

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



หลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
INDUCTION LIGHTING



โดย
นางสาวเยาวรัตน์ แฉ่หลิ
นายรณนภา เผ่าเสถียรพันธ์
นายวันวัฒน์ กลีบจำปี
นายวราพงศ์ หงษ์ทวี

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหม.....
เลขทะเบียน 37018
วัน, เดือน, ปี 30 ส.ค. 2543

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2542

หลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
INDUCTION LIGHTING



อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

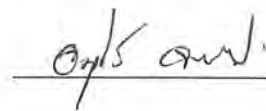
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง หลอดไฟฟ้าหนึ่งยี่วนำ



ผู้จัดทำ

- | | |
|--------------------|-----------------|
| 1. นางสาวเขาวรัตน์ | แซ่หัตถ์ |
| 2. นายรณนภา | เผ่าเสถียรพันธ์ |
| 3. นายวันวัฒน์ | กลีบจำปี |
| 4. นายวราพงษ์ | หงษ์ทวี |



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

นางสาวเยาวรัตน์ แซ่หลี่
นายรณภา เผ่าเสถียรพันธ์
นายวันวัฒน์ กสิบจำปี
นายวราพงศ์ หงษ์ทวี
อาจารย์อนุวัฒน์ งามวิจิตร อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอ วงจรกำเนิดความถี่สูง ที่นำวงจรขยายคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ (Class E Resonant Inverter) มาประยุกต์ใช้กับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิด QL 85 W หลักการที่สำคัญของวงจรกำเนิดความถี่สูง (High Frequency Generator) คือสามารถที่จะจ่ายกระแสไฟฟ้าความถี่สูงให้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงขึ้นมาเพื่อใช้ในการขับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งวงจรขยายคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ มีคุณสมบัติที่สำคัญคือ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่, ทำงานในช่วงความถี่สูง, ใช้จำนวนอุปกรณ์ค่อนข้างน้อย, ออกแบบค่อนข้างง่าย, รวมทั้งมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากการสวิตชิ่งจะเกิด ในขณะที่แรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์

INDUCTION LIGHTING

Ms. Yaowarat Sae Lee

Mr. Ronnapa Paosatearnpan

Mr. Wanawat Kleepchampee

Mr. Warapong Hongtawee

Mr. Anuwat Jangwanitlert Advisor

1999

ABSTRACT

The Class E Resonant Inverter is applied to use as a high frequency generator for the induction lamp, type QL 85 W. The significant principle of the high frequency is providing high frequency current to induction coil to generate high frequency electromagnetic field in the bulb of the induction lamp. Based on the Class E Resonant Inverter that operates at high frequency, requires low cost components, simple design, and zero-voltage switching loss cause high efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	1
1.4 คุณสมบัติของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	1
1.5 ทฤษฎีแก๊สคิซาร์จ	3
1.6 หลักการทำงานของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	4
บทที่ 2 วงจรพื้นฐาน	6
2.1 วงจรขยายคลาสิเอร์ โซแนนท์อินเวอร์เตอร์	6
2.2 พื้นฐานวงจรเรโซแนนท์	9
บทที่ 3 ส่วนของอินพุตและวงจรขับ	16
3.1 ส่วนอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์	16
3.1.1 เรกติไฟเออร์	16
3.1.1.1 ตัวเก็บประจุ	17
3.1.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์	19
3.1.2 ฟิวส์	19
3.2 วงจรขับ	20
3.2.1 ไอซีเบอร์ ICM7555	20
3.2.2 ไอซีเบอร์ DS0026 สำหรับการขับมอสเฟตความเร็วสูง	22
บทที่ 4 เพาเวอร์มอสเฟต	23
4.1 นิยามและความหมาย	23
4.2 โครงสร้าง	23
4.3 การทำงานของมอสเฟต	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 กำลังสูญเสียในรูปความร้อน	25
4.5 การขับเคลื่อนของมอสเฟต	27
4.6 ค่าความจุไฟฟ้า (Input Capacitor)	28
4.7 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	29
4.8 พิกัดปลอดภัย FBSOA	31
4.9 พิกัดปลอดภัย SSOA	31
4.10 กระแสสูงสุดใช้ในการขับมอสเฟต	33
บทที่ 5 ทฤษฎีและวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง	35
5.1 Area Product A_p Approach	35
5.2 Core geometry K_g Approach	35
5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L_c)	36
5.3.1 การเลือกอุปกรณ์	36
5.3.2 ข้อกำหนด	36
5.3.3 ชีตจำกัด	36
5.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry K_g Approach	37
5.5 ขั้นตอนในการออกแบบ	39
บทที่ 6 การออกแบบและการคำนวณ	41
6.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L_c)	41
6.2 การออกแบบพารามิเตอร์วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter	42
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	44
7.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	44
7.2 ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณและจากการทดลองจริง	46
7.3 การวัดแรงดันและกระแส	47
บทที่ 8 บทสรุป	51
8.1 สรุปผลการทดลอง	51
8.2 ข้อเสนอแนะ	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
8.3 ข้อดีและข้อเสีย	52
8.3.1 ข้อดี	52
8.3.2 ข้อเสีย	52
8.4 แนวทางในการพัฒนา	52
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำในรุ่น QL	2
1.2 แสดงหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำรุ่น QL	5
1.3 แสดงระบบการทำงานและโครงสร้างของหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำ	5
2.1 พื้นฐานวงจรขยาย Class E	6
2.2 แสดงรูปคลื่นกระแส I_d และแรงดัน V_{ds}	7
2.3 แสดงรูปคลื่นกระแส I_d และแรงดัน V_{ds}	9
(a) เมื่ออยู่ที่สภาวะเหมาะสม	
(b) เมื่อขนานกับไดโอด	
(c) เมื่ออนุกรมกับไดโอด	
2.4 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรมกับภาระ	10
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมกับภาระ	
(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรมกับภาระ	
2.5 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ขนานกับภาระ	11
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนท์ขนานกับภาระ	
(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ขนานกับภาระ	
2.6 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ	12
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ	
(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ	
3.1 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์	16
3.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ	18
3.3 วงจรสมมูลย์และการจัดขาของ ICM7555	20
3.4 (a) วงจรของ ICM7555 ที่ duty cycle เท่ากับ 50 %	21
3.4 (b) วงจรของ ICM7555 ที่สามารถปรับค่า duty cycle ได้	21
3.5 วงจรสมมูลย์ของ DS0026	22
3.6 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟต IRFP50	22
4.1 Equivalent circuit ของ VCCS	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต	24
4.3 แสดงการทำงานของมอสเฟต	25
4.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อม	26
4.5 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	28
4.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัส	29
4.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	29
4.8 แสดงการชาร์จประจุที่ขาเกต	30
4.9 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์พลอตกับ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	32
4.10 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์พลอตกับ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	32
7.1 แสดงการต่อวงจรในการทดสอบโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	44
7.2 แสดงแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	45
7.3 วงจรกำเนิดความถี่สูงที่นำวงจรขยาย Class E มาประยุกต์ใช้	46
7.4 แสดงวงจรที่ใช้วัดแรงดันและกระแส	47
7.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม IRFPG50 โดยตั้ง probe*10	47
7.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันขั้วขาเกต IRFPG50 โดยตั้ง probe*10	48
7.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันขั้วขาเกต IRFPG50 ขณะต่อโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยตั้ง probe*10	48
7.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 (VC2) โดยตั้ง probe*10	49
7.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L2 (VL2) โดยตั้ง probe*10	49
7.10 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยตั้ง probe*10	50
7.11 แสดงรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยตั้ง probe*10	50

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

หลอดไฟอีกชนิดหนึ่งที่หลายคนอาจยังไม่รู้จักมันคือหลอดไฟแสงสว่างที่ใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คืออายุการใช้งานที่ยาวนาน, ให้แสงสว่างที่นุ่มนวลและสว่างได้มากขึ้น, มีประสิทธิภาพสูงและประหยัดพลังงานเป็นต้น แต่ราคาของตัวหลอดยังคงสูงอยู่ในปัจจุบัน การใช้งานหลอดชนิดนี้จึงมักถูกในสถานที่จำเพาะหรือในส่วนของการอุตสาหกรรม ซึ่งต้องใช้การลงทุนสูงแต่จะลดต้นทุนในการจัดการและการซ่อมแซมเป็นเวลานาน ในอนาคตน่าจะสามารถผลิตได้ในราคาที่ถูกลงและมีเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าขึ้น และเมื่อเน้นการใช้งานซึ่งก็คงจะแพร่หลายมากขึ้นจนอาจนำไปใช้ในบ้านพักอาศัยทั่วไปได้ จึงน่าสนใจที่จะศึกษาการทำงานของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อเป็นพื้นฐานนำไปสู่การพัฒนาของหลอด โดยในขั้นต้นได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับส่วนของวงจรกำเนิดความถี่สูง โดยได้ลองเปรียบเทียบและใช้วงจรคลาสิเอร์โซแนนท์อินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ในการขับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. ศึกษาหลักการการทำงานของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
2. ศึกษาคุณสมบัติ, หลักการทำงานและประสิทธิภาพของวงจรคลาสิเอร์โซแนนท์อินเวอร์เตอร์ในการขับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
3. ออกแบบวงจรคลาสิเอร์โซแนนท์อินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้กับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. ใช้วงจรขยายคลาสิเอร์โซแนนท์อินเวอร์เตอร์ในการขับหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
2. ใช้หลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิด QL 85W ในการทดลอง
3. ความถี่ในการใช้งาน 1 MHz
4. แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง 120 โวลต์

1.4 คุณสมบัติของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

หลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีอายุการใช้งานยาวนานถึง 60,000 ชั่วโมง หรือ 20 ปี หากเปิดใช้งานวันละ 8 ชั่วโมง ทำให้ไม่ต้องเปลี่ยนหลอดบ่อยๆ จึงช่วยลดค่าบำรุงรักษาได้อีกด้วย เหมาะกับ

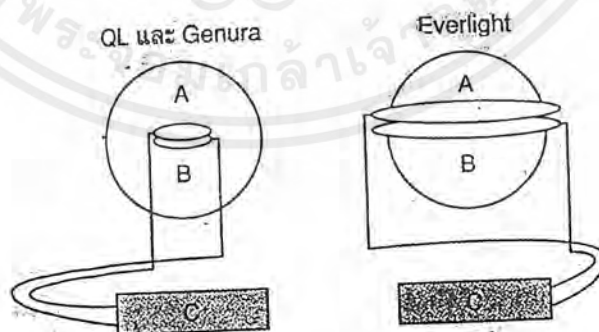
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาคารที่มีการติดตั้งอุปกรณ์ทำงานอย่างต่อเนื่อง นอกจากนี้ หลอดสามารถจุดติดได้ทันที โดยไม่มีอาการกะพริบ สามารถจุดติดได้ในทุกทิศทาง เปิดปิดได้บ่อยโดยไม่ทำให้อายุหลอดสั้นลง ทนทานต่อกระแสไฟตกหรือเกิน และยังทนต่อแรงสั่นสะเทือนได้อีกด้วย นอกจากนี้คุณสมบัติดังกล่าวมาแล้ว หลอดไฟฟ้าหนึ่งขั้วยังให้แสงสโคโร สีสันสมจริงให้ค่าความสว่างสูงถึง 3,500 ลูเมน สำหรับหลอดขนาด 55 วัตต์ และ 6,000 ลูเมนสำหรับหลอดขนาด 85 วัตต์

