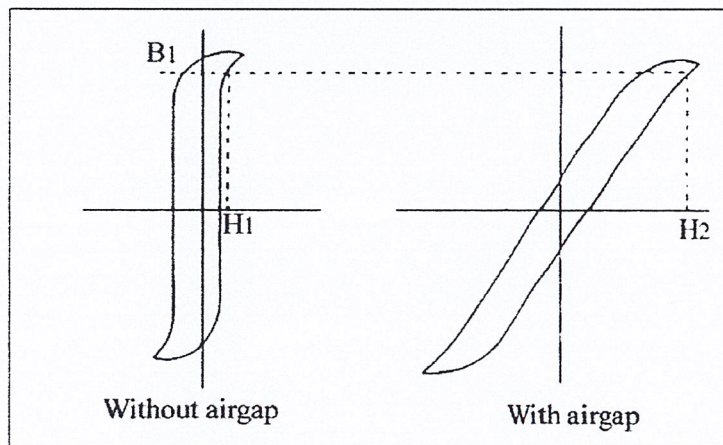
μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

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 3.16 เส้นโค้งความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าของสนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B – H Curves)

จากรูปที่ 3.15 เราสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\phi = \frac{N_i}{R_c + R_s} \quad (3.31)$$

$$\phi = \frac{N_i}{\left[\frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c} \right] + \left[\frac{l_g}{\mu_0 A_c} \right]} \quad (3.32)$$

จาก
$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.33)$$

นำสมการที่ (3.32) แทนลงในสมการที่ (3.33) จะได้

$$e = N \frac{d}{dt} \left[\frac{N_i}{\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c}} \right] \quad (3.34)$$

$$e = \left[\frac{N_i^2}{\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c}} \right] \frac{di}{dt} \quad (3.35)$$

จาก
$$e = L \frac{di}{dt} \quad (3.36)$$

ดังนั้นจะได้
$$L = \frac{N^2}{\left[\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c} \right]} \quad (3.37)$$

โดยปรกติแล้ว $R_g \gg R_c$ ทำให้ได้

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_0 A_c N^2}{I_g} \\ I_g &= \frac{\mu_0 A_c N^2}{L} \end{aligned} \quad (3.38)$$

3.3.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ

3.3.1.1 หาค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_m)

$$\begin{aligned} \text{จาก } I_m &= I_o + \frac{\Delta I}{2} \\ &= (200mA) + \frac{(200mA)(25\%)}{2} \\ &= 225mA \end{aligned}$$

3.3.1.2 ค่าพลังงานที่ต้องการสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (E)

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

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

$$= 3.7968 \mu J$$

3.3.1.3 ค่า Area product (Ap)

จาก $A_p = \frac{2E}{K_W K_C J B_m}$

เมื่อ E คือ พลังงานที่ต้องการสะสมในตัวเหนี่ยวนำ

$$K_W = 0.6 \quad (\text{ค่าคงที่})$$

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

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

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

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 $A_{p\text{แกน}} > A_{p\text{คำนวณ}}$

ดังนั้น สามารถที่จะใช้แกนนี้ในการทดลองได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก

3.3.1.4 ค่าขนาดของลวดที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำ (a)

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

$$a = \frac{225}{3} mm^2 = 0.075 mm^2$$

นำค่า a ที่ได้ไปเปิดตาราง SW6 (ภาคผนวก)

ดังนั้นจะได้ว่าต้องใช้เส้นลวดเบอร์ 30 ($A_c = 0.07791$)

3.3.1.5 จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ (N)

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

ถ้าจำนวนรอบที่คำนวณได้ไม่เป็นจำนวนเต็มให้ปัดขึ้น
ดังนั้นจะได้ N = 10 รอบ

3.3.1.6 ความยาวของแอร์แก๊ป (Air gap : l_g)

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

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

จะเห็นว่า l_g มีค่าน้อยมากซึ่งทำได้ยากในทางปฏิบัติ จึงเพิ่มจำนวนรอบเพื่อจะได้ l_g ที่มากขึ้น โดยเพิ่มจำนวนรอบเป็น 55 รอบ

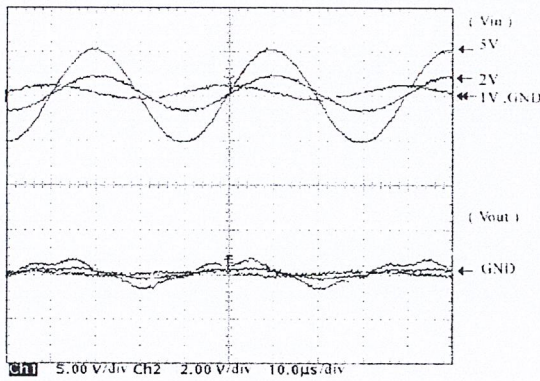
$$\text{จะได้ } l_g = 0.432 \text{ mm.}$$

บทที่ 4

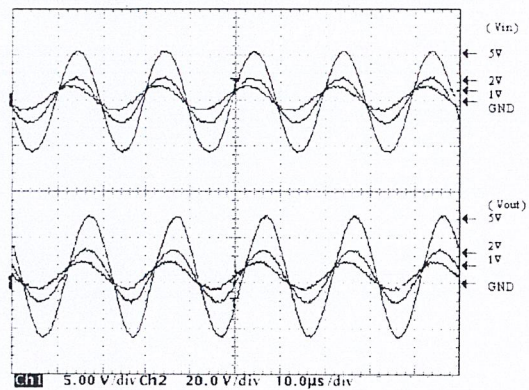
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองเบี่ยงโซลิต์กริกทรานสปอร์เมอร์ที่มีความถี่ต่างๆ

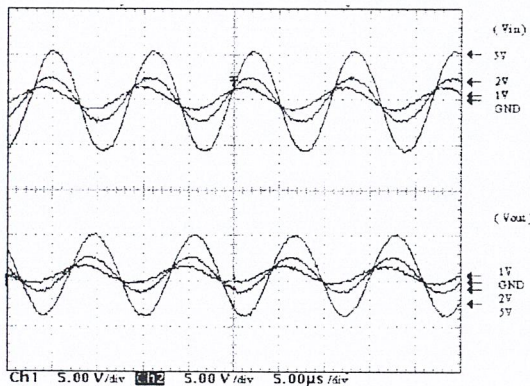
การทดลองโดยใส่อินพุทให้แก่เบี่ยงโซลิต์กริกทรานสปอร์เมอร์สามค่า (1V , 2V และ 5V) และทำการแปรค่าความถี่ต่างๆ เพื่อสังเกตสัญญาณเอาต์พุทที่เกิดขึ้น ซึ่งผลที่ได้เป็นดังนี้



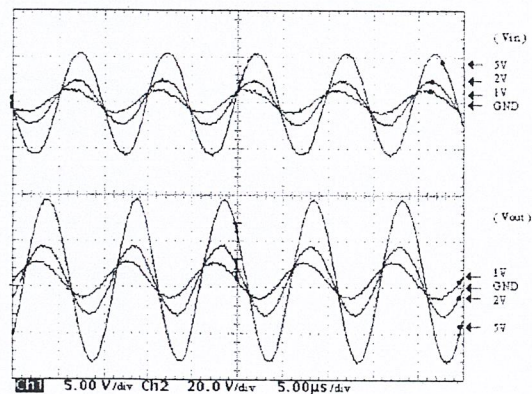
รูปที่ 4.1 (ความถี่ 25 kHz)



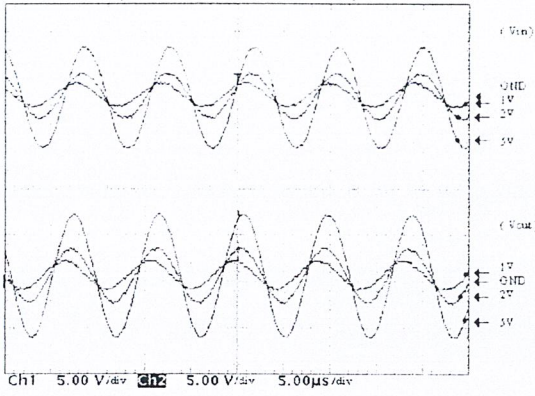
รูปที่ 4.2 (ความถี่ 50 kHz)



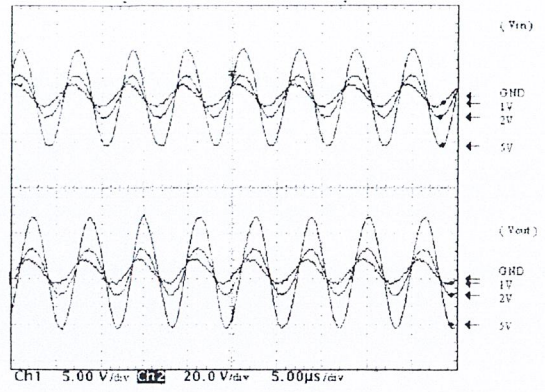
รูปที่ 4.3 (ความถี่ 90 kHz)



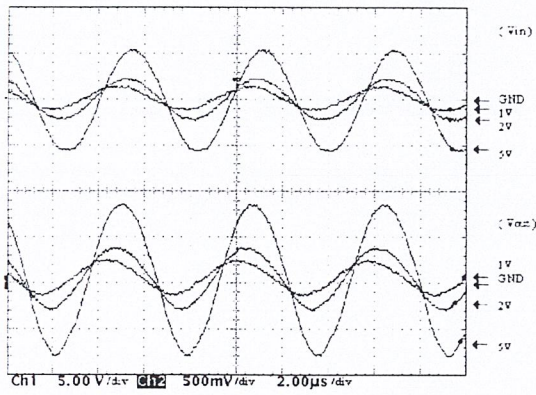
รูปที่ 4.4 (ความถี่ 100 kHz)



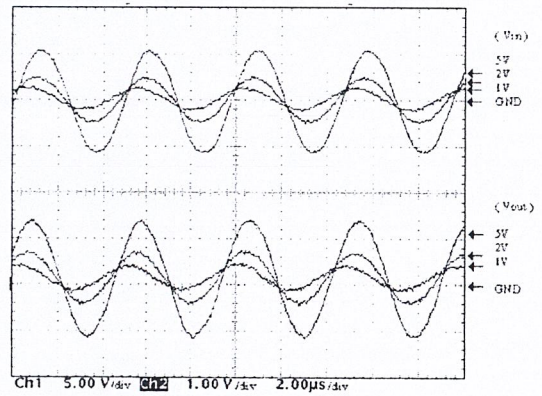
รูปที่ 4.5 (ความถี่ 110 kHz)



รูปที่ 4.6 (ความถี่ 160 kHz)



รูปที่ 4.7 (ความถี่ 175 kHz)



รูปที่ 4.8 (ความถี่ 200 kHz)

ตารางสรุปผลการทดลองและเปรียบเทียบที่ค่าอินพุตต่างๆ

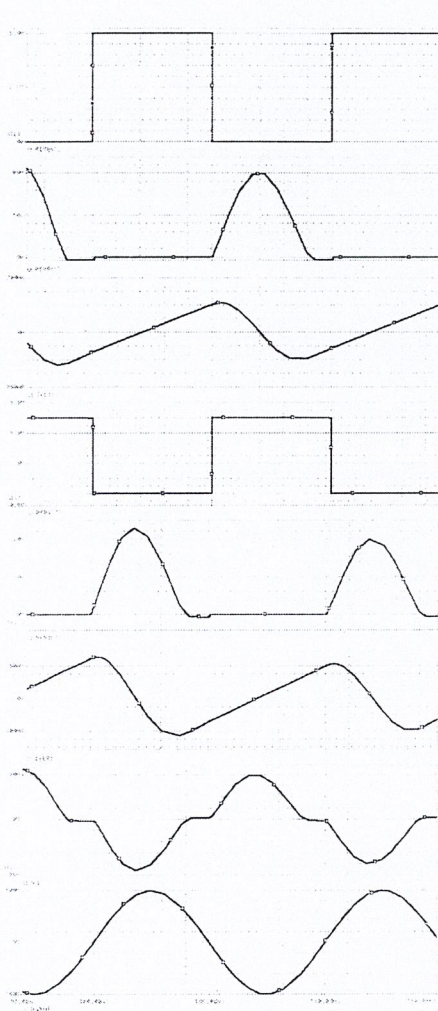
ความถี่ (kHz)	Vi (V)	Vo (V)	Vo/Vi	หมายเหตุ
25	1	0.08	0.080	
50	1	8.00	8.000	0.5 x Fr
90	1	1.40	1.400	
100	1	9.60	9.600	Fr
110	1	2.00	2.000	
160	1	7.20	7.200	1.5 x Fr
175	1	0.22	0.220	
200	1	0.36	0.360	2 x Fr

25	2	0.24	0.120	
50	2	13.60	6.800	0.5 x Fr
90	2	2.40	1.200	
100	2	16.00	8.000	Fr
110	2	3.20	1.600	
160	2	12.00	6.000	1.5 x Fr
175	2	0.34	0.170	
200	2	0.64	0.320	2 x Fr