ส่วนประกอบพื้นฐาน

หลอดไฟฟ้าระบบเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีส่วนประกอบสำคัญอยู่ 3 ส่วนคือ ตัวหลอดไฟฟ้าที่เป็นพื้นที่ว่างเปล่าสำหรับการคายประจุ (an evacuated discharge tube or bulb) , ตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (an induction field generator) และอุปกรณ์กำเนิดสัญญาณความถี่สูง (r.f. generator)

ในส่วนของตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบด้วยส่วนของขดลวด (inductor) ซึ่งพันอยู่บนแกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) เมื่อมีการป้อนกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก (magnetic field) ซึ่งจะเพิ่มขนาดขึ้นโดยแกนเฟอร์ไรต์ สนามแม่เหล็กจะส่งผลให้เกิดสนามไฟฟ้า (electric field) ขึ้นภายในหลอดไฟ ซึ่งจะเกิดเป็นกระแสเซอร์คูลาร์พลาสมา (circular plasma current) ขึ้นรอบ ๆ ตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และทำให้เกิดการคายประจุ (discharge) ขึ้น การทำงานของระบบในส่วนนี้จึงคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า โดยทำตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่เป็นขดลวดด้านปฐมภูมิ (primary winding) และพลาสมา (plasma) ภายในหลอดไฟทำหน้าที่เป็นขดลวดด้านทุติยภูมิ (secondary winding)



รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำในรุ่น QL และ Genura Retrofit (ด้านซ้าย) และรุ่น Everlight (ด้านขวา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ทฤษฎีแก๊สคิซาร์จ

1.5.1 การชนของอะตอม (Collision)

1. การชนแบบยืดหยุ่น (Elastic Collision) เป็นการชนของอะตอมโดยไม่มีการสูญเสียพลังงานจลน์ และโครงสร้างของอะตอมไม่มีการเปลี่ยนแปลง

2. การชนแบบไม่ยืดหยุ่น (Inelastic Collision) เป็นการชนของอะตอมที่มีการเปลี่ยนแปลงระหว่างกันของพลังงานกระตุ้น (Excitation) และพลังงานจลน์ การชนในลักษณะนี้ทำให้อะตอมเกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างซึ่งอาจทำให้อิเล็กตรอนเปลี่ยนระดับพลังงานไปในระดับพลังงานที่สูงขึ้นหรืออาจทำให้อิเล็กตรอนถูกปลดปล่อยจากอะตอมและเคลื่อนที่ด้วยพลังงานจลน์ที่สูงขึ้นจากการชนของอะตอม โดยส่วนใหญ่แล้วการชนของอะตอมจะเป็นการชนแบบไม่ยืดหยุ่น

1.5.2 Attachment และ รีคอมบิเนชัน (Recombination)

Attachment เป็นปรากฏการณ์ที่อิเล็กตรอนและอะตอม (Neutral Atom) เกิดการรวมตัวกันกลายเป็นไอออนลบ (Negative Ion) เมื่อเกิดการ attachment จะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานจลน์และพลังงานยึดเหนี่ยวอิเล็กตรอนไว้กับอะตอม ซึ่งทำให้เกิดการแผ่พลังงาน (Radiation)

รีคอมบิเนชัน เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการชนของไอออนบวก (Positive Ion) กับอิเล็กตรอนหรือไอออนลบ การรีคอมบิเนชันระหว่างอิเล็กตรอนกับไอออนจะมีโอกาสเกิดขึ้นน้อยกว่าการรีคอมบิเนชันระหว่างไอออนกับไอออนเนื่องจากอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง เมื่อเกิดการรีคอมบิเนชันจะมีการแผ่พลังงานเช่นกัน

1.5.3 การคิซาร์จด้วยความถี่สูง (High Frequency Discharge)

ในการคิซาร์จโดยทั่วไปต้องใช้ขั้วตัวนำ (Electrode) ในการสร้างสนามไฟฟ้าความถี่สูงให้กับแก๊สเพื่อให้เกิดการแตกตัวของแก๊สและเกิดการคิซาร์จขึ้น

เมื่อใช้ความถี่สูงในระดับเมกะเฮิรตซ์ (MHZ) แก๊สสามารถรักษาสภาพการคิซาร์จโดยไม่ต้องอาศัยขั้วตัวนำ สนามไฟฟ้าจะถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) ในขดลวดโซลินอยด์ (Solenoid Coil) ความเข้มของสนามไฟฟ้าในการรักษาสภาวะการคิซาร์จโดยใช้ความถี่สูงจะมีค่าต่ำกว่าในกรณีของความถี่ต่ำ

จากหลักการของแก๊สคิซาร์จสามารถสรุปได้ว่า เมื่อแก๊สได้รับสนามไฟฟ้าความถี่สูงจะกระตุ้นให้เกิดการเคลื่อนที่ของอนุภาคและมีการชนเกิดขึ้นซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของอนุภาคของแก๊สคืออิเล็กตรอนเปลี่ยนระดับพลังงานหรือหลุดออกมา เกิดเป็นอะตอมในสภาวะกระตุ้น, ไอออนบวกและอิเล็กตรอน ซึ่งอนุภาคเหล่านี้จะเคลื่อนที่ไปมาด้วยความถี่สูงและเกิดการ

attachment และรีคอมบินชันทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานออกมา กระบวนการเหล่านี้จะเกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาเมื่อมีสนามไฟฟ้าความถี่สูง

1.6 หลักการทำงานของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำในรุ่น QL และ Genura Retrofit (ด้านซ้าย) และรุ่น Everlight (ด้านขวา) จากโครงสร้างของทั้ง 2 รูปจะเห็นได้ว่ามีส่วนของตัวหลอดไฟสำหรับการดิสชาร์จ ในตำแหน่ง A ส่วนตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ทำหน้าที่กระตุ้นก๊าซภายในหลอดไฟจนทำให้เกิดการแพร่กระจายอิเล็กตรอนไอออนที่อยู่ในตำแหน่ง B โดยการป้อนกระแสไฟให้ไหลผ่านขดลวดบนตัวกำเนิดสนามแม่เหล็ก สำหรับตัวกำเนิดสัญญาณความถี่สูงจะอยู่ตำแหน่ง C ส่วนนี้เป็นส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่สูงเพื่อนำไปใช้แปลงเป็นสนามไฟฟ้าโดยตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 1.2 แสดงหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำรุ่น QL ซึ่งจากรูปแม้ว่าจะดูคล้ายกับหลอดไฟทั่วไปที่มีการใช้งานกันอยู่แต่ความจริงแล้วทั้งตัวหลอด, ขั้วหลอด และระบบทั้งหมดเป็นอุปกรณ์เฉพาะที่ไม่เหมือนกับหลอดทั่วไป

รูปที่ 1.3 (ก) แสดงการทำงานของตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง กระแส I_p คือกระแสไฟหลักที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำด้วยความถี่เท่ากันไปยังกระแสด้านทุติยภูมิหรือกระแส I_s สำหรับหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำ เช่น หลอดรุ่น QL ขดลวดปฐมภูมิคือขดลวดโซลีนอยด์ และขดลวดด้านทุติยภูมิจะอยู่ในรูปไอระเหยของโลหะ (Metal evaporated) ในตัวหลอดไฟซึ่งเสมือนว่าเป็นหม้อแปลงแกนอากาศที่มีขดลวดด้านทุติยภูมิ 1 ขด ในสภาวะเริ่มต้นสนามแม่เหล็กที่สร้างขึ้นจากกระแสไฟฟ้าความถี่สูงจนเหนี่ยวนำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทางที่ตั้งฉาก ทำให้แก๊สเกิดการแตกตัว (Ionize) ก่อตัวเป็นพลาสมา (Plasma คือจำนวนของไอออนและอิเล็กตรอนมีจำนวนที่เท่ากัน) ซึ่งมีรูปร่างเป็นวงภายในหลอดแก้ว โดยสนามไฟฟ้าจะคงสภาวะพลาสมาไว้

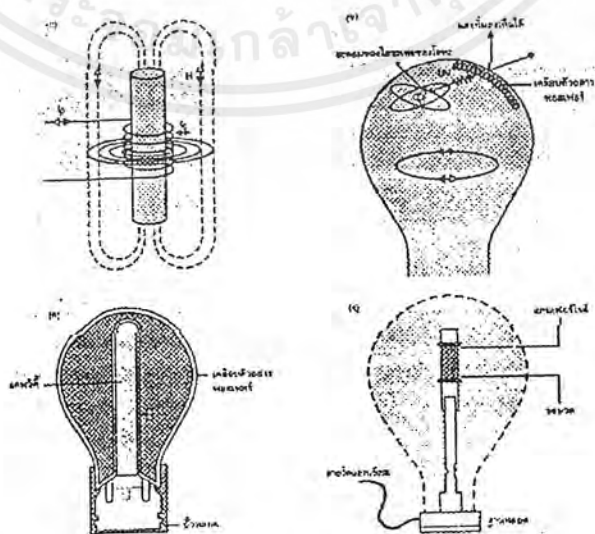
รูปที่ 1.3 (ข) แสดงให้เห็นถึงการกำเนิดแสงสว่างของหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำ โดยภายใต้สภาวะพลาสมาจะมีการชนของอนุภาคเกิดขึ้นและเกิดการแอทแทกเมนต์และรีคอมบินชัน ทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานในช่วงความยาวคลื่นแสงที่มองไม่เห็น พลังงานนี้จะแพร่กระจายไปกระทบสารฟอสเฟอร์ (Phosphor) ที่เคลือบที่ผิวด้านในของหลอดแก้วบรรจุแก๊สทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานและปรากฏออกมาเป็นแสงที่สามารถมองเห็นได้

รูปที่ 1.3 (ค) แสดงโครงสร้างของหลอดครุ่น QL ในการคิสาร้าง จากรูปจะเห็นได้ว่าตัวหลอดมีโครงสร้างเป็นหลอดแก้วที่ถูกซีลด์ (Sealed) ปิดสนิท ภายในบรรจุโนเบิลแก๊ส (Noble Gas) ที่ความดันต่ำ และมีไอระเหยของ เมอร์คิวรี (Vapourized mercury) จำนวนเล็กน้อยอยู่ด้วย

รูปที่ 1.3 (ง) แสดงโครงสร้างในส่วนของตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่บรรจุภายในหลอด โดยภาคกำเนิดสัญญาณความถี่สูงที่เชื่อมต่ออยู่ภายนอกจำกำเนิดสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับที่ความถี่ 2.65 เมกะเฮิรตซ์ และป้อนเข้าสู่ชุดหลอดกำเนิดสนามแม่เหล็กที่พันอยู่บนแกนเฟอร์ไรต์ภายในโดยผ่านทางสาย โคแอกเซียล



รูปที่ 1.2 แสดงหลอดไฟระบบเหนี่ยวนำรุ่น QL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ โดยสำนักงานคณะกรรมการการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

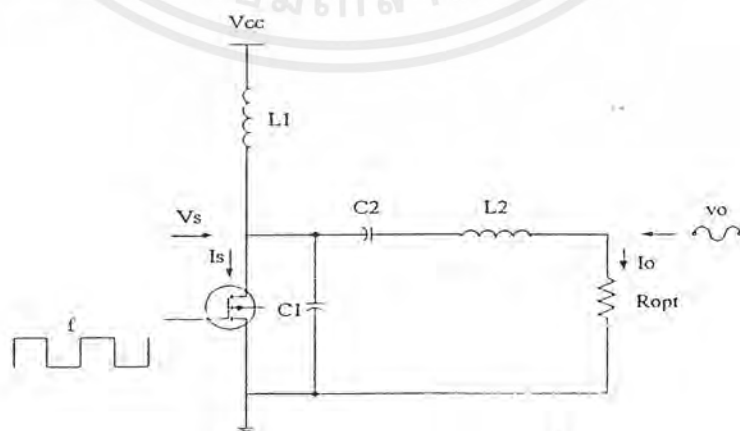
วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter

2.1 พื้นฐานวงจรเรโซแนนซ์คลาสอี (Class E Resonant Inverter)

สำหรับวงจรพื้นฐานวงจรเรโซแนนซ์คลาสอีจะประกอบไปด้วย อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปิด-ปิดวงจร (Switching เช่น ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต) และวงจรภาระ (load network) ที่มีหลักการสำคัญว่า แรงดันและความชันของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์นำกระแส (ปิดวงจร) จะต้องเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้วงจรพื้นฐานนี้จะมีค่าความสูญเสียอันเกิดสวิตซ์ซึ่งน้อย เพราะมีการตัดกันระหว่างรูปคลื่นแรงดัน และกระแส ยังผลให้วงจรโดยรวมมีประสิทธิภาพค่อนข้างสูง นอกจากนี้หลักการที่สำคัญคือ ต้องสามารถให้แรงดันที่ตกคร่อมหลอดสูงมากพอ ในขณะที่จุดหลอดในสถานะเริ่มต้น และต้องควบคุมกระแสให้พอเหมาะในช่วงที่หลอดทำงานในสถานะปกติ ซึ่งวงจรเรโซแนนซ์คลาสอีมีคุณสมบัติดังกล่าวครบถ้วน

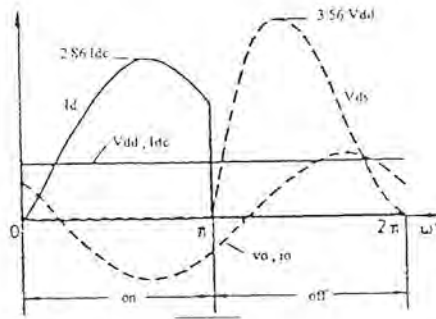
วงจรเรโซแนนซ์คลาสอี นั้นจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.1

1. อุปกรณ์สวิตซ์ที่ต่อขนานกับ $C1$ ซึ่งโดยปกติค่าตัวเก็บประจุ $C1$ ที่แฝงอยู่ในอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนี้ในวงจรอื่นจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการสูญเสียในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์
2. วงจรภาระ ที่ประกอบไปด้วยวงจรจูนแบบอนุกรม (Series tuned tank) $L2$ $C2$ และภาระ (R_{opt})
3. $L1$ ที่ทำหน้าที่เป็นโช๊ค (Choke) ซึ่งจะจ่ายกระแสคงที่ หรือมีริบเบิล (Ripple) น้อยมากจนกระทั่งสามารถตัดทิ้งได้ โดยมีเงื่อนไขว่าค่า $L1$ ต้องค่ามากพอ นอกจากนี้หากได้รับการออกแบบที่ดีสามารถลดทอนสัญญาณ RFI ได้



รูปที่ 2.1 พื้นฐานวงจรขยาย Class E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นกระแส I_d และ แรงดัน V_{ds}

จุดสำคัญในการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์คลาสอี สามารถกำหนดได้ว่าวงจรนี้จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่ใช้การสวิตชิงเพียง 1 ตัวและวงจรภาระ รวมไปถึงต้องมีการทำงานของวงจรที่สำคัญ 3 ประการ

1. การเพิ่มขึ้นของค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตชิง ในขณะที่อุปกรณ์กำลังเปิดวงจรต้องมีการหน่วงเวลา แล้วค่อยเพิ่มขึ้นในภายหลัง
2. ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตชิงควรจะต้องตกลง เป็นศูนย์ในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงกำลังจะปิดวงจร
3. ค่าความชันของแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตชิง (dv/dt) จะต้องศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงกำลังจะปิดวงจร

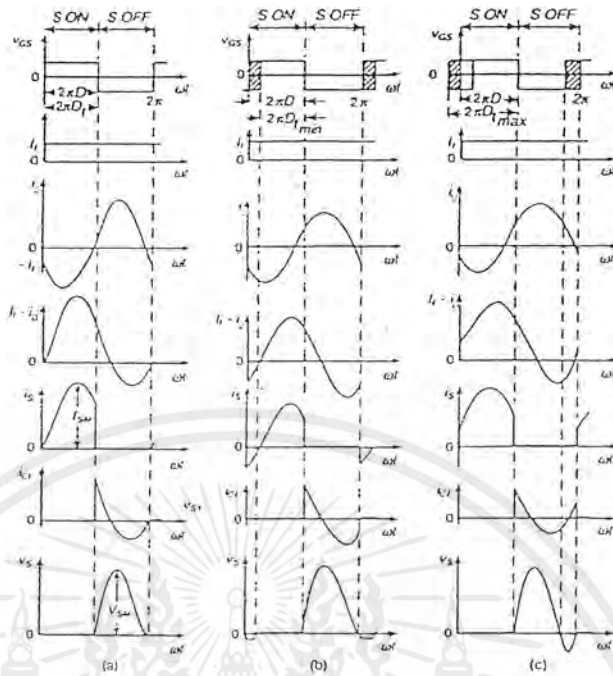
ทั้งนี้หากวงจรขยายเรโซแนนซ์คลาสอีได้มีคุณสมบัติครบถ้วนทั้ง 3 ประการข้างต้นสามารถกล่าวได้ว่าวงจรขยายนี้นั้นอยู่ในสภาวะการทำงานที่เหมาะสม (optimum Class E)

ลักษณะสำคัญของวงจรเรโซแนนซ์คลาสอีเมื่อวงจรทำงานในสภาวะเหมาะสมนั้น ลักษณะรูปร่างกระแส I_d และแรงดัน V_{ds} ต้องมีลักษณะตามรูปที่ 2.2 กล่าวคือ ขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงเปิดวงจรแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตชิงจะไม่เพิ่มขึ้นก่อนที่กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตชิง I_d จะตกลงเป็นศูนย์ และในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงปิดวงจรทั้งแรงดัน และความชันของแรงดันจะตกลงเป็นศูนย์ ก่อนที่กระแส I_d จะค่อยๆ เพิ่มมากขึ้น ถ้าเป็นเช่นนี้ก็หมายความว่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงทำงานปิด-เปิด (Switching loss) จะมีค่าเป็นศูนย์ หรือต่ำมาก แม้ว่า จะทำงานที่ความถี่สูงมาก นอกจากนี้ค่ากระแส และแรงดันที่ภาระจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ (sinusoidal) รวมไปถึงค่าตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในอุปกรณ์สวิตชิงที่โดยปกติจะเป็นค่าการสูญเสียก็จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรที่จะทำงานในลักษณะที่กระแสและแรงดันจะไม่ตัดกัน

และที่สำคัญค่าตัวเก็บประจุแผ่นนี้หากมีค่ามากพอ และทำงานที่ความถี่ที่สูงมากพอ ค่าตัวเก็บประจุแผ่นนี้สามารถใช้แทน CI ได้ ซึ่งจะเป็นการประหยัดอุปกรณ์ และง่ายต่อการออกแบบมากขึ้น

พิจารณาจากรูป 2.3(a) เป็นรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ทำงานที่สภาวะเหมาะสม(optimum) ที่ $R=R_{opt}$; LI จะทำให้เกิดกระแสตรง I_1 และ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมRLC ทำให้เกิดกระแส i_0 สำหรับรูปปร่างกระแส i_0 นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า Q ของวงจรถ้าหากค่า Q มีค่าสูง ($Q \geq 7$) รูปปร่างของ i_0 มีลักษณะคล้ายรูปคลื่นไซน์ แต่ถ้าหาก Q มีค่าต่ำกว่ารูปปร่างของ i_0 ก็จะมีลักษณะคล้ายเอกซ์โปเนนเชียล (exponential) ทั้ง RF chock LI และ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมRLC ทำหน้าเป็นแหล่งจ่ายกระแส ที่มีค่าเท่ากับ $I_1 - i_0$ เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ ทำงานค่า $I_1 - i_0$ จะไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์แต่เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ ไม่ทำงานนั้นค่ากระแสดังกล่าวจะไหลผ่าน CI จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม CI และตัวอุปกรณ์สวิตซ์

สำหรับการทำงานที่สภาวะเหมาะสม ทั้งแรงดัน และความชันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ นั้นจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็หมายถึงไม่ค่าพลังงานที่สะสมไว้ที่ C_1 จึงทำให้ไม่มีค่าความสูญเสียเกิดขึ้น เนื่องจากค่าความชันของ V_s เป็นศูนย์ และการเพิ่มขึ้นของ i_s ที่ละน้อยจากศูนย์ รวมถึงค่า V_{ds} และ I_d มีค่าทางด้านซีกบวก เพราะฉะนั้นไม่จำเป็นที่จะต้องเพิ่มไดโอดเข้าไปในวงจรเรโซแนนซ์คลาสอี แต่อย่างไรก็ตาม นั้นหมายถึงความจำเป็นจะต้องออกแบบและเลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมทั้ง ความถี่ ความกว้างของสัญญาณความถี่ รวมไปถึงค่าของภาระ เพื่อให้วงจรยังคงทำงานในสภาวะเหมาะสม (optimum mode) ได้ ตัวอย่างเช่น ในการที่ค่าภาระมีค่ามากกว่า R_{opt} , v_s จะมีค่ามากกว่าศูนย์เมื่ออุปกรณ์สวิตซ์ทำงาน และค่าภาระมีค่าน้อยกว่า R_{opt} จะทำให้ v_s มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ซึ่งทั้งสองกรณีค่าพลังงานที่สะสมไว้ CI จะเกิดการสูญเสียไปกับอุปกรณ์สวิตซ์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์นำกระแส (turn on switching loss)



รูปที่ 2.3 แสดงรูปคลื่นกระแส i_L และแรงดัน v_{ds} (a.) เมื่ออยู่ที่สภาวะเหมาะสม (b.) เมื่อขนานกับไดโอด (c.) เมื่ออนุกรมกับไดโอด

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขยายวงจรเรโซแนนท์คลาสอี ต้องอยู่ในสมมุติฐานต่อไปนี้

1. อุปกรณ์สวิตซิ่ง และ ไดโอด ต้องเป็นอุปกรณ์ในอุดมคติ กล่าวคือ ค่าความต้านทานในอุปกรณ์สวิตซิ่งเป็นศูนย์ในขณะที่ปิดวงจร และมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ เมื่อเปิดวงจรรวมถึงเวลาหน่วงในการเปิด-ปิดมีค่าเป็นศูนย์

2. ตัวกรองกระแส $L1$ ซึ่งทำหน้าที่เป็น โช้คต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสตรงให้กับวงจร

4. ค่า Q ของวงจรต้องมีค่ามากพอ ที่ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวการะมีรูปคลื่นเป็นไซน์

2.2 พื้นฐานวงจรเรโซแนนท์

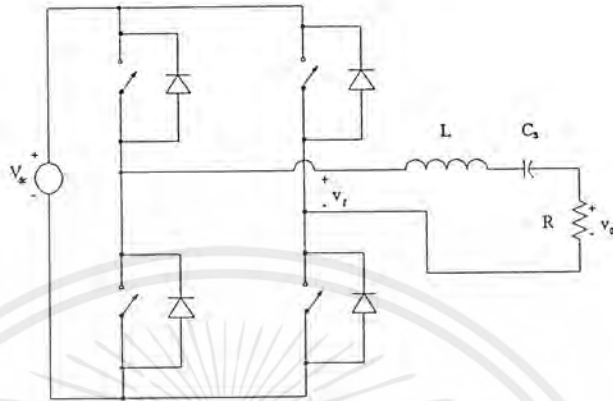
พื้นฐานวงจรเรโซแนนท์ที่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อช่วยในการจุดหลอดในสภาวะเริ่มต้น สามารถจัดแบ่งออกเป็น 3 วงจรหลัก ดังนี้

1. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ อนุกรมกับภาระ (The Series-Loaded Resonant inverter) SLR รูปที่ 2.4(a.)