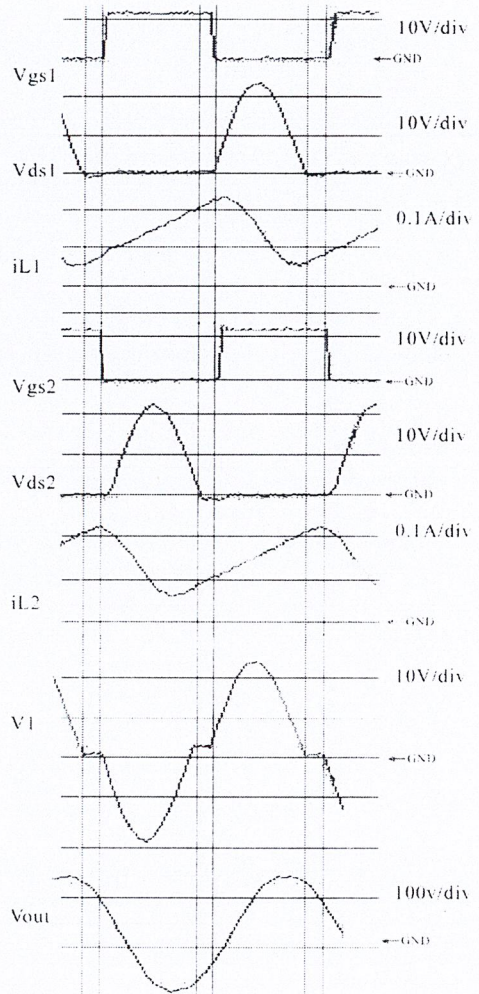
25	5	0.48	0.096	
50	5	28.00	5.600	0.5 x Fr
90	5	4.80	0.960	
100	5	36.80	7.360	Fr
110	5	6.80	1.360	
160	5	25.60	5.120	1.5 x Fr
175	5	0.84	0.168	
200	5	1.32	0.264	2 x Fr

จากผลการทดลองจะพบว่า เปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ จะให้แรงดัน เอาท์พุท ออกมา บ้างช่วงความถี่ ซึ่งเป็นอัตราส่วนกับความถี่เรโซแนนท์ของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ และจะให้เอาท์พุทที่ดีที่สุดที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ต ซึ่งตรงกับความถี่เรโซแนนท์ของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ที่เลือกใช้คือ 96 ± 5 กิโลเฮิร์ต

4.2 การทดลองวงจรขับเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Push Pull Inverter)



รูปที่ 4.9 การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ (Simulation By Pspice 9.1 Student Version)



รูปที่ 4.10 ผลจากการทดลอง (Experiment)

จากผลการทดลองพบว่าวงจรจะทำการปิด เปิดสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้ไม่เกิดกำลังสูญเสียในส่วนนี้ และจากการเปรียบเทียบ ผลการทดลองจริง กับผลจากการจำลองโดยคอมพิวเตอร์ จะมีความใกล้เคียงกันซึ่งแสดงว่า วงจรสมมุติของเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์ที่นำมาใช้มีความถูกต้อง สามารถนำมาใช้ในการคำนวณได้

การที่เอาท์พุทที่ออกมาเป็นสัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์ เนื่องมาจากภายในตัวเปียโซอิเล็กทริกทรานส์ฟอร์มเมอร์มีวงจรฟิวส์เตอร์แฝงอยู่

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

การทดลองเป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC Converter) ในลักษณะของการแปลงแรงดันไฟฟ้าให้เพิ่มขึ้น จากไฟฟ้ากระแสตรง 5 โวลต์ เป็น 124 โวลต์ โดยมีโวลต์เดจเกน (Voltage Gain) ประมาณ 25 เท่า

จากผลการทดลอง การนำเอาเปียโซทรานสฟอร์มเมอร์ (Piezoelectric transformer) มาใช้แทนหม้อแปลงแบบแกนเหล็ก ทำให้สามารถลดปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับหม้อแปลงทั่วไป ได้ดังนี้

5.1.1. ขนาดและน้ำหนักของวงจร

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

5.1.2. การเกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ (Switching power losses)

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

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ไข

จากการทดลองที่ผ่านมา ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นจากการทดลองมีดังนี้

5.2.1 แหล่งจ่ายไฟของวงจร

5.2.1.1 ปัญหา

เนื่องจากวงจรที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้า (Power supply) 2 ชุด ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟให้ตัว IC6598 ที่ใช้ในการให้กำเนิดสัญญาณควบคุมมอสเฟต (MOSFET) และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จะนำไปแปลงไฟให้สูงขึ้น ทำให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานจริง

5.2.1.2 แนวทางในการแก้ไข

อาจจะมีการนำไอซีเรกกูเรเตอร์ (Regulator) เช่น เบอร์ 7805 มาใช้ในการแบ่งแรงดัน ซึ่งจ่ายให้ไอซี ที่ใช้ในการควบคุม (L6598) ซึ่งมีขนาด 12 โวลต์ ให้เหลือเพียง 5 โวลต์ ทำให้สามารถใช้แหล่งจ่ายเพียงชุดเดียวได้คือ 12 โวลต์

5.2.2 ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่เกินไป

5.2.2.1 ปัญหา

เนื่องจากแกนเหล็กที่นำมาใช้ในการทำตัวเหนี่ยวนำยังมีขนาดใหญ่กว่าที่คำนวณไว้มาก ทำให้การลดขนาดของวงจรยังไม่สามารถทำให้มากเท่าที่ควร

5.2.2.2 แนวทางในการแก้ไข

ติดต่อบริษัทซึ่งเป็นตัวแทนจำหน่าย เพื่อสั่งซื้อแกนเหล็กที่มีขนาดเล็กกว่านี้ ซึ่งมีในตัวอย่างสินค้า (Catalogue) ที่บริษัทจัดทำขึ้น หรือการสั่งซื้อทางอินเทอร์เน็ต

5.2.3 ย่านความถี่ของวงจรแคบเกินไป

5.2.3.1 ปัญหา

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

5.2.3.2 แนวทางในการแก้ไข

นำไปใช้งานกับอุปกรณ์ที่ไม่ต้องการการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันหรือภาระ (Load) คงที่

5.3 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต

5.3.1 การทำให้เอาต์พุต (Output) ที่ได้มามีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น

จากผลการทดลองที่ได้ ถึงแม้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าสูงพอสมควรแล้วก็ตาม แต่กระแสเอาต์พุตยังมีค่าน้อยอยู่ ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ได้ยังมีค่าต่ำ ซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานจริงได้

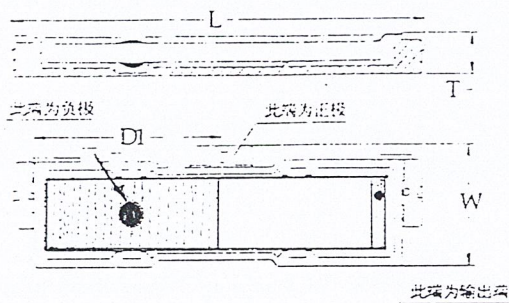
5.3.2 การลดขนาดของวงจร

จากขนาดของแผ่นวงจรที่ได้ยังมีขนาดใหญ่อยู่เมื่อเทียบกับขนาดของตัวเปียโซทรานฟอร์เมอร์ ซึ่งยังไม่เหมาะสมจะนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไปให้อุปกรณ์พกพาประเภทต่าง ๆ

ภาคผนวก

SPECIFICATION	SUBJECT	DIMENSIONS ELECTRICAL CHARACTERISTICS		PAGE	1
				DATE	2001.07.07
CUSTOMER	Megahart Ltd Partnership	MODEL NO.			
		PART NO.			
		DRAW NO.			
ITEM	PT114R0-01 λ	UNIT	mm	MATERIAL	Pb-Ti-Zr
		F.R.T. NO.			
MADE BY		CHECKED BY		APPROVED BY	
吳鏡勇		何書偉			

1. SHAPE & DIMENSIONS:



L(mm)	37.4±0.3
W(mm)	7.8±0.2
T(mm)	3.4max
D ₁ (mm)	13.6±0.1

2. ELECTRICAL CHARACTERISTICS:

ITEM	SPEC	ITEM	SPEC	TEST EQUIPMENTS:
P	4.0W	Fr	97±2KHz	
Ci	450PF±15%	V _o /V _i	5	
Co	7.5PF±15%	P _o /P _i	90%min	
RL	100KΩ			

AGILENT 4294A PRECISION IMPEDANCE ANALYZER
 NF WAVE FACTORY-1942
 NF HSA 4011 AMPLIFIER
 GW INSTEK OSCILLOSCOPE GOS-6103C

DRAWING REMARK:	CUSTOMER SUGGESTION:

Wire Size Table

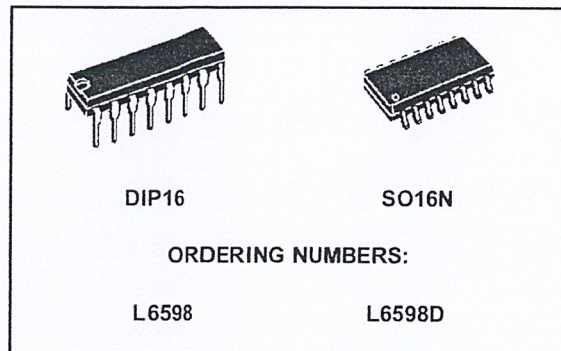
SWG	Diameter with enamel (mm)	Area of bare conductor (mm ²)	R/Km@20oC OhmoC	Weight Kg/Km
45	0.086	0.003973	4340.0	0.0369
44	0.097	0.005189	3323.0	0.0481
43	0.109	0.006567	2626.0	0.0610
42	0.119	0.008107	2127.0	0.0750
41	0.132	0.009810	1758.0	0.0908
40	0.142	0.0116750	1477.0	0.1079
39	0.152	0.0137000	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

ภาคผนวก
Data Sheet



HIGH VOLTAGE RESONANT CONTROLLER

- HIGH VOLTAGE RAIL UP TO 600V
- dV/dt IMMUNITY $\pm 50V/ns$ IN FULL TEMPERATURE RANGE
- DRIVER CURRENT CAPABILITY:
250mA SOURCE
450mA SINK
- SWITCHING TIMES 80/40ns RISE/FALL WITH 1nF LOAD
- CMOS SHUT DOWN INPUT
- UNDER VOLTAGE LOCK OUT
- SOFT START FREQUENCY SHIFTING TIMING
- SENSE OP AMP FOR CLOSED LOOP CONTROL OR PROTECTION FEATURES
- HIGH ACCURACY CURRENT CONTROLLED OSCILLATOR
- INTEGRATED BOOTSTRAP DIODE
- CLAMPING ON V_s
- SO16, DIP16 PACKAGES

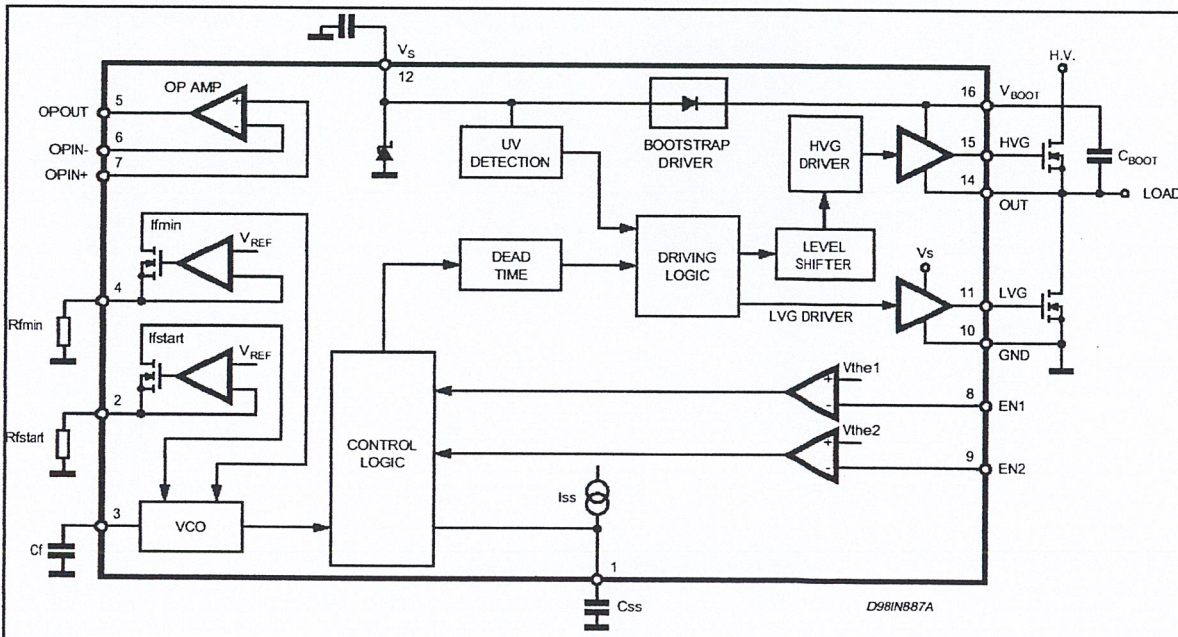


technology, able to ensure voltage ratings up to 600V, making it perfectly suited for AC/DC Adapters and wherever a Resonant Topology can be beneficial. The device is intended to drive two Power MOS, in the classical Half Bridge Topology. A dedicated Timing Section allows the designer to set Soft Start Time, Soft Start and Minimum Frequency. An Error Amplifier, together with the two Enable inputs, are made available. In addition, the integrated Bootstrap Diode and the Zener Clamping on low voltage supply, reduces to a minimum the external parts needed in the applications.