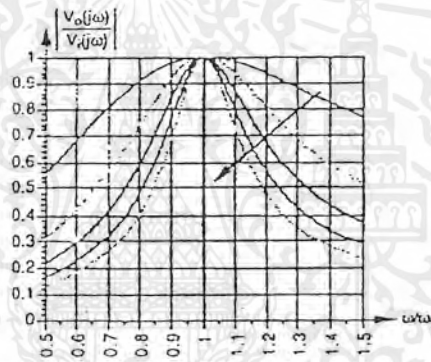
2. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ ขนานกับภาระ (The Parallel-Loaded Resonant inverter) PLR รูปที่ 2.5(a.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

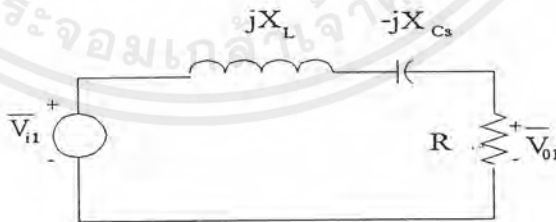
3. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับภาระ (The Series-parallel-Loaded Resonant inverter) SPLR รูปที่ 2.6(a.)



(a)



(b)



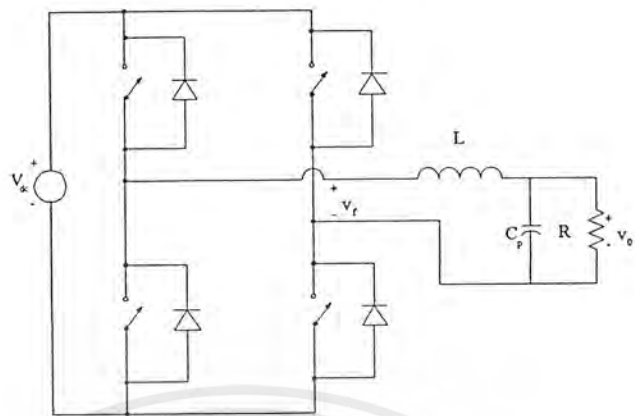
(c)

รูปที่ 2.4 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ

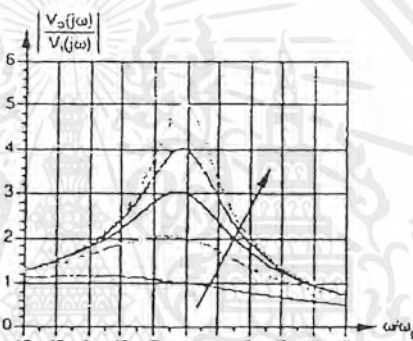
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ

(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ

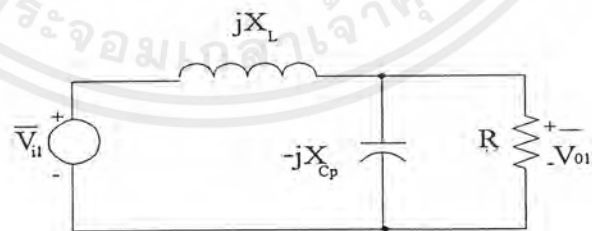
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



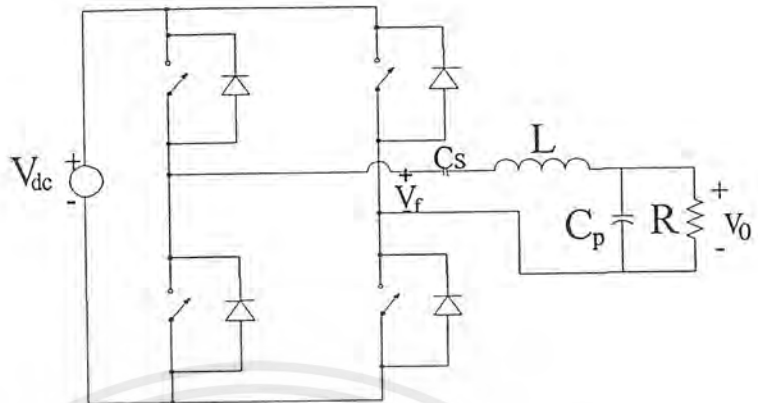
(c)

รูปที่ 2.5 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ

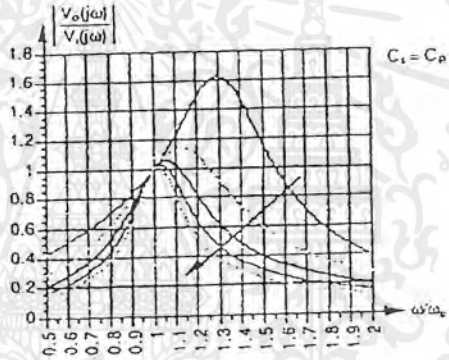
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ

(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ

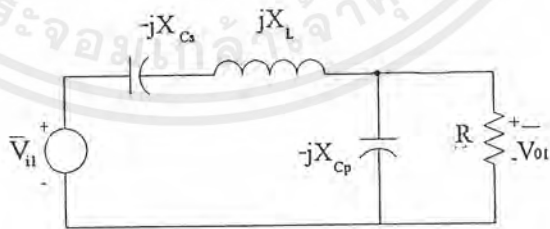
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2.6 (a) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ

(b) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ

(c) วงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นพิจารณาการตอบสนองทางความถี่ของวงจร R-L-C จากรูปที่ 2.4(b), 2.5(b) และ 2.6(b) ในการวิเคราะห์ SLR, PLR และ SPLR จะพิจารณากระแสและแรงดันที่ความถี่มูลฐานของอนุกรมฟูเรียร์ (Fundamental Frequency of the Fourier Series) ดังนั้นแรงดันเข้าของวงจรกรอง (Input Voltage to the Filter) v_i และแรงดันออก v_o ลักษณะสัญญาณเป็นแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) มีค่าเป็น $\pm V_{dc}$ และ $\pm V_o$ ตามลำดับ จึงได้ขนาดของ v_i และ v_o ที่ความถี่มูลฐานของอนุกรมฟูเรียร์ มีค่าดังนี้

$$V_{i1} = 4V_{dc}/\pi \quad (2-1)$$

จาก $V_{dc} = V_i$ โดย V_i คือขนาดของแรงดันเข้า จะได้

$$V_{i1} = 4V_i/\pi \quad (2-2)$$

และ
$$V_{o1} = 4V_o/\pi \quad (2-3)$$

เมื่อ V_{i1} คือขนาดแรงดันเข้าของวงจรกรองที่ความถี่มูลฐานของอนุกรมฟูเรียร์

V_{o1} คือขนาดแรงดันออกที่ความถี่มูลฐานของอนุกรมฟูเรียร์

จากรูปที่ 2.4(c) จะเป็นวงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ (The Series-Loaded Resonant inverter) SLR กล่าวคือ ภาระความต้านทาน (Load Resistor) จะต่อในลักษณะอนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) และตัวเก็บประจุ (Capacitor) อัตราส่วนของแรงดันเข้ากับแรงดันออก สามารถกำหนดจากการวิเคราะห์เฟสเซอร์ (phasor) ได้ดังนี้

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = 1 / \{1 + Q_s^2 [(\omega/\omega_s) - (\omega_s/\omega)]^2\}^{1/2} \quad (2-4)$$

โดย
$$\omega_s = 1/(LC_s)^{1/2} \quad (2-5)$$

หรือ
$$f_s = 1/[2\pi(LC_s)^{1/2}] \quad (2-6)$$

และ
$$Q_s = (\omega_s L)/R = 1/(\omega_s C_s R) \quad (2-7)$$

เมื่อ f_s คือความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ (ความถี่เรโซแนนซ์ คือความถี่ที่ทำให้ X_L รวม กับ X_C รวม มีค่าหักล้างกันเป็นศูนย์ ซึ่งทำให้รีแอกแตนซ์ (Reactance) รวมของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ ด้วย ดังนั้นวงจรจะเหลือเพียงค่าความต้านทาน (Resistance) เพียงค่าเดียว)

Q_s คือตัวแปรคุณภาพ (Quality Factor) ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมกับภาระ

การตอบสนองทางความถี่ที่ถูกทำให้มาตรฐาน (normalized frequency response) กับ Q_s นำมาพลอตเป็นกราฟได้เป็นดังรูปที่ 2.4(b)

จากรูปที่ 2.5(c) จะเป็นวงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ (The Parallel-Loaded Resonant inverter) PLR กล่าวคือ ภาระความต้านทานจะต่อในขนานอยู่กับตัวเก็บประจุ แล้วไปอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ อัตราส่วนของแรงดันเข้ากับแรงดันออกสามารถกำหนดจากการวิเคราะห์เฟสเซอร์ (phasor) ได้ดังนี้

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = 1 / \{ [1 - (\omega/\omega_p)^2]^2 + [\omega/(\omega_p Q_p)]^2 \}^{1/2} \quad (2-8)$$

$$\text{โดย } \omega_p = 1/(LC_p)^{1/2} \quad (2-9)$$

$$\text{หรือ } f_p = 1/[2\pi(LC_p)^{1/2}] \quad (2-10)$$

$$\text{และ } Q_p = R/(\omega_p L) = \omega \quad (2-11)$$

เมื่อ f_p คือความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ

Q_p คือตัวแปรคุณภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขนานกับภาระ

การตอบสนองทางความถี่ที่ถูกทำให้มาตรฐาน(normalized frequency response) กับ Q_p นำมาพลอตเป็นกราฟได้เป็นดังรูปที่ 2.5(b)

จากรูปที่ 2.6(c) จะเป็นวงจรสมมูลแบบเฟสเซอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับภาระ (The Series-Parallel-Loaded Resonant inverter) SPLR กล่าวคือ เป็นวงจรที่มีการต่อทั้งอนุกรม และขนานอยู่ในวงจรเดียวกัน โดยมีต่อตัวเก็บประจุ 2 ตัว กับตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัวอนุกรมกัน ซึ่งตัวเหนี่ยวนำจะต่ออยู่ระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสอง ภาระความต้านทานจะต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับขั้วลบของแรงดันเข้า อัตราส่วนของแรงดันเข้ากับแรงดันออกสามารถกำหนดจากการวิเคราะห์เฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = 1 / \{ [1 + (C_p/C_s) - (\omega/\omega_p)^2]^2 + Q_s^2 [(\omega/\omega_s) - (\omega_s/\omega)]^2 \}^{1/2} \quad (2-12)$$

กรณี $C_s = C_p$ สามารถเขียนใหม่ในเทอมของ ω_s และ Q_s ได้ดังนี้

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = 1 / \{ [2 - (\omega/\omega_p)^2]^2 + Q_s^2 [(\omega/\omega_s) - (\omega_s/\omega)]^2 \}^{1/2} \quad (2-13)$$

$$\text{โดย } \omega = 2\pi f \quad (2-14)$$

$$\omega_s = 1/(LC_s)^{1/2} \quad (2-15)$$

$$\omega_p = 1/(LC_p)^{1/2} \quad (2-16)$$

$$Q_s = (\omega_s L)/R = 1/(\omega_s C_s R) \quad (2-17)$$

เมื่อ f คือ ความถี่สวิตซ์

การตอบสนองทางความถี่ที่ถูกทำให้มาตรฐาน(normalized frequency response) กับ Q_s (กรณี $C_s = C_p$) นำมาพลอตเป็นกราฟได้เป็นดังรูปที่ 2.6(b)

จากรูปที่ 2.4(b), 2.5(b) และ 2.6(b) จะแสดงให้เห็นว่าวงจรเรโซแนนซ์ทุกแบบจะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ โดยที่ SLR และ SPLR จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบเฉพาะ (band-pass filter) ในขณะที่ PLR จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ส่วนของอินพุตและวงจรขับ

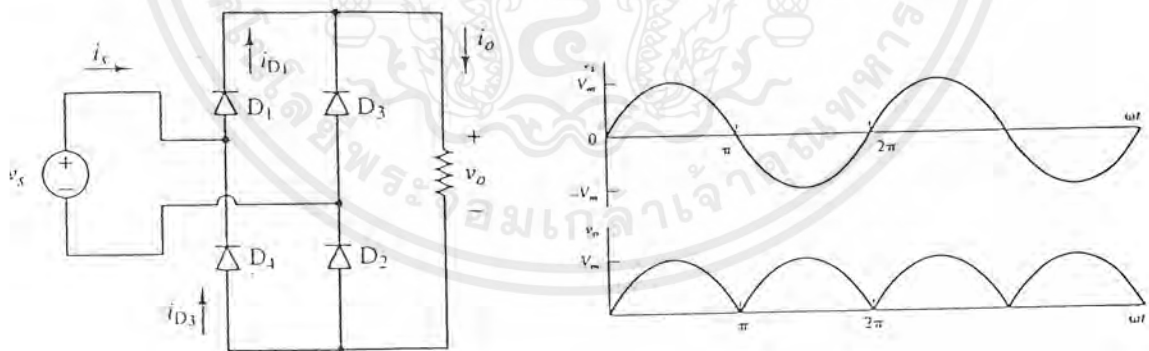
3.1 ส่วนอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

สวิตช์ซึ่งพาเวอร์ขับหลายโดยส่วนมากจะถูกออกแบบให้ใช้กับไฟฟ้าสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก่อนด้วยวงจร rectifier เพื่อส่งให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) โดยส่วนมากวงจรอินพุตอาจแบ่งได้เป็นส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ

1. เรกติไฟเออร์ (rectifier)
2. ฟิวส์ (fuse)

3.1.1 เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์ นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในวงจรส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของ ฟิวส์ และ RFI Filter เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยส่วนอุปกรณ์ที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ตัวเก็บประจุ C และไดโอดเรกติไฟเออร์ D1-D4 แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 โดยมีหน้าที่หลักคือเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

3.1.1.1 ตัวเก็บประจุ C

ตัวเก็บประจุ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ได้จากการเรียงกระแสของ ไดโอด D1-D4 ให้มีค่าเรียบมากยิ่งขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่ามากเพียงพอตามที่วงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุ จะเป็นลักษณะชาร์จและคายประจุ

การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์จำเป็นต้องพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้

1. อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุจะทำให้ C ร้อนและลดอายุการใช้งานของ C ปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกมาให้ ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้กับตัวเก็บประจุ

2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทจะมีผลโดยตรงของการทำงานของอินเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมมีค่ามาก ก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ลงไป ปกติจะยอมให้แรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 % ของแรงดันเอาต์พุท ค่าของตัวเก็บประจุเพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

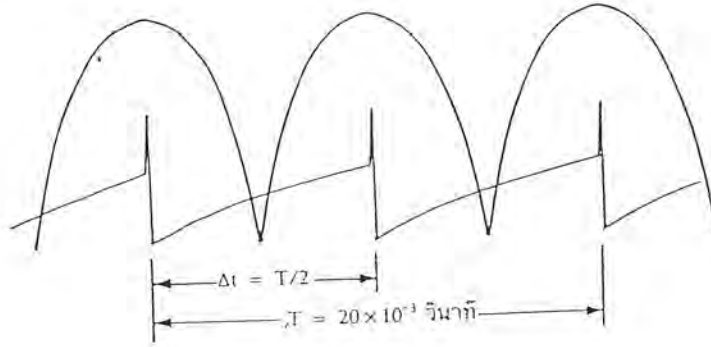
$$C = \frac{I_c \times \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \quad (3-1)$$

เมื่อ I_c คือค่ากระแสประสิทธิผลประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

t คือช่วงเวลา C คายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงค่ายอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของเรกติไฟเออร์

เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุอาจกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกคลื่นยอดหนึ่งของแรงดันที่ได้จากเรกติไฟเออร์ ดังในรูปที่ 3.2 ดังนั้นค่าเวลาที่ t คายประจุจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (10×10^3 วินาทีที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์)



รูปที่ 3.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ

3. ช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ (Hold up Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัปเป็นช่วงเวลาที่มีสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ หรือแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าต่ำกว่าปกติ และเพื่อให้สวิทช์ซึ่ง

เพาเวอร์ซัพพลายมีเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุต้องมีค่ามากพอเพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดเวลาโฮลด์อัปอาจหาได้จาก

$$C = \frac{2P_o t_H}{\eta(V_s^2 - V_f^2)} \quad (3-2)$$

P_o คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

V_f คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุหลังหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

t_H คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ (ประมาณ 20×10^3 ถึง 50×10^3)

4. อัตราการทนแรงดันของตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำ ที่ค่าแรงดันกระแสไฟฟ้าตรงเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ แต่อาจเพื่อไว้ทนแรงดันได้ 2 เท่า

5. ตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ แต่ที่อัตราทนแรงดันสูงๆ จะมีราคาแพง การเลือกขนาดตัวเก็บประจุ และอัตราทนแรงดันที่ใหญ่เกินไปก็จะสิ้นเปลืองและกินเนื้อที่โดยไม่จำเป็น

3.1.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังนี้

1. ค่ากระแสกระชาก I_{FSM} (maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่าน ไดโอดจะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุสะสม ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{(R_s + ESR)} \quad (3-3)$$

V_{peak} คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุน้อยที่สุด

R_s คือ ค่าความต้านทานจำกัดกระแส

2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง I_{FRM} (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นที่วงจรเรกติไฟเออร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุมีการเก็บประจุกครั้งหลังจากที่มีการคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุ

3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง I_{FM} (Maximum Average Forward Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด I_{FM} ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัย

4. อัตราทนแรงดัน ไบอัสกลับสูงสุด V_{RRM}

ปกติเรกติไฟเออร์ต่อเข้ากับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

3.1.2 ฟิลส์

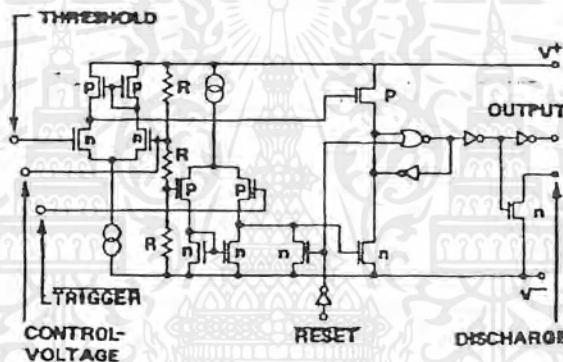
ฟิลส์มีหน้าที่ 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากส่วนแหล่งจ่ายไฟฟ้า กรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น

3.2 วงจรจับ

วงจรจับมีหน้าที่ในการทำให้เพาเวอร์มอสเฟสทำงานเป็นสวิตช์เปิดปิด เพื่อให้เกิดความถี่สูงที่โหลด โดยในโครงงานที่ใช้วงจรสร้างพัลซ์ โดยใช้ ไอซี ICM7555 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 1 เมกะเฮิรตซ์ โดยให้มีค่า duty cycle เท่ากับ 50 % และใช้ IC เบอร์ DS0026 เป็นตัวขยายสัญญาณและขับเพาเวอร์มอสเฟส

3.2.1 ไอซีเบอร์ ICM7555

ICM7555 สามารถทำงานได้สองรูปแบบ คือ astable และ monostable โดยในโครงงานนี้ใช้งาน ICM7555 สร้างสัญญาณในรูปแบบของ astable สร้างสัญญาณพัลซ์ที่มีความถี่ 1 เมกะเฮิรตซ์ วงจรสมมุทธ์และการจัดขาของ ICM7555 แสดงดังรูป



รูปที่ 3.3 วงจรสมมุทธ์และการจัดขาของ ICM7555

1. การทำงานแบบ astable

ไอซีเบอร์ ICM7555 สามารถทำงานในแบบ astable ได้ 2 แบบดังวงจรในรูป 3.4 (a) และ รูป 3.4 (b) โดยในรูป 3.4 (a) เป็นวงจรที่สร้างพัลซ์ที่มี duty cycle 50 % โดยใช้ตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว ความถี่ของสัญญาณที่สร้างจะกำหนดได้โดย

$$f = \frac{1}{1.4RC} \quad (3-4)$$

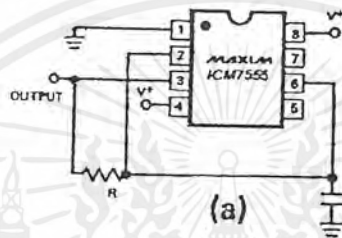
วงจรในรูป 3.4 (b) จะสามารถปรับค่า duty cycle ของสัญญาณ โดยสัญญาณความถี่ที่สร้างจะกำหนดได้โดย

$$f = \frac{1.46}{(R_A + 2R_B)C} \quad (3-5)$$

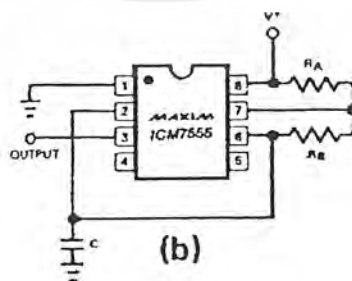
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า duty cycle กำหนดได้โดย