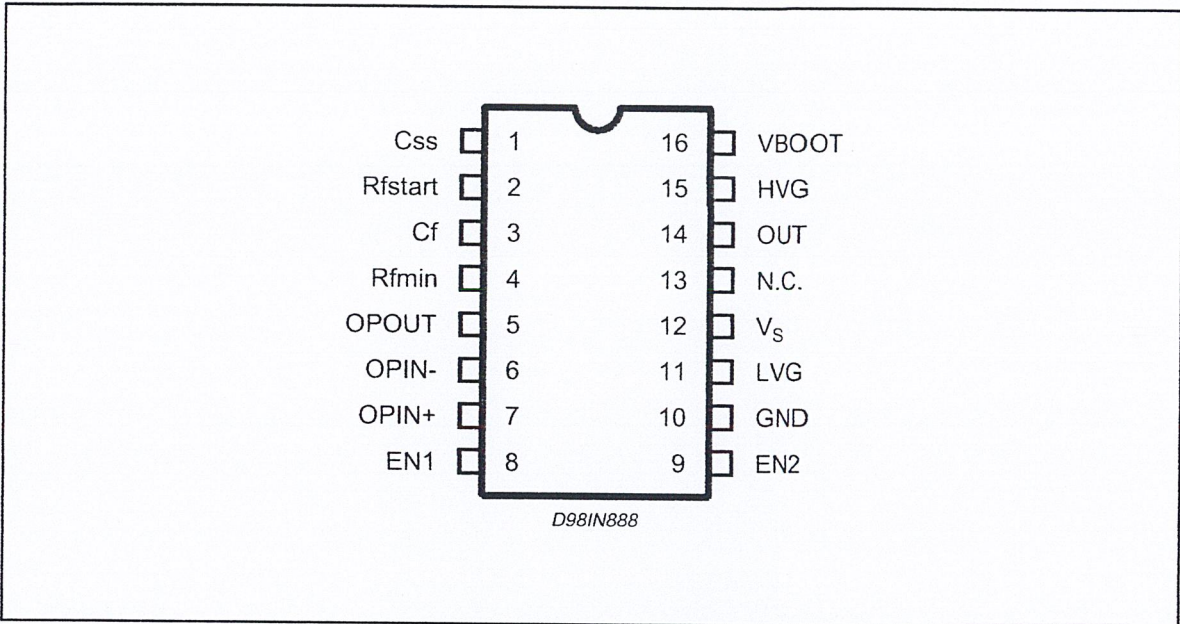
DESCRIPTION

The L6598 is manufactured with the BCD OFF LINE

BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTION



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO16N	DIP16	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction to Ambient	120	80	°C/W

PIN FUNCTION

N.	Name	Function
1	C_{SS}	Soft Start Timing Capacitor
2	R_{fstart}	Soft Start Frequency Setting - Low Impedance Voltage Source - See also C_f
3	C_f	Oscillator Frequency Setting - see also R_{fmin} , R_{fstart}
4	R_{fmin}	Minimum Oscillation Frequency Setting - Low Impedance Voltage Source - See also C_f
5	OP_{out}	Sense OP AMP Output - Low Impedance
6	OP_{on-}	Sense Op Amp Inverting Input - High Impedance
7	OP_{on+}	Sense Op Amp Non Inverting Input - High Impedance
8	EN1	Half Bridge Latched Enable
9	EN2	Half Bridge Unlatched Enable
10	GND	Ground
11	LVG	Low Side Driver Output
12	V_s	Supply Voltage with Internal Zener Clamp
13	N.C.	Not Connected
14	OUT	High Side Driver Reference
15	HVG	High Side Driver Output
16	V_{boot}	Bootstrapped Supply Voltage

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
I_S	Supply Current at V_{Cl} (*)	25	mA
V_{LVG}	Low Side Output	14.6	V
V_{OUT}	High Side Reference	-1 to V_{BOOT} -18	V
V_{HVG}	High Side Output	-1 to V_{BOOT}	V
V_{BOOT}	Floating Supply Voltage	618	V
dV_{BOOT}/dt	V_{BOOT} pin Slew Rate (repetitive)	± 50	V/ns
dV_{OUT}/dt	OUT pin Slew Rate (repetitive)	± 50	V/ns
V_{ir}	Forced Input Voltage (pins Rfmin, Rfstart)	-0.3 to 5	V
V_{ic}	Forced Input Voltage (pins C _{ss} , C _f)	-0.3 to 5	V
V_{EN1}, V_{EN2}	Enable Input Voltage	-0.3 to 5	V
I_{EN1}, I_{EN2}	Enable Input Current	± 3	mA
V_{opc}	Sense Op Amp Common Mode Range	-0.3 to 5	V
V_{opd}	Sense Op Amp Differential Mode Range	-5 to 5	V
V_{opo}	Sense Op Amp Output Voltage (forced)	4.6	V
T_{stg}	Storage Temperature	-40 to +150	°C
T_j	Junction Temperature	-40 to +150	°C
T_{amb}	Ambient Temperature	-40 to +125	°C

(*) The device is provided of an internal Clamping Zener between GND and the V_S pin, It must not be supplied by a low impedance voltage source.

Note : ESD immunity for pins 14, 15 and 16 is guaranteed up to 900 (Human Body Model).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_S	Supply Voltage	10 to V_{Cl}	V
V_{out} (*)	High Side Reference	-1 to $V_{boot} - V_{Cl}$	V
V_{boot} (*)	Floating Supply Rail	500	V
f_{max}	Maximum Switching Frequency	400	kHz

(*) If the condition $V_{boot} - V_{out} < 18$ is guaranteed, V_{out} can range from -3 to 580V.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = 12V$; $V_{BOOT} - V_{OUT} = 12V$; $T_{amb} = 25^\circ C$)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
SUPPLY VOLTAGE							
$V_{S_{VUP}}$	12	V_S Turn On Threshold		10	10.7	11.4	V
$V_{S_{VUN}}$		V_S Turn Off Threshold		7.3	8	8.7	V
$V_{S_{VUH}}$		Supply Voltage Under Voltage hysteresis			2.7		V
V_{Cl}		Supply Voltage Clamping		14.6	15.6	16.6	V
I_{SU}		Start Up Current	$V_S < V_{S_{VUN}}$			250	μA
I_q		Quiescent Current, $f_{out} = 60kHz$, no load	$V_S > V_{S_{VUP}}$		2		mA
HIGH VOLTAGE SECTION							
$I_{bootleak}$	16	BOOT pin Leakage Current	$V_{BOOT} = 580V$			5	mA
$I_{outleak}$	14	OUT pin Leakage Current	$V_{OUT} = 562V$			5	mA
R_{don}	16	Bootstrap Driver On Resistance			150		Ω
HIGH/LOW SIDE DRIVERS							
I_{hvgso}	15	High Side Driver Source Current	$V_{HVG} - V_{OUT} = 0$	170	250		mA
I_{hvgSI}		High Side Driver Sink Current	$V_{HVG} - V_{BOOT} = 0$	300	450		mA
I_{lvgsO}	11	Low Side Driver Source Current	$V_{LVG} - GND = 0$	170	250		mA
I_{lvgsI}		Low Side Driver Sink Current	$V_{LVG} - V_S = 0$	300	450		mA
t_{rise}	15,11	Low/High Side Output Rise Time	$C_{load} = 1nF$		80	120	ns
t_{fall}			$C_{load} = 1nF$		40	80	ns
OSCILLATOR							
DC	14	Output Duty Cycle		48	50	52	%
f_{min}		Minimum Output Oscillation Frequency	$C_f = 470pF$; $R_{fmin} = 50k$	58.2	60	61.8	kHz
f_{start}		Soft Start Output Oscillation Frequency	$C_f = 470pF$; $R_{fmin} = 50k$; $R_{fstart} = 47k$	114	120	126	kHz
V_{ref}	2, 4	Voltage to Current Converters Threshold			2		2
t_d	14	Dead Time between Low and High Side Conduction		0.2	0.27	0.35	μs
TIMING SECTION							
k_{SS}	1	Soft Start Timing constant	$C_{SS} = 330nF$	0.115	0.15	0.185	s/ μF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
SENSE OP AMP							
I_{IB}	6, 7	Input Bias Current				0.1	μA
V_{io}		Input Offset Voltage		-10		10	mV
R_{out}	5	Output Resistance		200		300	Ω
I_{out-}		Source Output Current	$V_{out} = 4.5V$	1			mA
I_{out+}		Sink Output Current	$V_{out} = 0.2V$	1			mA
V_{ic}	6,7	OP AMP input common mode range		-0.2		3	V
GBW		Sense Op Amp Gain Band Width Product			1		MHz
G_{dc}		DC Open Loop Gain			80		dB
COMPARATORS							
V_{the1}	8	Enabling Comparator Threshold		0.56	0.6	0.64	V
V_{the2}	9	Enabling Comparator Threshold		1.05	1.2	1.35	V
t_{pulse}	8,9	Minimum Pulse length			200		ns

Figure 1. EN2 Timing Diagrams

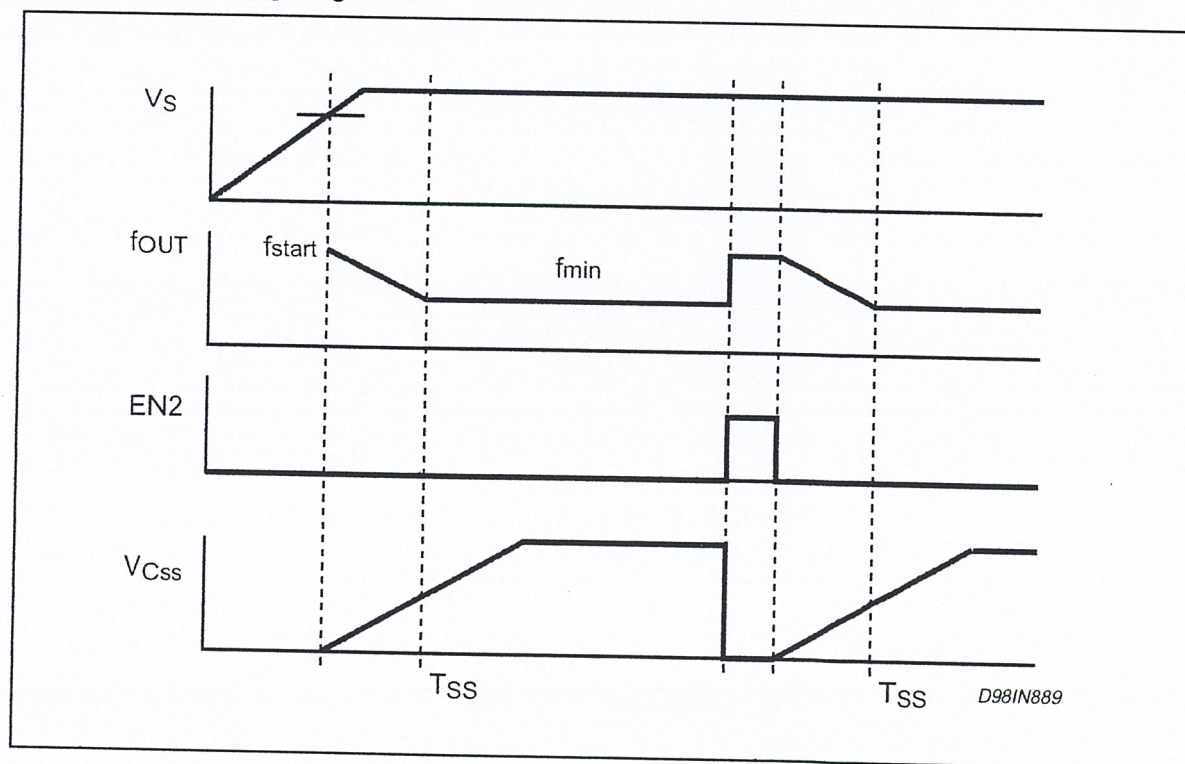


Figure 2. EN1 Timing Diagrams

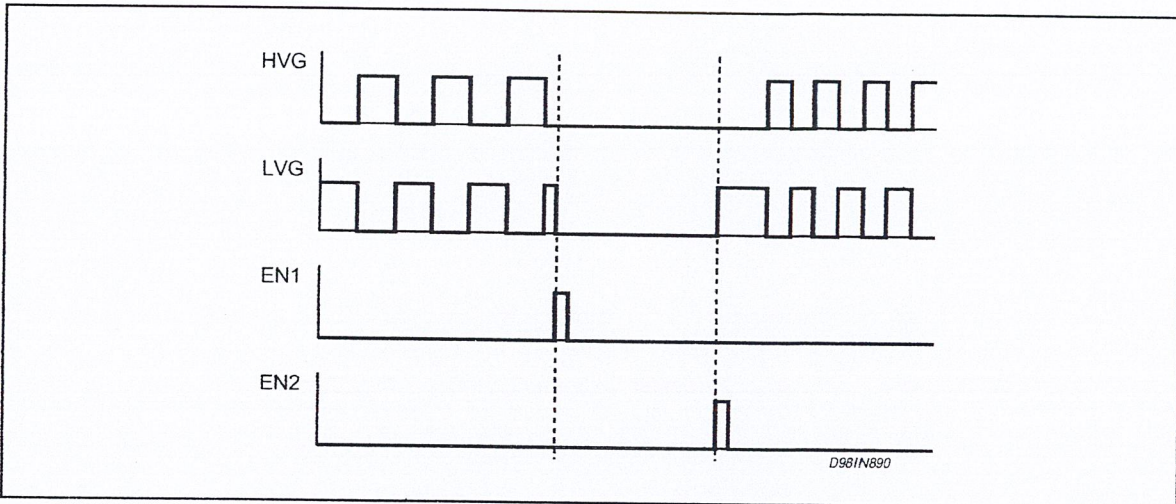
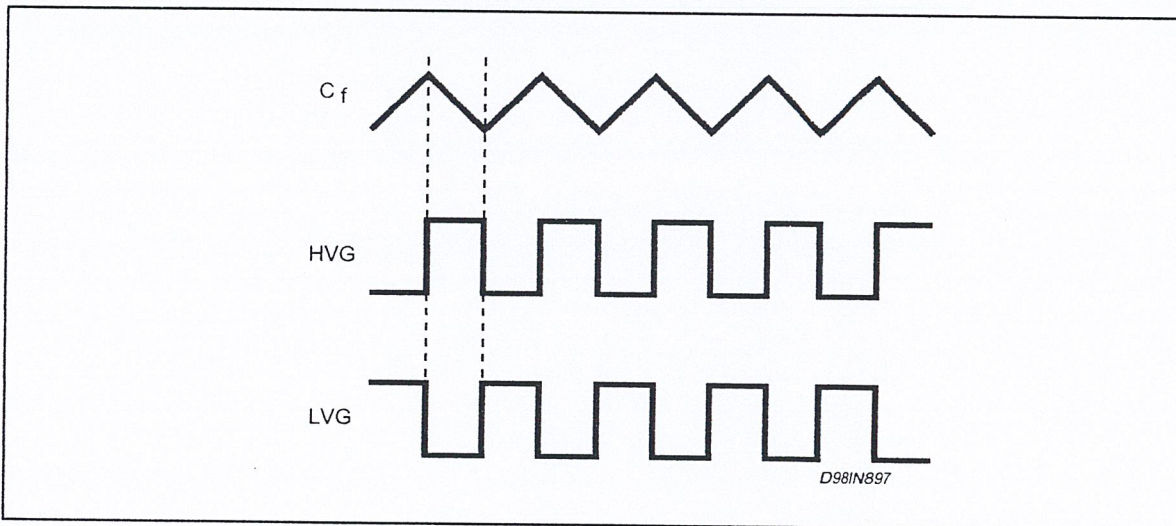