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (3-6)$$



รูปที่ 3.4(a) วงจรของ ICM7555 ที่ duty cycle เท่ากับ 50%

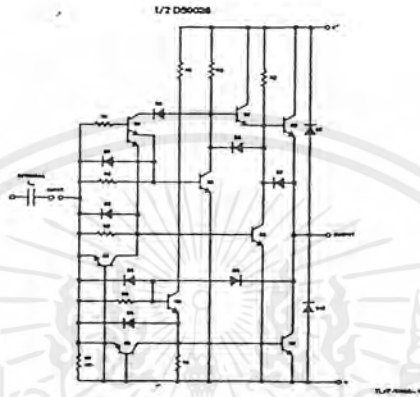


รูปที่ 3.4 (b) วงจรของ ICM7555 ที่สามารถปรับค่า duty cycle ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

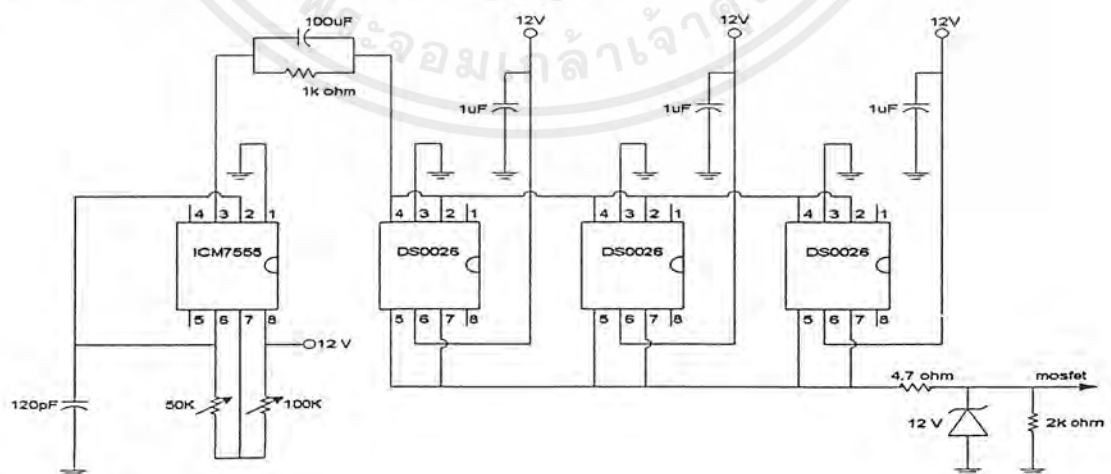
3.2.2 ไอซีเบอร์ DS0026 สำหรับการขับมอสเฟตความเร็วสูง

DS0026 ถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่ความเร็วสูงและมีความสามารถในการขับภาระที่มีค่าตัวเก็บประจุสูง ซึ่งเหมาะสำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตเพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าตัวเก็บประจุด้านเข้า (Input Capacitance) มาก (มากกว่า 1000 pF) วงจรสมมุทธ์ของ DS 0026 แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรสมมุทธ์ของ DS0026

ชุดวงจรขับที่ใช้ในโครงการจะประกอบไปด้วย ไอซี SCM7555 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งควบคุมโดยใช้ตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C เป็นตัวควบคุมความถี่ที่ต้องการ ซึ่ง duty cycle ที่ได้จะมีค่าประมาณ 50% สัญญาณที่ได้จะถูกนำมาขยายทั้งแรงดันและกระแสด้วยไอซี DS0026 ซึ่งโครงการนี้ใช้ไอซี DS0026 3 ตัว เพื่อช่วยขยายกระแส เพื่อให้สามารถขับมอสเฟต IRFP50 ซึ่งมีค่าตัวเก็บประจุด้านเข้าเท่ากับ 2800 pF ที่ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ สามารถแสดงวงจรทั้งหมด ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟต IRFP50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

เพาเวอร์มอสเฟต

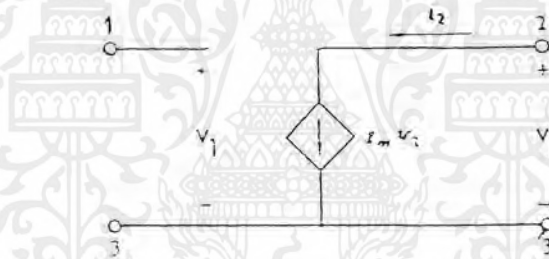
4.1 นิยามและความหมาย

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor การทำงานของมอสเฟตโดยการใช้สนามไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ประเภทการควบคุมแหล่งจ่ายด้วยแรงดัน (Voltage controlled source) ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 4.1 และมีความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

$$i = g_m \times V$$

(4-1)

โดยที่ g_m คือ Transconductor หรือ Mutual conductor



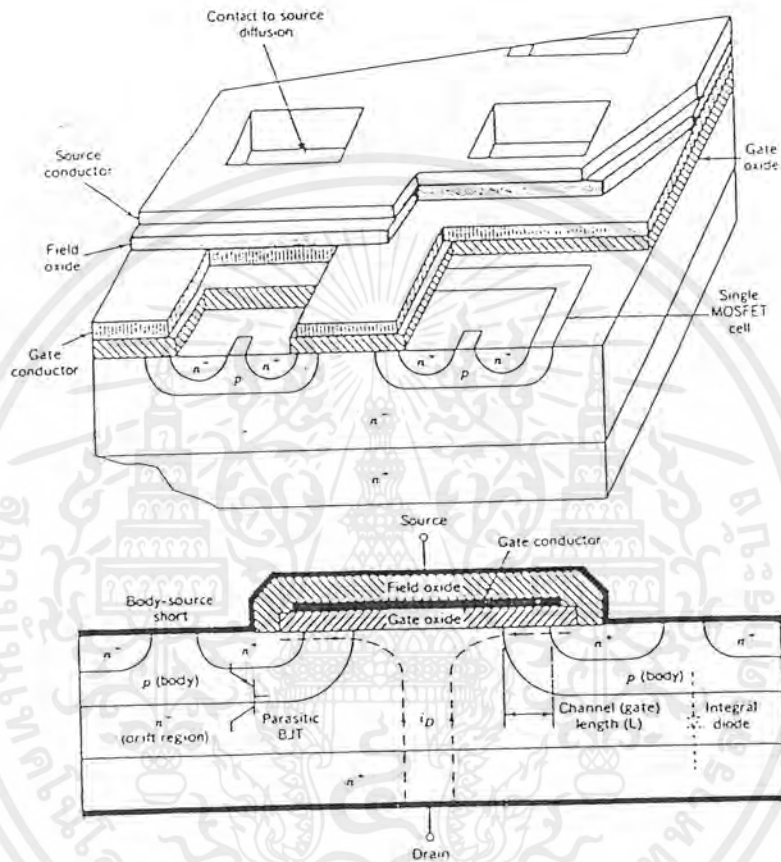
รูปที่ 4.1 Equivalent circuit ของ VCCS

4.2 โครงสร้าง

เพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะเป็น แบบ N-channel ที่ทำงานใน Enhancement mode ซึ่งมีโครงสร้างและสัญลักษณ์ในรูปที่ 4.2 คือเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะประกอบไปด้วย มอสเฟตขนาดเล็กน้อยบนพื้นตัว ซึ่งอยู่บนชิปเดียวกันต่อขนานกัน โดยที่กระแสในทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กแต่ละตัวมีทิศทางไหลในแนวตั้ง substrate ของเพาเวอร์มอสเฟต

แต่จะมี N-type epitaxial layer บางๆคั่นอยู่ข้างบนในการทำมอสเฟตแต่ละตัวจะมีการ Diffuse P และ N+ region ลงบน N-type epitaxial layer จากนั้นจะเป็นการทำ Gate กับ epitaxial layer ภายใต้ Gate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



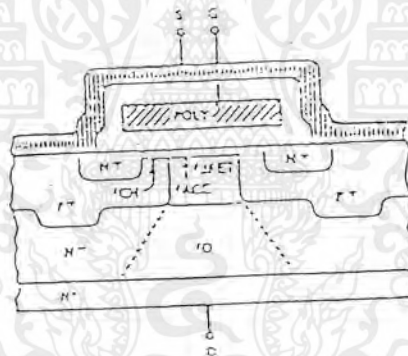
รูปที่ 4.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต

สำหรับครนของมอสเฟตนั้นทำโดยการฉาบอุมิเนียมที่ N^+ และ N^- Substrate ส่วนซอสจะทำได้โดยการฉาบอุมิเนียมลงบนชั้นของ P และ N^+ ได้จากการ Diffuse จากลักษณะการทำซอสดังกล่าวทำให้เกิดเป็นไดโอดค่ออยู่กับซอสและคาโอดคือชั้น N^+ และ N^- ค่ออยู่กับครนดังแสดงในรูป 4.2 ในสภาวะปกติถ้าเราให้แรงดันของครนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอสแล้วมอสเฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากชั้น N^+ และ P จะถูกไบแอสกลับแต่ ถ้าเราใส่แรงดันบวกระหว่างเกตกับซอส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้ว แรงดันบวกจะทำให้อิเล็กตรอนมาออกันที่ชั้น P ภายใต้เกิดเกิดเป็น N-channel เชื่อมระหว่างชั้น N^+ และ N^- เกิดเป็นกระแสที่ไหลจากเดรนไปยังซอส เนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟตชนิดนี้เกิดจากการไหลของอิเล็กตรอนผ่าน N-Channel ที่ทำงานใน Enhancement mode MOSFET ตัวเล็กๆแต่ละตัวสามารถทำงานได้อย่างอิสระ แต่มอสเฟตเหล่านี้จะถูกต่อขนานกันโดยการฉาบอลูมิเนียมที่ซอส

4.3 การทำงานของมอสเฟต

เมื่อป้อนแรงดันให้มีขนาดแรงดันที่เหมาะสม Polysilicon gate จะเหนี่ยวนำชั้นกันข้ามของ diffuse channel region ซึ่งแสดงโดย r_{CH} ในรูปที่ 4.3 จะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอส สำหรับแรงดันค่าน้อยๆที่ป้อนให้เดรนและซอส กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างติเนียร์เมื่อแรงดันเดรนเพิ่มขึ้น กระแสเดรนจะอิ่มตัวเป็นสัดส่วนกำลังสองของแรงดันเกิดกับซอส



รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานของมอสเฟต

4.4 กำลังสูญเสียในรูปความร้อน

กำลังสูญเสียในรูปความร้อนที่เกิดขึ้นในมอสเฟตขณะทำงานจะเป็นได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกันกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูงกว่า รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟต

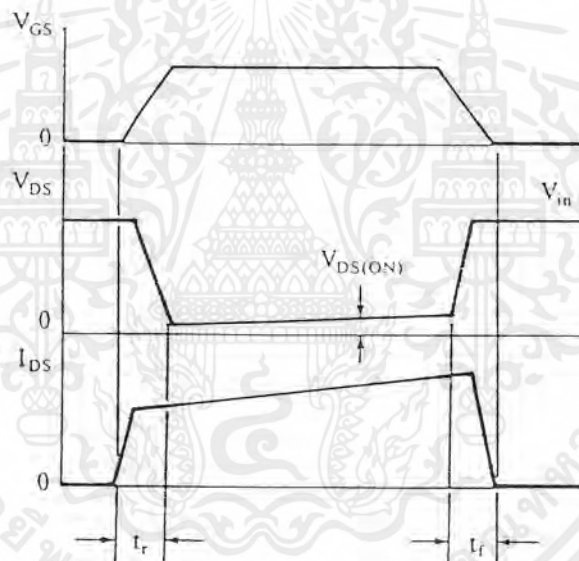
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำงานเป็นสวิตช์ถึงแม้ว่าช่วงเวลานำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักจะถูกใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 kHz การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันมาก จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังนี้ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad (4-2)$$

$$P_{SW(on)} = [0.5I_{pk}(on) * V_{in} * t_r] / T \quad (4-3)$$

$$P_{SW(off)} = [0.5I_{pk}(off) * V_{in} * t_r] / T \quad (4-4)$$



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อม

เมื่อ	$P_{SW(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส
	$P_{SW(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	P_C	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_{pk(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$I_{pk(off)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำหยุดกระแส
$I_{D(rms)}$	คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(on)}(T_j)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอสที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงาน
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส

4.5 การขับเคลื่อนของมอสเฟต

ลักษณะสมบัติทางด้านขาเข้าของมอสเฟตนั้นจะมีความแตกต่างกับคุณสมบัติด้านขาเข้าของบิเจท์ กล่าวคือ กระแสออกของบิเจท์นั้นจะควบคุมด้วยกระแสเบส ส่วนกระแสออกของมอสเฟตนั้นจะถูกควบคุมด้วยแรงดันของเกต นอกจากนั้นแล้วความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตจะมีค่าสูงมาก คืออยู่ในช่วงจิกะโอห์ม ซึ่งทำให้กระแสมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับบิเจท์ ดังนั้นการควบคุมมอสเฟตจึงใช้กำลังต่ำกว่ามากๆ คุณสมบัติอันนี้นับว่าเป็นไปข้อได้เปรียบของมอสเฟตเมื่อเทียบกับบิเจท์ ในสภาวะอยู่ตัววันนี้กระแสที่ใช้ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตจะมีค่าน้อยมาก คืออยู่ในช่วงนาโนแอมป์ เนื่องจากความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตมีค่าสูงขึ้นถึงจิกะโอห์มซึ่งทำให้ดูเหมือนกับว่าเราสามารถขับเคลื่อนของมอสเฟตได้ โดยวงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสออกได้เป็นนาโนแอมป์แต่ในความจริงแล้วการนำกระแส (Turn on) หรือการหยุดนำกระแส (Turn off) เพาเวอร์มอสเฟตนั้นเราจะต้องซาร์จหรือดิซซาร์จ ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของเพาเวอร์มอสเฟต จากแรงดันระดับหนึ่งไปสู่แรงดันระดับหนึ่ง ซึ่งความเร็วในการนำกระแสด้านขาเข้าของมอสเฟต ถ้าเราต้องการให้สวิตช์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว เราจะต้องใช้วงจรขับที่มีความต้านทานขาออกต่ำที่สามารถจ่ายหรือรับกระแสในตอนที่สวิตช์มอสเฟตได้สูง ทั้งนี้ความเร็วในการสวิตช์ของมอสเฟตจะลดลงตามความต้านทานขาออกของวงจรขับเกต

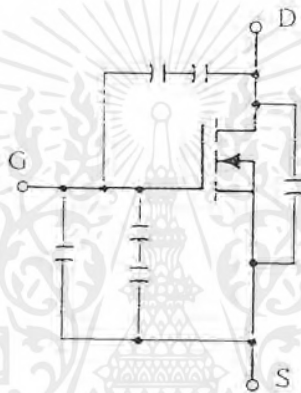
เนื่องจากเกตของมอสเฟตจะถูกแยกออกจากช่องนำกระแสด้วยชั้นบางๆของซิลิกอนไดออกไซด์ (Silicon dioxide) ซึ่งถ้าแรงดันระหว่างขาเกตกับซอสซึ่งมีค่าสูงเกินไปอาจทำให้ฉนวนนั้นทะลุและทำให้มอสเฟตเสียหายได้ ดังนั้นผู้ผลิตมักจะบอกแรงดัน V_{GS} สูงสุดของมอสเฟตมาให้ซึ่งโดยทั่วไปมักจะมีค่า 20 โวลต์ และในวงจรขับเกตโดยทั่วไปจะมีการจำกัดแรงดัน V_{GS} โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาด 20 โวลต์สองตัวมาต่ออนุกรมกันโดยต่อเอาโนดหรือคาโอดเข้าด้วยกันและต่อคร่อมเกตกับซอส เพื่อจำกัดซอสไม่ให้เกิน 20 โวลต์ นอกจากนี้บางครั้งจะมีการต่อคร่อมความต้านทานเชื่อมระหว่างเกตกับซอสเพื่อป้องกันการนำกระแสของมอสเฟต โดยไม่เจตนาทั้งนี้เราเปิดวงจรเอาไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เก็บประจุด้านขาเข้าของมอสเฟตอาจจะถูกชาร์จโดยกระแสรั่วไหล (Leakage current) ทำให้แรงดันระหว่างเกตกับซอสมีค่าสูงกว่า V_{GS} ซึ่งทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ความต้านทานระหว่างเกตกับซอสจะเป็นทางผ่านของกระแสรั่วไหล และรักษาไม่ให้แรงดันระหว่างเกตกับซอสสูงกว่า V_{GS}

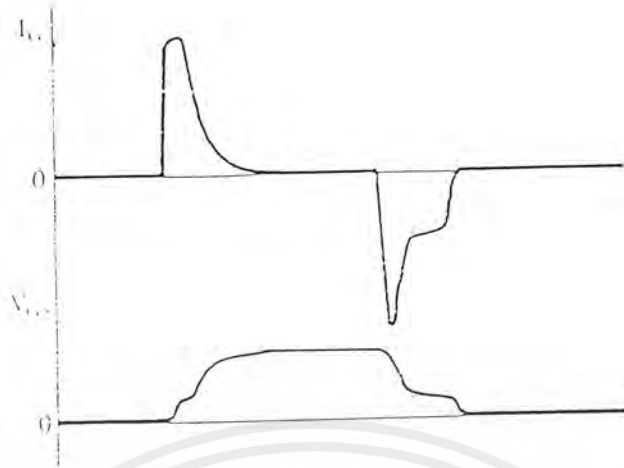
4.6 ค่าความจุไฟฟ้า (Input Capacitor)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบขาต่างๆของมันดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

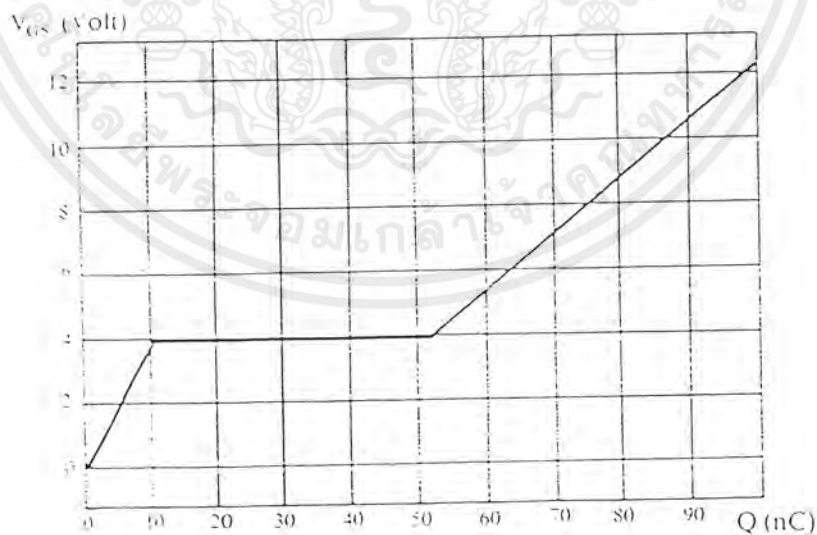
ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.6 โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัส

4.7 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในกระดาษชิตด้วย (รูปที่ 4.7) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบอัสและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



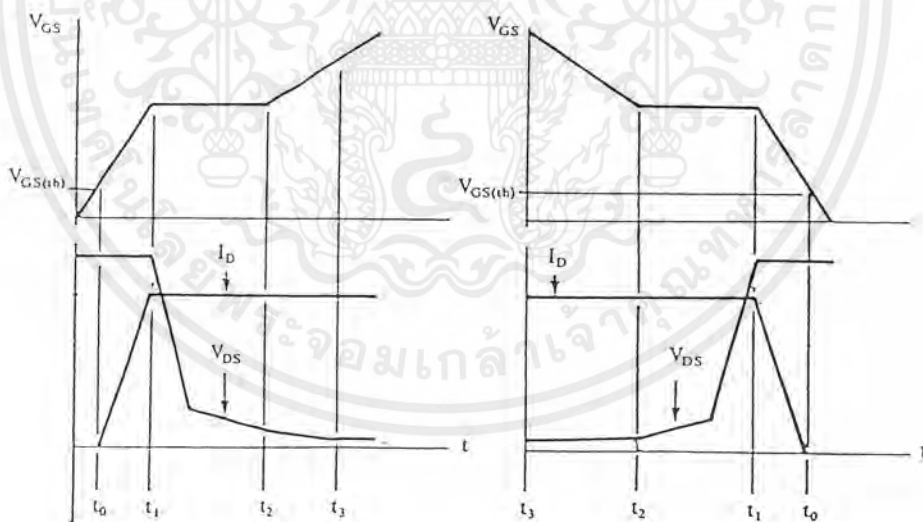
รูปที่ 4.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟ จะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น คือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 - t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 - t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขาร์จประจุ ที่ขาเกตจนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่าแรงดันที่ขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มนำกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90% จนเหลือเพียง 10% ของแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้เต็มที่ในช่วงนำกระแส $t_1 - t_2$ นี้เองและแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ดังแสดงในรูปที่ 4.8 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกินค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา $t_2 - t_3$ แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดความหน่วงขณะเริ่มนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.8 แสดงการขาร์จประจุที่ขาเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายกว่าด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแสและถ้าขนาดกระแสขั้วประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา $t_2 - t_1$ การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้ง

จากกราฟในรูปที่ 4.7 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_2 ได้จาก

$$t = Q_G / I_G \quad (4-5)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟเป็นคูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ขั้วประจุที่ค่ากระแสที่เป็นแอมป์

4.8 พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นอาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะ คือ

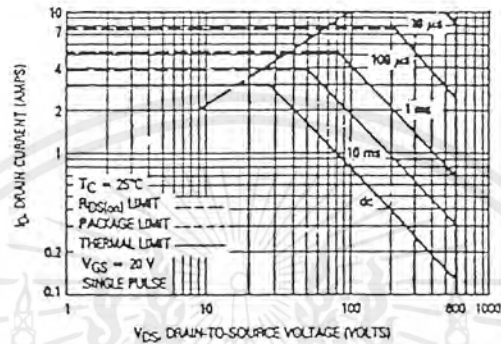
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมแตรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสแตรน I_D สูงสุดที่สามารถผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหายได้ (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตแสดงไว้ดังรูปที่ 4.9 และเช่นเดียวกับบีเจที การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไข ที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิกัดของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมทั้งการป้องกันการพังเสียหายได้ขณะทำงาน