Figure 3. Oscillator/Output Timing Diagram



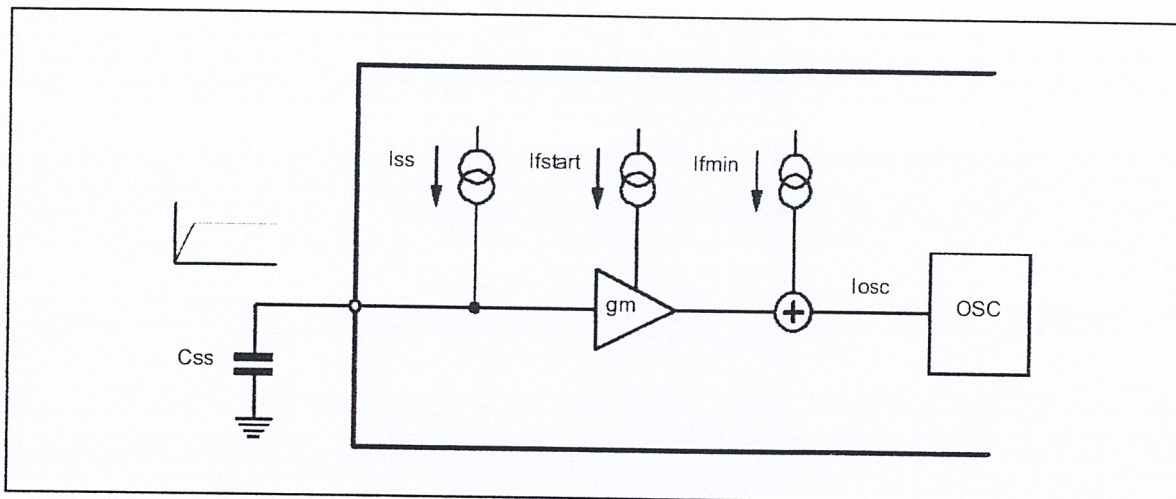
High/Low Side driving section

An High and Low Side driving Section provide the proper driving to the external Power MOS or IGBT. An high sink/source driving current (450/250 mA typ) ensure fast switching times also when size4 Power MOS are used. The internal logic ensures a minimum dead time to avoid cross-conduction of the power devices.

Timing and Oscillator Section

The L6598 is provided of a soft start function. It consists in a period of time, T_{SS} , in which the switching frequency shifts from f_{start} to f_{min} . This feature is explained in the following description (ref. fig.4 and fig.5).

Figure 4. Soft Start and frequency shifting block



During the soft start time the current I_{SS} charges the capacitor C_{SS} , generating a voltage ramp which is delivered to a transconductance amplifier, as shown in fig. 4. Thus this voltage signal is converted in a growing current which is subtracted to I_{fstart} . Therefore the current which drives the oscillator to set the frequency during the soft start is equal to:

$$I_{osc} = I_{fmin} + (I_{fstart} - g_m V_{C_{SS}}(t)) = I_{fmin} + \left(I_{fstart} - \frac{g_m I_{SS} t}{C_{SS}} \right) \quad [1]$$

$$\text{where } I_{fmin} = \frac{V_{REF}}{R_{fmin}}, I_{fstart} = \frac{V_{REF}}{R_{fstart}}, V_{REF} = 2V \quad [2]$$

At the start-up ($t=0$) the L6598 oscillates at f_{start} , set by:

$$I_{osc}(0) = I_{fmin} + I_{fstart} = V_{REF} \left(\frac{1}{R_{fmin}} + \frac{1}{R_{fstart}} \right) \quad [3]$$

At the end of soft start ($t = T_{SS}$) the second term of eq.1 decreases to zero and the switching frequency is set only by I_{min} (i.e. R_{fmin}):

$$I_{osc}(T_{SS}) = I_{fmin} = \frac{V_{REF}}{R_{fmin}} \quad [4]$$

Since the second term of eq.1 is equal to zero, we have:

$$I_{fstart} - \frac{g_m I_{SS} T_{SS}}{C_{SS}} = 0 \rightarrow T_{SS} = \frac{C_{SS} I_{fstart}}{g_m I_{SS}} \quad [5]$$

Note that there is not a fixed threshold of the voltage across C_{SS} in which the soft start finishes (i.e. the end of the frequency shifting), and T_{SS} depends on C_{SS} , I_{fstart} , g_m , and I_{SS} (eq. 5). Making T_{SS} independent of I_{fstart} , the I_{SS} current has been designed to be a fraction of I_{fstart} , so:

$$I_{SS} = \frac{I_{fstart}}{K} \rightarrow T_{SS} = \frac{C_{SS} I_{fstart}}{g_m I_{fstart} K} \rightarrow T_{SS} = \frac{C_{SS}}{g_m K} \rightarrow T_{SS} = k_{SS} C_{SS} \quad [6]$$

In this way the soft start time depends only on the capacitor C_{SS} . The typical value of the k_{SS} constant (Soft

Start Timing Constant) is $0.15 \text{ s}/\mu\text{F}$.

The current I_{osc} is fed to the oscillator as shown in fig. 5. It is twice mirrored (x4 and x8) generating the triangular wave on the oscillator capacitor C_f . Referring to the internal structure of the oscillator (fig.5), a good relationship to compute an approximate value of the oscillator frequency in normal operation is:

$$f_{min} = \frac{1.41}{R_{fmin} C_f} \quad [7]$$

The degree of approximation depends on the frequency value, but it remains very good in the range from 30kHz to 100kHz (figg.6-10)

Figure 5. Oscillator Block

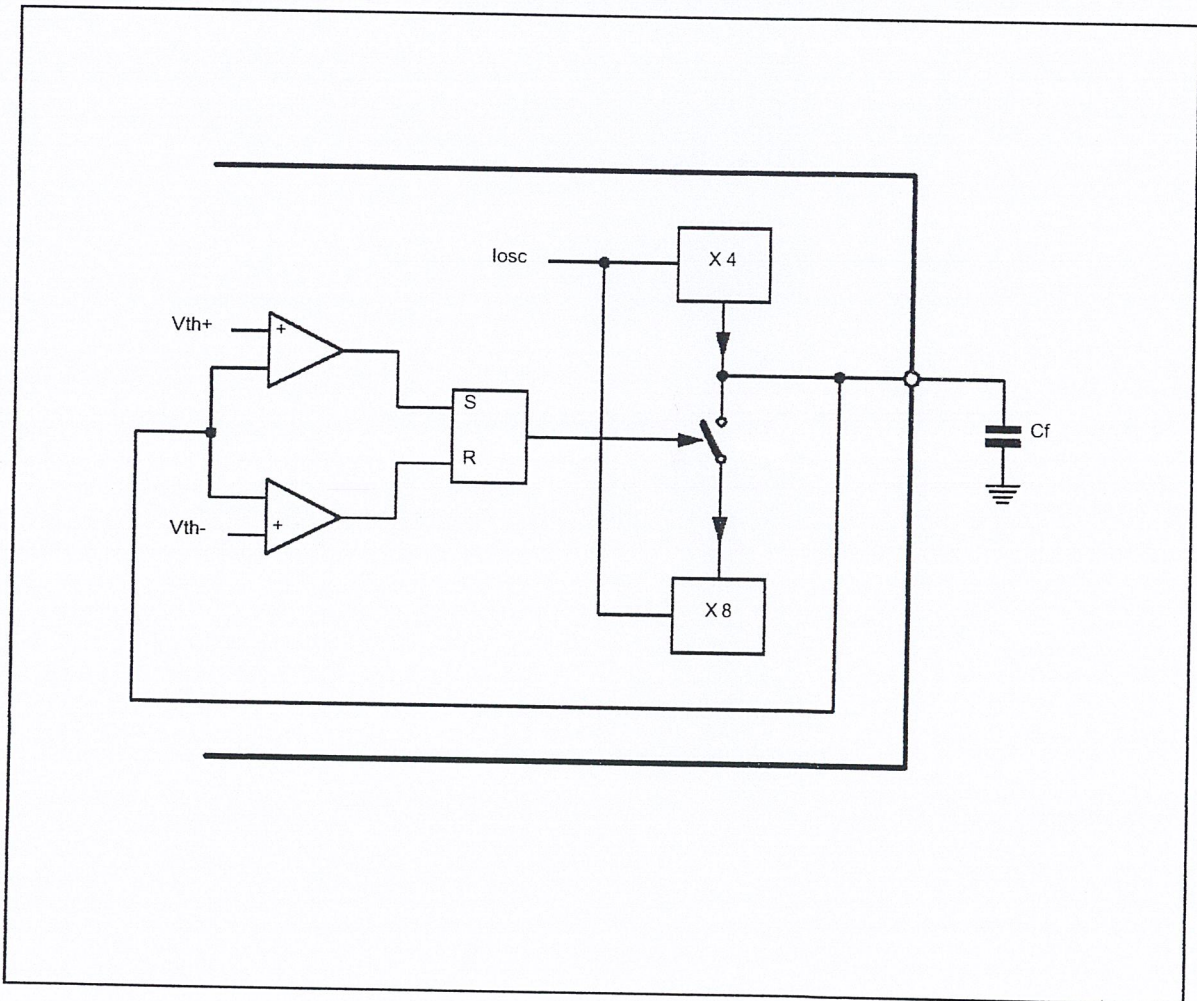


Figure 6. Typ. f_{min} vs. R_{fmin} @ $C_f = 470pF$

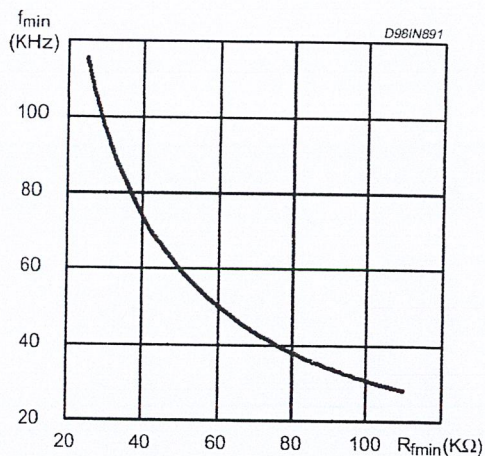


Figure 9. Typ. $(f_{start}-f_{min})$ vs. R_{fstar} @ $C_f = 470pF$

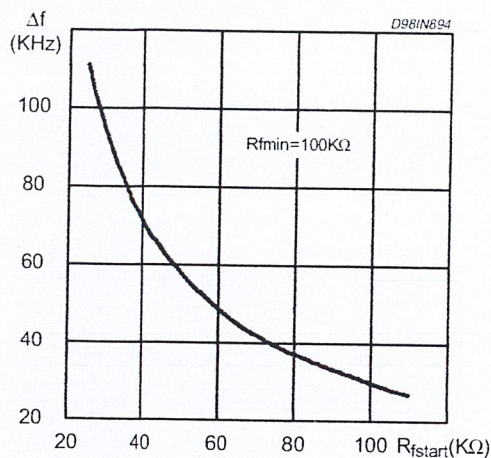


Figure 7. Typ. $(f_{start}-f_{min})$ vs. R_{fstar} @ $C_f = 470pF$

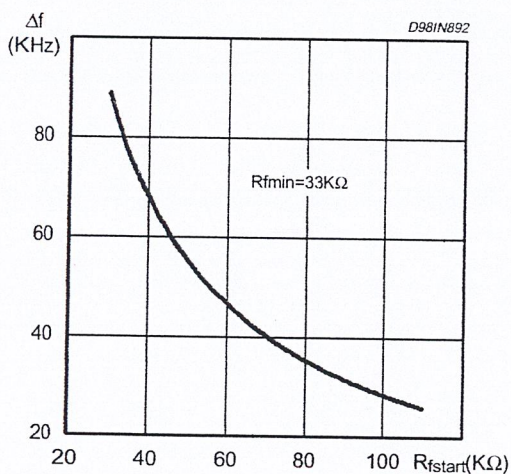


Figure 10. f_{min} @ different R_f vs C_f

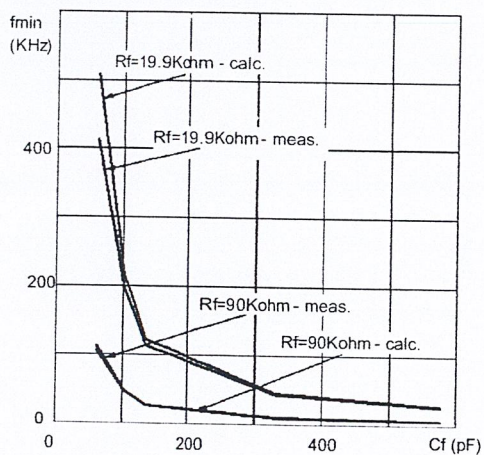
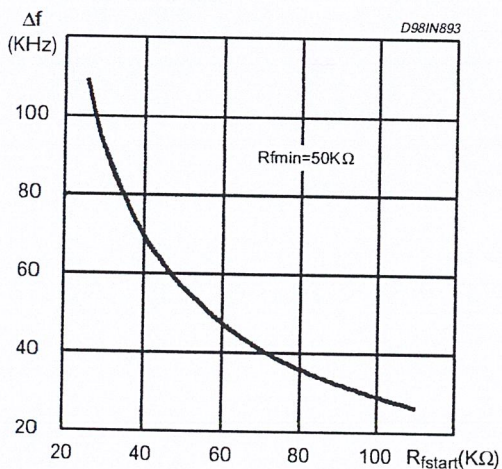


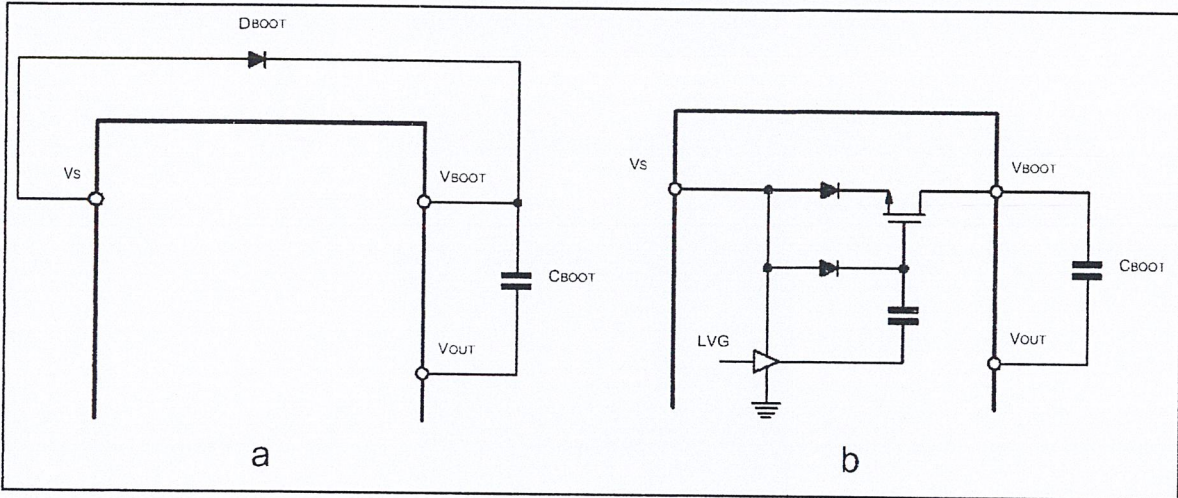
Figure 8. Typ. $(f_{start}-f_{min})$ vs. R_{fstar} @ $C_f = 470pF$



Bootstrap Section

The supply of the high voltage section is obtained by means of a bootstrap circuitry. This solution normally requires an high voltage fast recovery diode for charging the bootstrap capacitor (fig. 11a). In the L6568 a patented integrated structure, replaces this external diode. It is realised by means of a high voltage DMOS, driven synchronously with the low side driver (LVG), with in series a diode, as shown in fig. 11b.

Figure 11. ootstrap driver



To drive the synchronised DMOS it is necessary a voltage higher than the supply voltage V_s . This voltage is obtained by means of an internal charge pump (fig. 11b).

The diode connected in series to the DMOS has been added to avoid undesirable turn on of it. The introduction of the diode prevents any current can flow from the V_{boot} pin to the V_s one in case that the supply is quickly turned off when the internal capacitor of the pump is not fully discharged.

The bootstrap driver introduces a voltage drop during the recharging of the capacitor C_{boot} (i.e. when the low side driver is on), which increases with the frequency and with the size of the external power MOS. It is the sum of the drop across the R_{DSON} and of the diode threshold voltage. At low frequency this drop is very small and can be neglected. Anyway increasing the frequency it must be taken in to account. In fact the drop, reducing the amplitude of the driving signal, can significantly increase the R_{DSON} of the external power MOS (and so the dissipation).

To be considered that in resonant power supplies the current which flows in the power MOS decreases increasing the switching frequency and generally the increases of R_{DSON} is not a problem because power dissipation is negligible. The following equation is useful to compute the drop on the bootstrap driver:

$$V_{drop} = I_{charge} R_{dson} + V_{diode} \rightarrow V_{drop} = \frac{Q_g}{T_{charge}} R_{dson} + V_{diode} \quad [8]$$

where Q_g is the gate charge of the external power MOS, R_{dson} is the on resistance of the bootstrap DMOS, and T_{charge} is the time in which the bootstrap driver remains on (about the semiperiod of the switching frequency minus the dead time). The typical resistance value of the bootstrap DMOS is 150 Ohm. For example using a power MOS with a total gate charge of 30nC the drop on the bootstrap driver is about 3V, at a switching frequency of 200kHz. In fact:

$$V_{drop} = \frac{30nC}{2.23\mu s} 150\Omega + 0.6V \sim 2.6V$$

To summarise, if a significant drop on the bootstrap driver (at high switching frequency when large power MOS are used) represents a problem, an external diode can be used, avoiding the drop on the R_{DSON} of the DMOS.

OP AMP Section

The integrated OP AMP is designed to offer Low Output Impedance, wide band, High input Impedance and wide Common Mode Range. It can be readily used to implement protection features or a closed loop control. For this purpose the OP AMP Output can be properly connected to R_{\min} pin to adjust the oscillation frequency.

Comparators

Two CMOS comparators are available to perform protection schemes. Short pulses ($\geq 200\text{ns}$) on Comparators Input are recognised. The EN1 input (active High), has a threshold of 0.6V (typical value) forces the L6598 in a latched shut down state (e.g. LVG Low, HVG low, Oscillator stopped), as in the Under Voltage Conditions. Normal Operating conditions are resumed after a power-off power-on sequence. The EN2 input (active high), with a threshold of 1.2V (typical value) restarts a Soft Start sequence (see Timing Diagrams). In addition the EN2 Comparator, when activated, removes a latched shutdown caused by EN1.

Figure 12. Switching Time Waveform Definitions

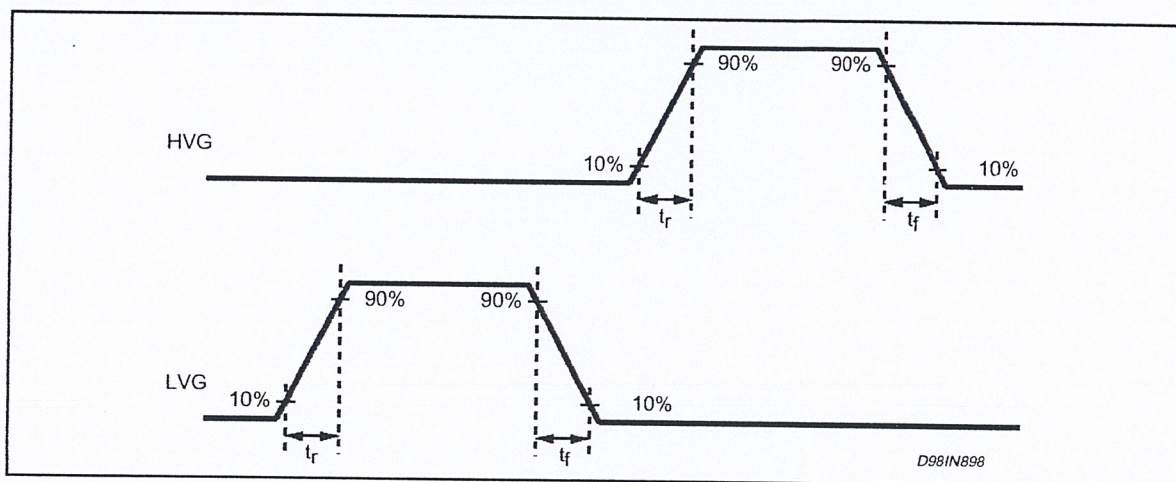


Figure 13. Dead Time and Duty Cycle Waveform Definition

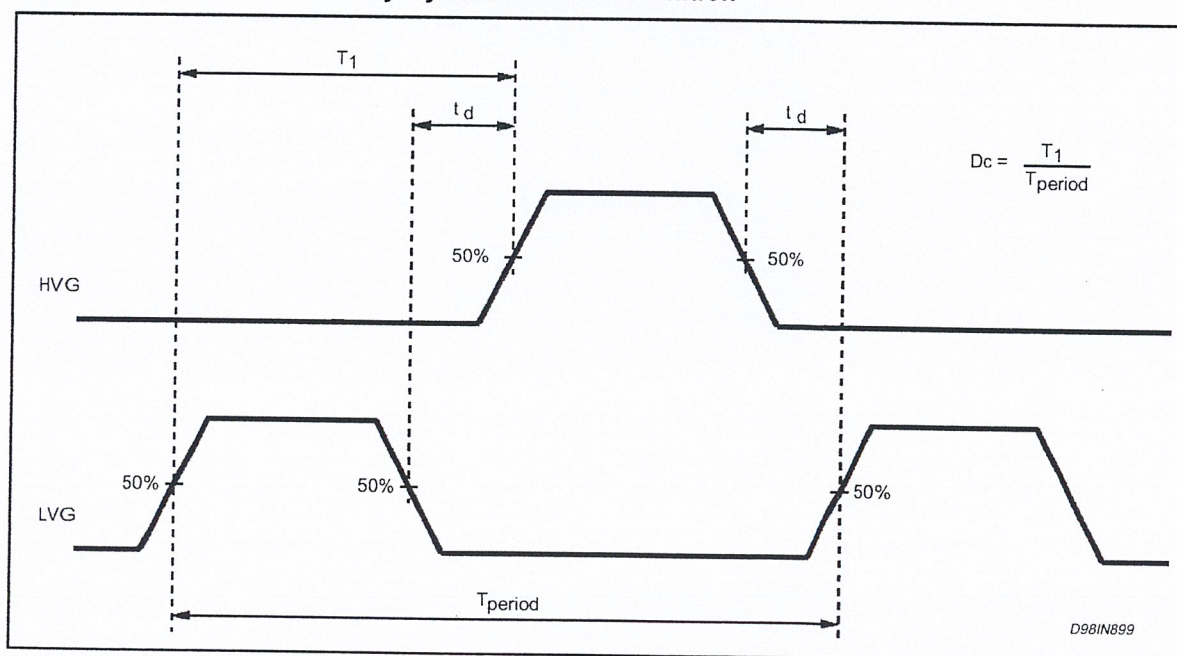


Figure 14. Typ. f_{min} vs. Temperature

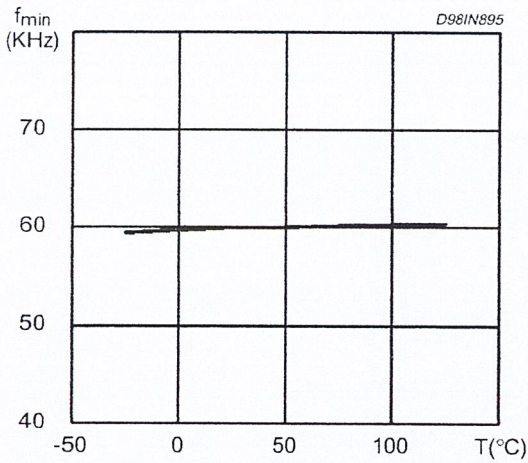


Figure 17. Start Up Current vs Temperature

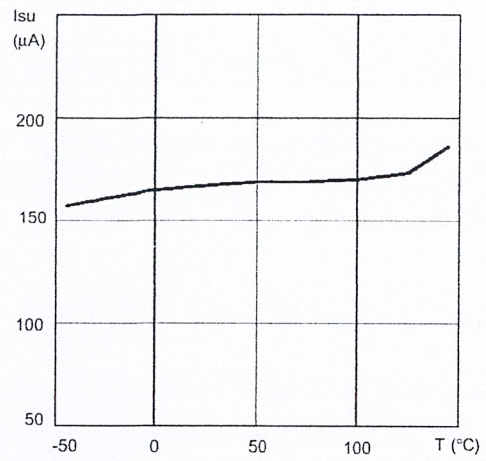


Figure 15. Typ. f_{start} vs. Temperature

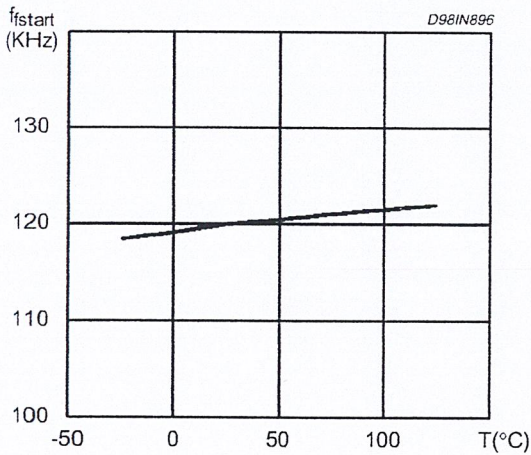


Figure 18. Quiescent Current vs Temperature

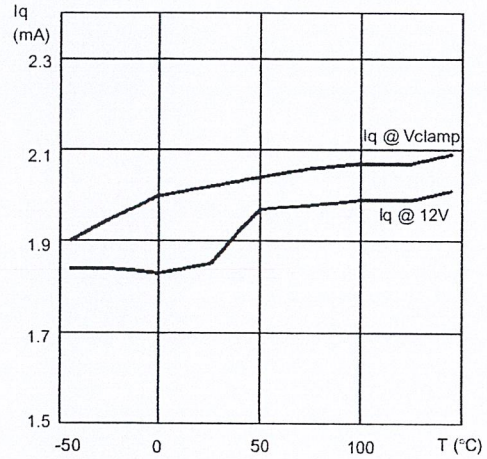


Figure 16. V_s thresholds and clamp vs temp.

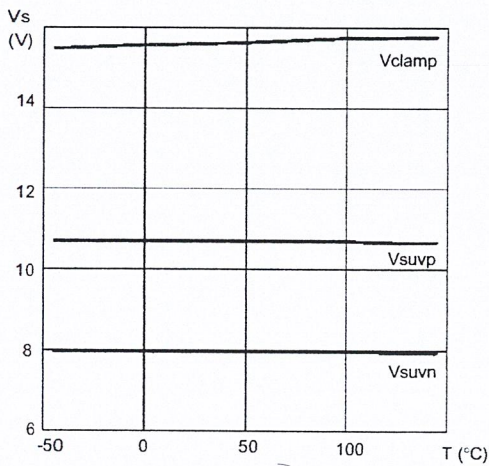


Figure 19. HVG Source and Sink Current vs. Temperature

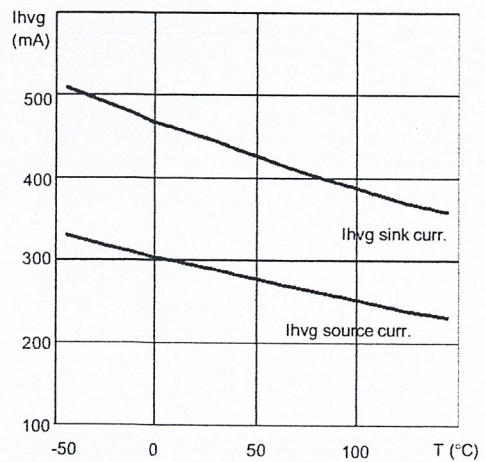


Figure 20. LVG Source and Sink Current vs. Temperature

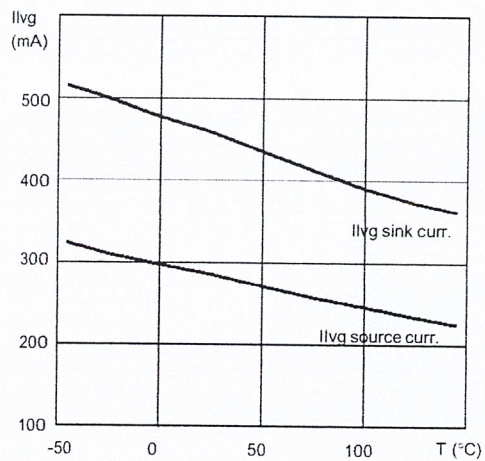


Figure 21. Soft Start Timing Constant vs. Temperature

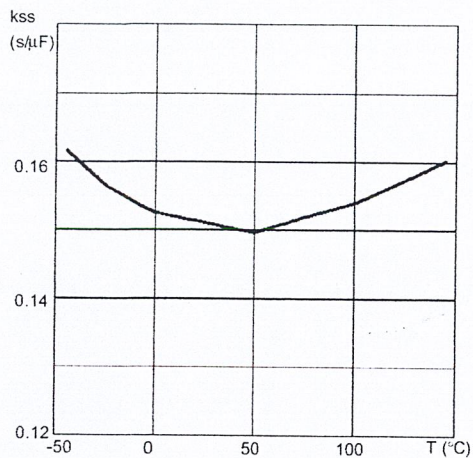
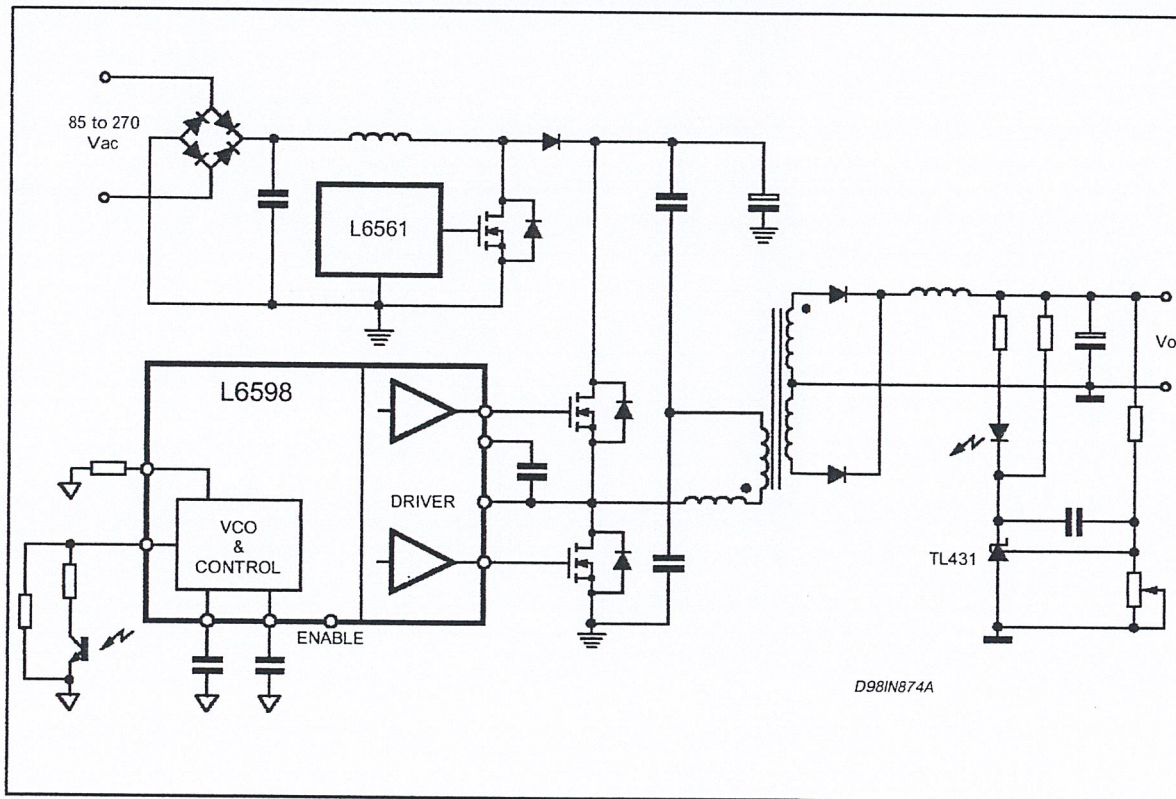
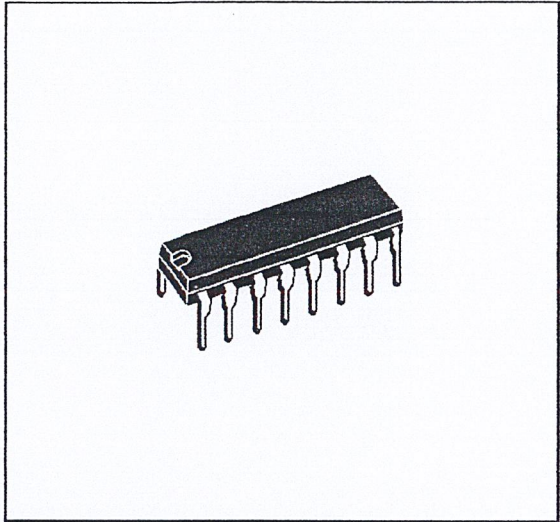


Figure 22. Wide Range AC/DC Adapter Application

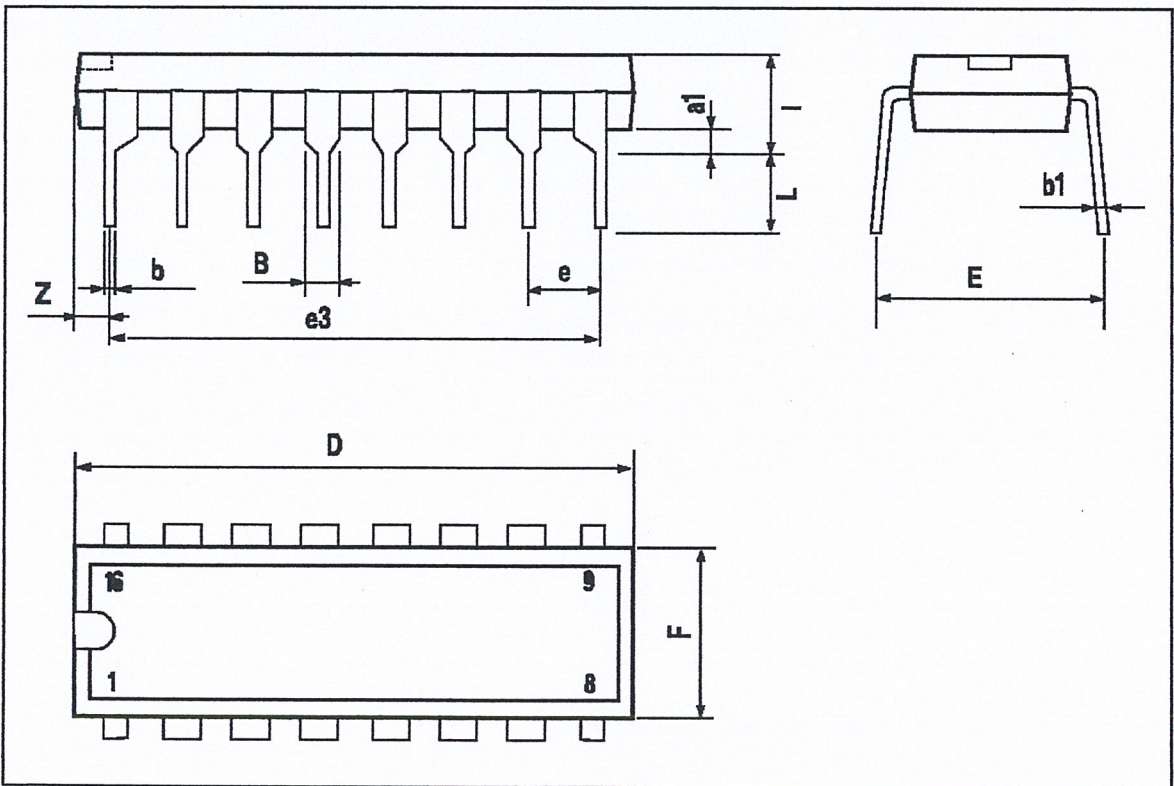


DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050

OUTLINE AND MECHANICAL DATA

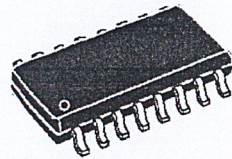


DIP16



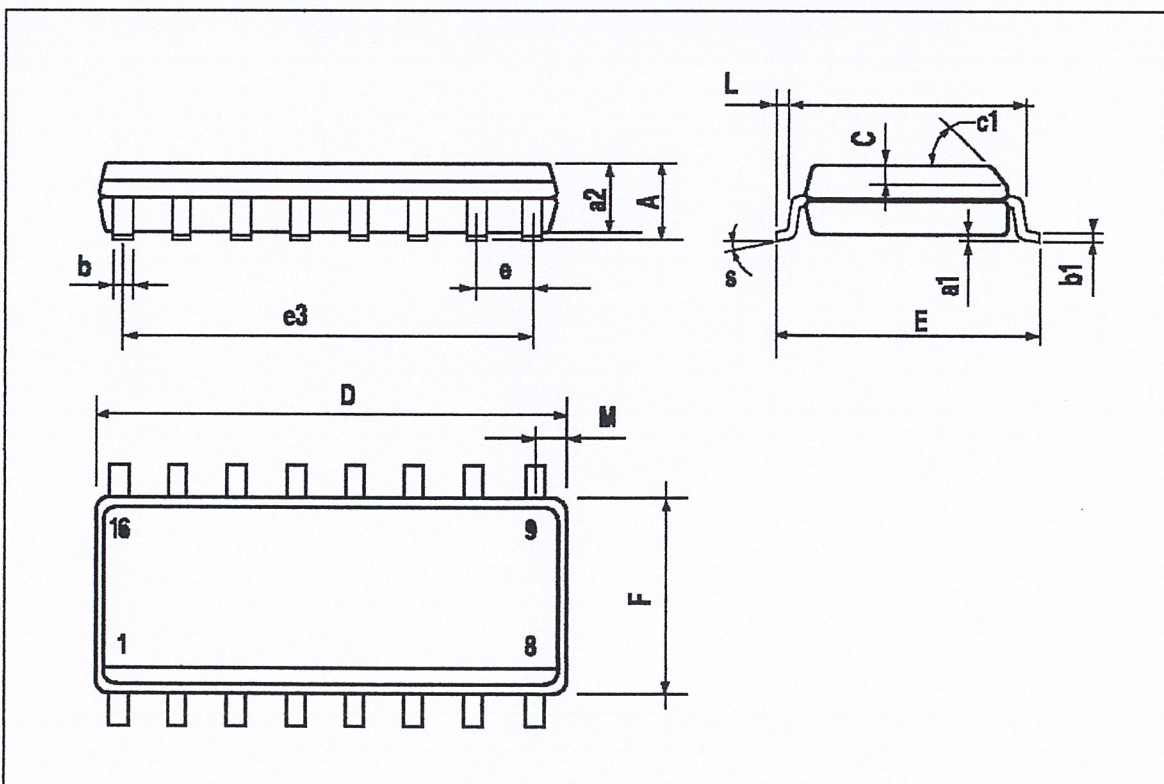
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.009
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D (1)	9.8		10	0.386		0.394
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F (1)	3.8		4	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.209
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.62			0.024
S	8°(max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO16 Narrow

(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).



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

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
© 2000 STMicroelectronics - All Rights Reserved

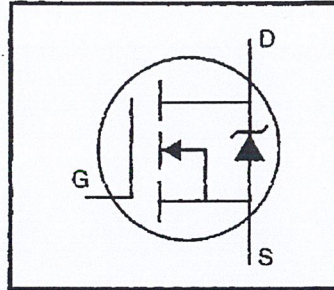
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

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>

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- For Automatic Insertion
- End Stackable
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling



$$V_{DSS} = 100V$$

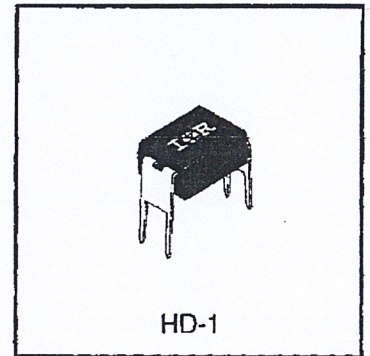
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 1.3A$$

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 4-pin DIP package is a low cost machine-insertable case style which can be stacked in multiple combinations on standard 0.1 inch pin centers. The dual drain serves as a thermal link to the mounting surface for power dissipation levels up to 1 watt.



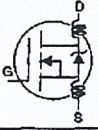
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	1.3	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	0.94	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	10	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	1.3	W
	Linear Derating Factor	0.0083	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	100	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	1.3	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	0.13	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)	

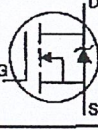
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	120	°C/W

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	—	0.13	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=0.78A$ 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	0.80	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=0.78A$ 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	—	—	16	nC	$I_D=9.2A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	4.4		$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	7.7		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.8	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	27	—		$I_D=9.2A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	18	—		$R_G=18\Omega$
t_f	Fall Time	—	17	—		$R_D=5.2\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	6.0	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	360	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	150	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	34	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	1.3	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	10		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=1.3A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	130	260	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=9.2A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.65	1.3	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 $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=22\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=2.6A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 9.2A$, $di/dt\leq 110A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

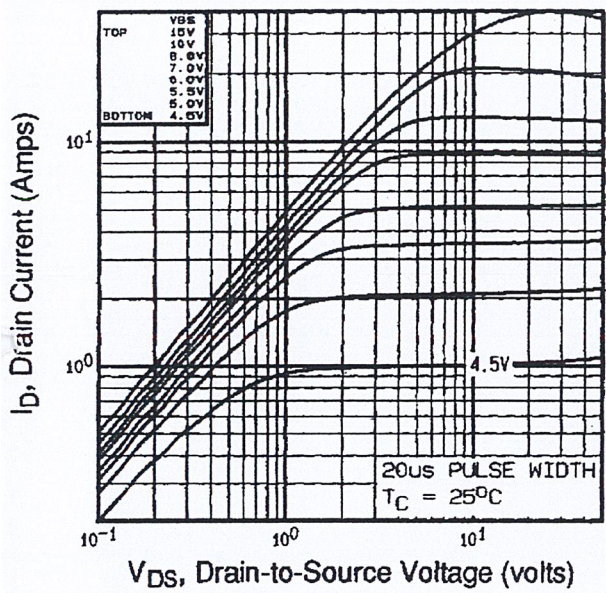


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

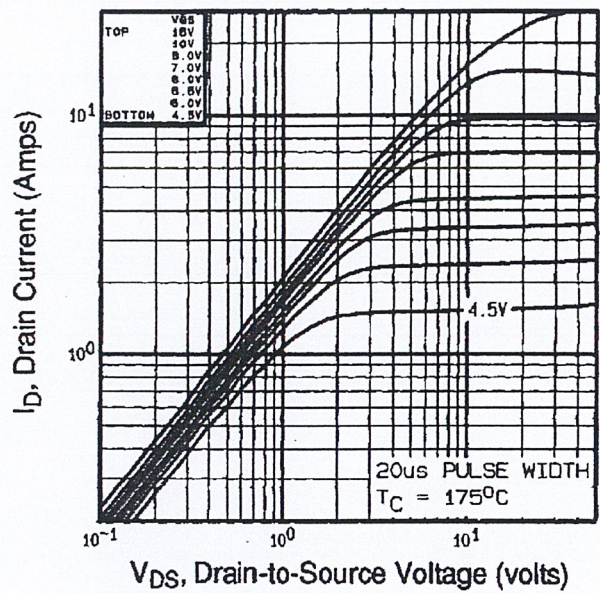


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

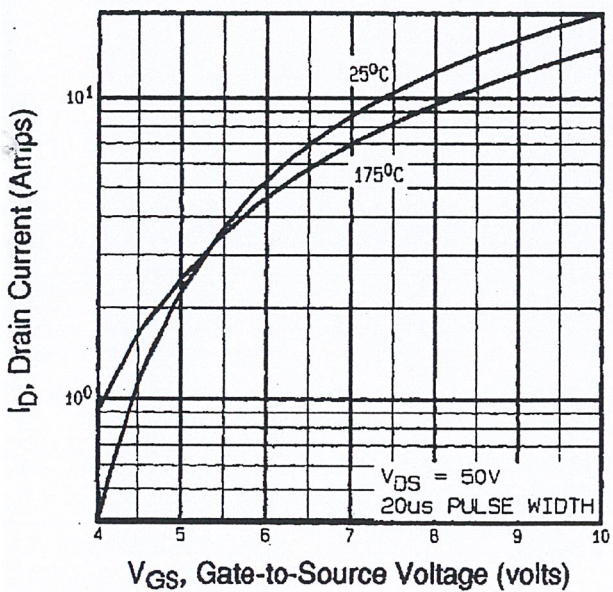


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

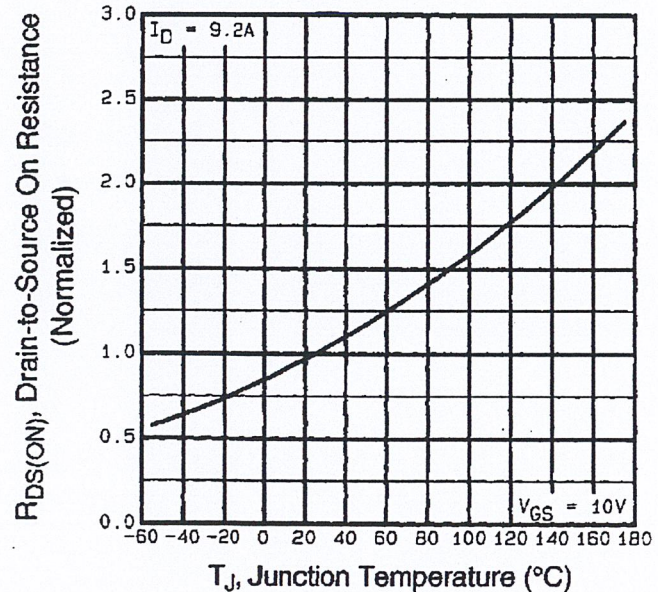


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

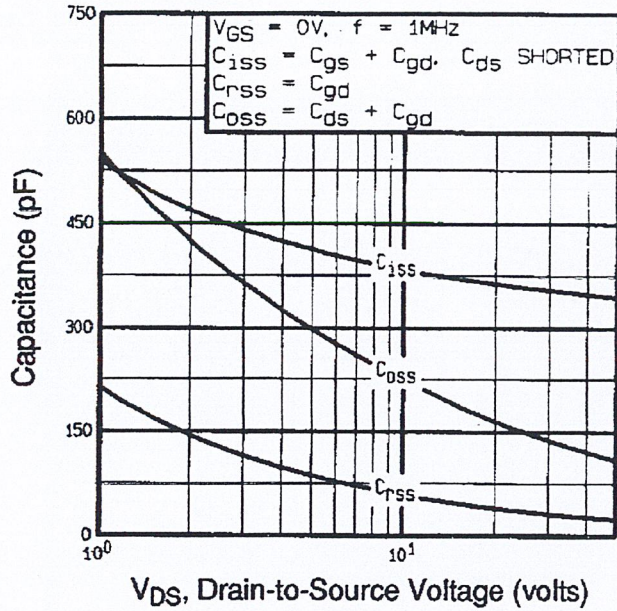


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

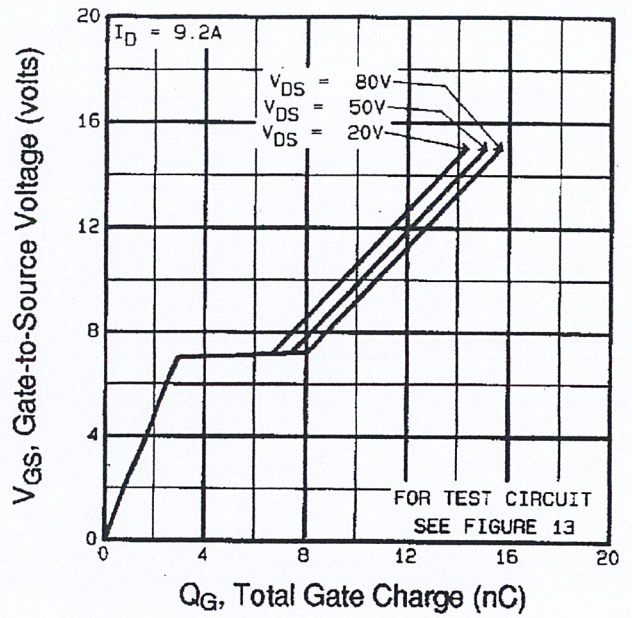


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

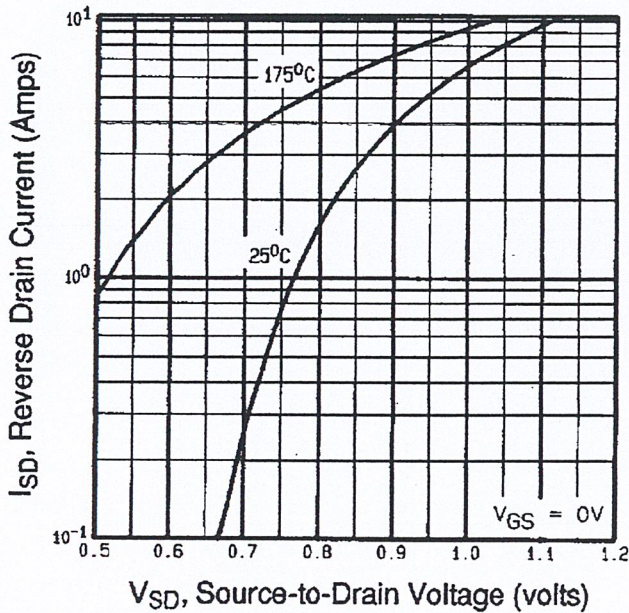


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

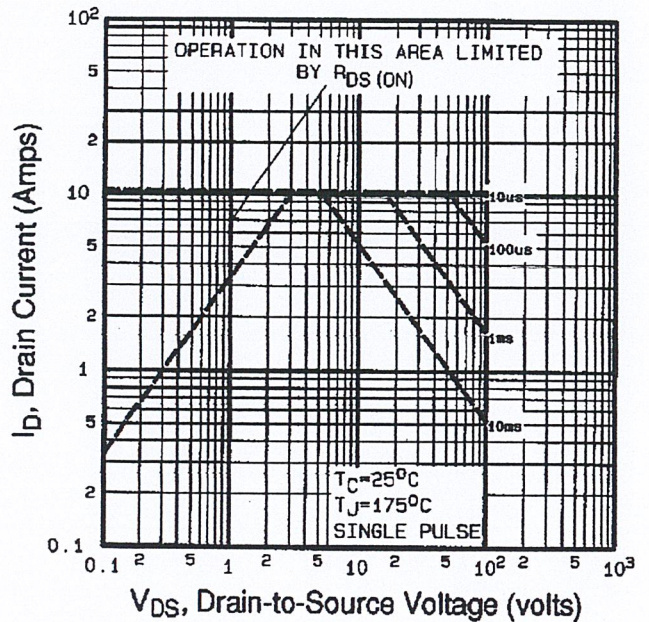


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

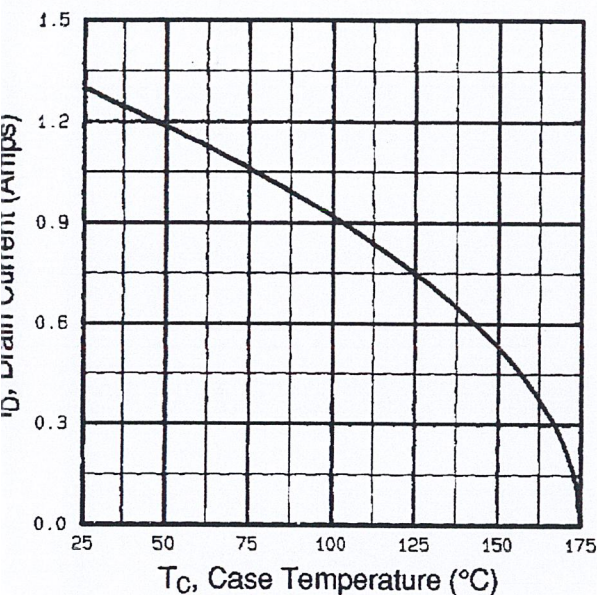


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

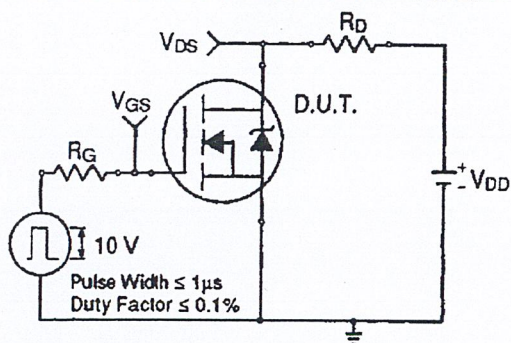


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

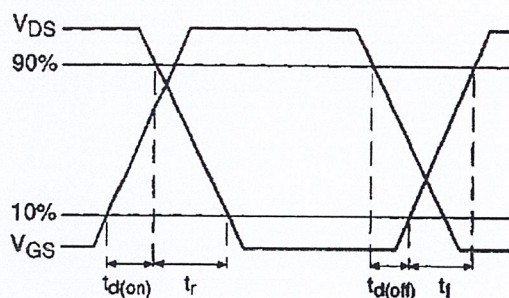


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

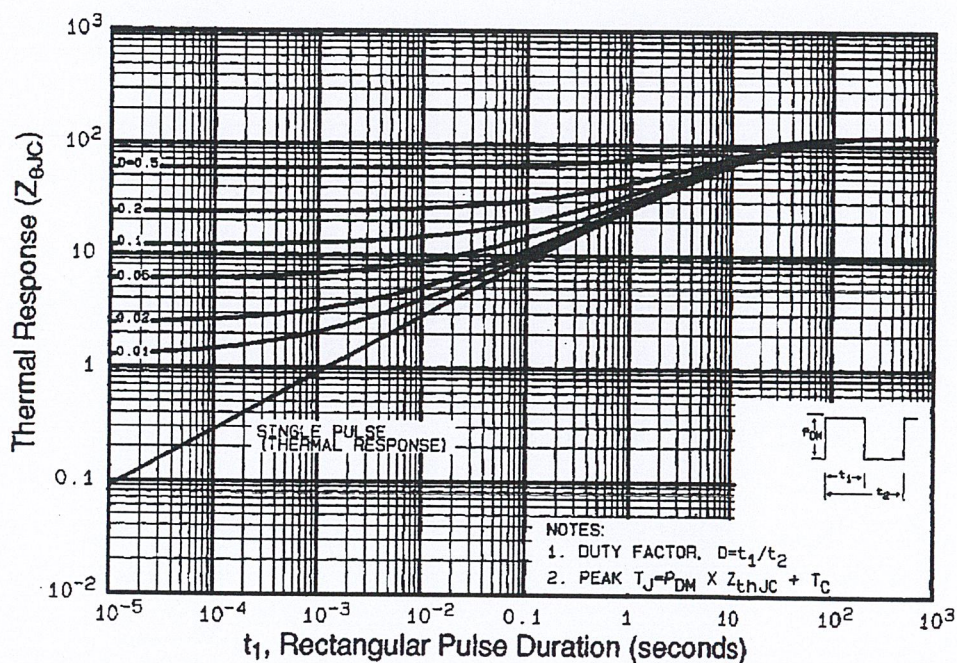


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

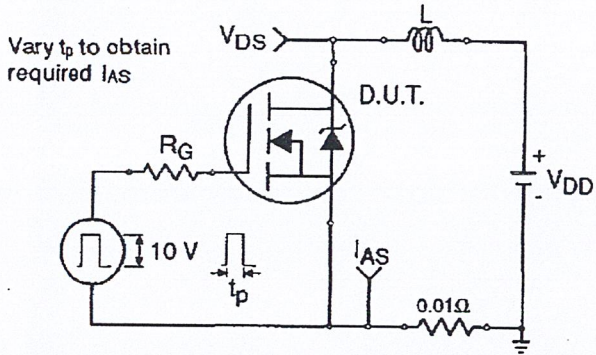


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

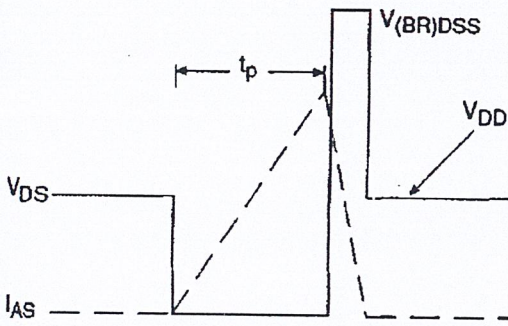


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

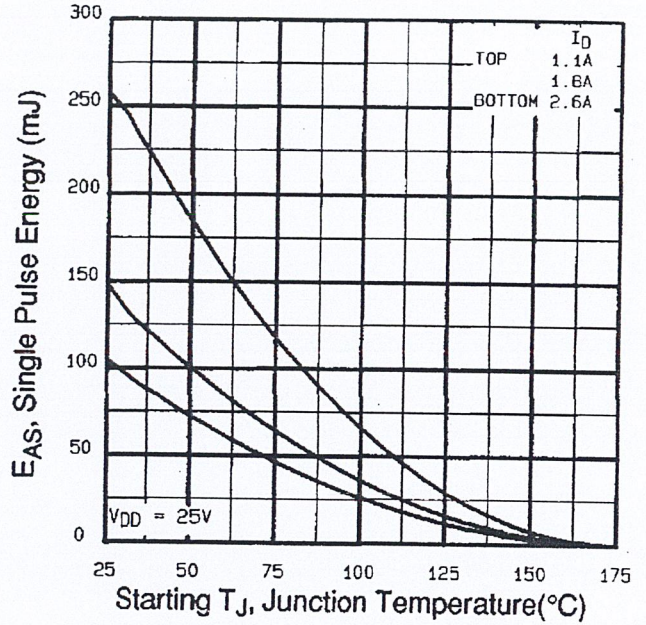


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

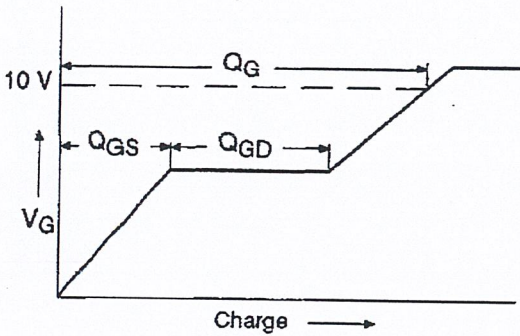


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

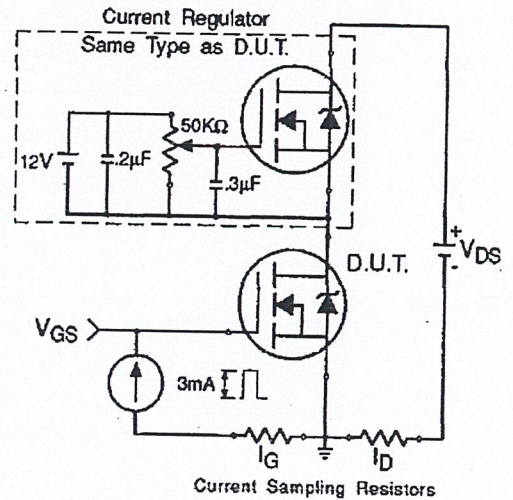


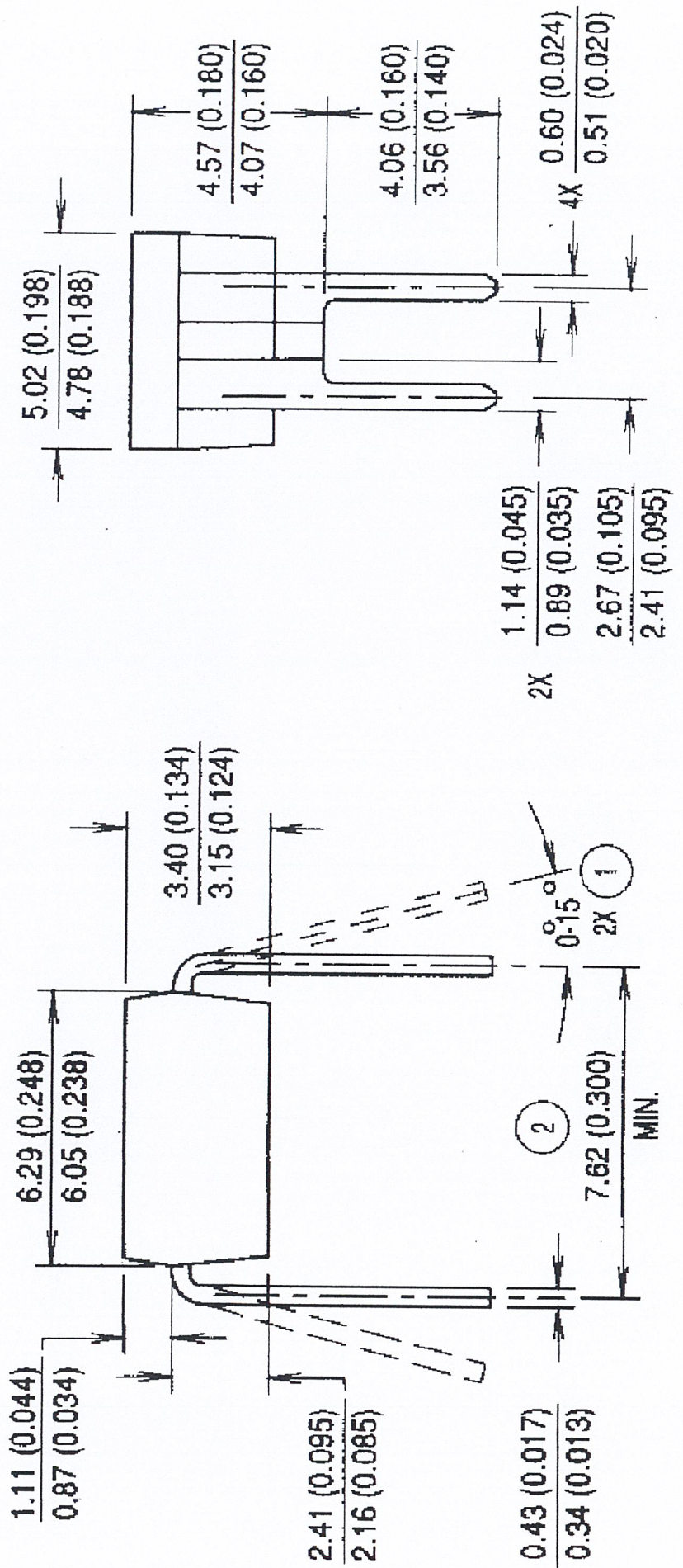
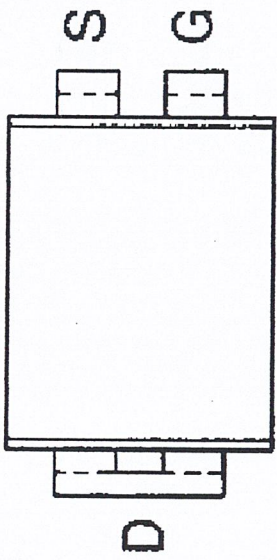
Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1507

Appendix C: Part Marking Information – See page 1515

Package Outline HEXDIP



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เนื่องจากบุคคลหลายท่าน ทางคณะผู้จัดทำ

ขอกราบขอบพระคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้ความรู้ คุณดูแลแนะนำสิ่งที่ดี ๆ และมักจะบอกเสมอว่า “คุณอยากเป็นช่างเทคนิคหรือวิศวกร” พร้อมทั้งคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ และให้คำแนะนำแก่คณะผู้จัดทำ ทางคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ขอขอบคุณคุณเฉลิมเกียรติ (พี่แป้) ที่ช่วยแนะนำและเป็นตัวอย่างที่ดีแก่รุ่นน้อง และคำสอนที่ว่า “โปรเจกต์มันก็เหมือนลูกแกะครับ คลอดมากับมือ วันไหนใครมาดูจะได้ภูมิใจ “

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ของคณะผู้จัดทำ ที่ได้ให้การอุปการะอย่างดีเยี่ยม อีกทั้งยังคงคอยเป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำตลอดเวลา

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ในภาคทุกคน ที่ให้คำปรึกษา แลกเปลี่ยนความรู้ ให้กำลังใจ และอดหลับอดนอนมาด้วยกัน

บรรณานุกรม

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