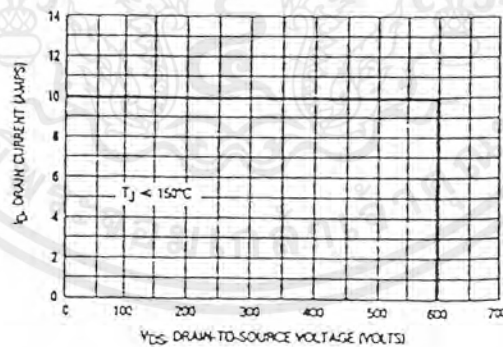
4.9 พิกัดปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operation Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดกระแสและแรงดันใช้งานแรงดันที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะการใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในเวลาช่วงเริ่มนำกระแสและช่วงหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต เช่นเดียวกับกราฟ FBSOA ของบีเจที ตัวอย่าง SSOA แสดงไว้ในรูปที่ 4.10 และเมื่อเทียบกับกราฟ FBSOA ของบีเจทีแล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่าและขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสเดรน I_D สูงสุดเท่านั้น



รูปที่ 4.9 แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.10 แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 กระแสสูงสุดใช้ในการขับมอสเฟต

กระแสสูงสุดที่ต้องการในการขับขาของมอสเฟต สามารถคำนวณจากค่าของประจุที่ต้องการ โดยเกิดจากค่าตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในคาบการสวิตชิง

ค่าของกระแสที่เพิ่มขึ้นสามารถทำการชาร์จประจุได้เท่ากับ

$$Q = \frac{I_p \times t_{on}}{2} \quad (4-6)$$

ซึ่ง $t_{on} = t_d + t_x + t_f$

ประจุทั้งหมดที่ต้องการในการสวิตชิง เท่ากับ

$$Q = C_{iss} \left[V_{g(th)} - \frac{I_d}{g_m} \right] - C_{rss} [V_{DD} - V_{g(th)}] - C_{rss} V_{g(th)} \quad (4-7)$$

ซึ่ง C_{rss} เป็นค่าของตัวเก็บประจุระหว่างขาเกตกับขาเดรนหลังจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันในระหว่าง การ turn-on ของสวิตซ์ ดังนั้นจะคำนวณหาค่ากระแสสูงสุดที่ใช้ในการสวิตชิงได้จาก

$$I_p \approx \frac{2}{t_{on}} \left[C_{iss} \left(2.5V_{g(th)} + \frac{I_d}{g_m} \right) + C_{rss} (V_{DD} - V_{g(th)}) \right] \quad (4-8)$$

ตัวอย่างเช่น มอสเฟตเบอร์ UFN150 ถูกนำมาใช้ใน buck regulator แรงดัน $V_{DD} = 40$ V กระแส $I_d = 40$ A เวลาที่ใช้ในการสวิตชิง 50 ns ซึ่งสามารถคำนวณกระแสที่ใช้ในการขับเกตของมอสเฟตได้จาก

$$C_{iss} = 2000 \text{ pF}$$

$$t_{on} = 50 \text{ ns}$$

$$C_{rss} = 350 \text{ pF}$$

$$V_{DD} = 40 \text{ V}$$

$$V_{g(th)} = 3 \text{ V}$$

$$I_d = 10 \text{ A}$$

$$g_m = 4 \text{ s}$$

ดังนั้น

$$I_p = \frac{2}{50 \times 10^{-9}} \left[2000 \times 10^{-12} \left(2.5 \times 3 + \frac{10}{4} \right) + 350 \times 10^{-12} (40 - 3) \right]$$

$$I_p = 1.32 A_{peak}$$

ซึ่งค่ากระแสสูงสุดซึ่งมีค่าสูงมาก เพื่อให้มอสเฟตสามารถทำการสวิตชิ่งได้เร็ว การสวิตชิ่งแบบนี้ต้องใช้ไอซีที่ทำหน้าที่เป็น ไอซีที่ขับมอสเฟตโดยเฉพาะซึ่งจะจ่ายกระแสและรับกระแสค่าสูงๆ ได้ ไอซีนี้ได้แก่ เบอร์ DS0026, UC3705, MC1472 เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ทฤษฎีและการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ เพื่อใช้งานในวงจรอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์นั้นมีการออกแบบได้ 2 วิธี คือ

5.1 Area Product A_p Approach

วิธีแรกเป็นการออกแบบที่ใช้การกำหนดคุณสมบัติที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งเป็นกำลังงานที่สูญเสียของ Cu loss (P_{Cu}) ให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำทองแดงที่ใช้พันบนแกนสารแม่เหล็ก ส่วนวิธีที่สอง K_g Approach เป็นการออกแบบที่มีการกำหนดคุณสมบัติที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูงให้อยู่ในรูปของกำลังสูญเสียของขดลวดทองแดง Cu loss (P_{Cu}) โดยตรง ตั้งแต่เริ่มต้น โดยออกแบบทั้ง 2 วิธี มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน โดยการออกแบบ A_p Approach จะต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ J (Current Density) ให้เหมาะสมก่อนแล้วจึงดำเนินการออกแบบ ถ้า J มีค่ามากไปก็จะส่งผลทำให้ Cu loss (P_{Cu}) มีค่ามากกว่า ต้องเลือกค่า J ใหม่ แล้วดำเนินการตามขั้นตอนคำนวณใหม่ตั้งแต่ต้น ซึ่งเป็นการออกแบบที่เสียเวลามาก แต่ถ้ามีความชำนาญในการออกแบบ ก็จะกำหนดค่าไปได้อย่างเหมาะสมตั้งแต่ต้น โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตรซึ่งตามปกติทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดให้ทราบ

$$A_p = WXS \quad (5-1)$$

โดย W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง

S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่โดยรอบ

5.2 Core geometry K_g Approach

ส่วนการออกแบบ K_g Approach ต้องเลือกค่า Cu loss (P) ตั้งแต่เริ่มการคำนวณดังนั้นจึงไม่ค่อยประสบปัญหามากนัก เนื่องจากกำลังสูญเสีย (Core Loss & Copper Loss) จะถูกกำหนดในตอนเริ่มต้นการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้งาน จึงไม่ค่อยยุ่งยากมากนักในการออกแบบ โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตร ซึ่งโดยทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดมาให้ทราบ และแจ้งมาให้ทราบ

$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (5-2)$$

โดย W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง

S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่ในโดยรอบ

t เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L_c)

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง มีหลายสิ่งที่จะต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะเป็นการเลือกอุปกรณ์ ข้อกำหนดหรือขีดจำกัดต่างๆ ซึ่งจะกล่าวถึงดังนี้

5.3.1 การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และ ขนาดของแกนแม่เหล็กที่นำมาใช้งาน ในที่นี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์

2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และ จำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ

3. ชนิดและลักษณะฉนวนของลวดตัวนำ

4. ลักษณะโครงสร้างของ Case ตลอดจนการระบายความร้อน

5.3.2 ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ

2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแส และ แรงดัน

3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิเพิ่มขึ้น (Temperature rise) ที่ได้จากการพัน

5.3.3 ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก (B_{MAX}) แกนเฟอร์ไรต์ใช้ไม่เกิน 0.6 เทสลา ซึ่งค่าของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ อาจถูกกำหนดโดยกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็ก (Core Loss) หรือ การอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก (Saturation Core) ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดไหนที่ให้ค่า B_{MAX} ที่ต่ำกว่า จากกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กต่อน้ำหนัก ดังนั้นเมื่อทราบถึงความถี่ที่ใช้งาน และทราบถึงกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กที่ยอมรับได้ ก็เป็นผลให้ทราบถึงค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดได้เช่นกัน แต่ทั้งนี้ค่าดังกล่าวต้องไม่มากไปกว่าค่าอิ่มตัวของแกนแม่เหล็กที่ใช้ซึ่งขึ้นอยู่กับสารแม่เหล็กที่ใช้มาทำแกนแม่เหล็ก

2. กำลังสูญเสียในขดลวด Copper loss P_{CU} การเลือกค่ากำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ มีความสำคัญต่อการออกแบบโดยวิธี K_u Approach ซึ่งในการออกแบบจะมีการกำหนด กำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ เมื่อคำนวณ หาขนาดของแกนแม่เหล็กได้โดยอาศัยค่า P_{cu} เกินไปหรือไม่ซึ่งต้องปรับค่า P_{cu} ให้เหมาะสมกับขนาดแกนแม่เหล็กที่ใช้งาน ทั้งนี้ค่า P_{cu} ที่ยอมรับให้มีได้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ หรือ หม้อแปลงโดยทั่วไปแล้วมักมีค่าอยู่ในช่วง 0.5 - 1.5 เปอร์เซ็นต์ ของกำลังที่ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำ หรือหม้อแปลง

3. ค่าความต้านทานจำเพาะของเส้นลวดทองแดง (ρ) ค่านี้ เป็นคุณสมบัติของทองแดงที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ โดยกำหนดให้อุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำขณะมีภาระ (load) เต็มที่มีค่าประมาณ 60 องศาเซลเซียส ค่า ρ มีค่าเท่ากับ $1.72E-08$ โอห์ม-เมตร

4. สัมประสิทธิ์การใช้ช่องหน้าต่างของแกนแม่เหล็ก (Window Utilization Factor : k) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่บ่งบอกถึงเปอร์เซ็นต์ของการใช้พื้นที่ในการพันขดลวดรอบแกนแม่เหล็กได้ เทียบกับพื้นที่ที่แกนแม่เหล็กนั้นสามารถให้พื้นที่ได้ ทั้งนี้ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับรูปร่างของแกนแม่เหล็ก ขอบบั้น วิธีการพัน ผนวที่ห่อหุ้มทองแดงรวมไปถึงการพันที่แน่นหนาเพียงไรด้วยซึ่งโดยปกติจะอยู่ในช่วง 0.3 - 0.6

5. ปรากฏการณ์กระแสเฉพาะที่ผิวลวดตัวนำ (Skin effect) ทั้งนี้เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านลวดตัวนำ จะมีผลให้ความหนาแน่นกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของการปริมาณการไหลของกระแสในขดลวดตัวนำย่อมนำให้เกิดความไม่สมดุลย์ของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Electromotive forces : emf's) บนพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ โดยที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กนั้นจะมีทิศทางที่ขัดขวางการไหลของกระแส และ จะมีผลมากที่สุดตรงจุดศูนย์กลางของขดลวดตัวนำ ทั้งนี้ ปรากฏการณ์นี้จะมีผลมากขึ้นเมื่อความถี่ที่กระแสไหลผ่านขดลวดตัวนำมีความถี่ที่สูงขึ้น

5.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry K_g Approach

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้กำลังการสูญเสียของขดลวดทองแดง P_{cu} เป็นตัวกำหนดสามารถพิสูจน์ได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda = N\phi = NI_{peak} \quad (5-3)$$

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{SN} = NI_{peak} \quad (5-4)$$

จะได้

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max}S} \quad (5-5)$$

$$A_w = \frac{kW}{N} \quad (5-6)$$

$$l = Ni \quad (5-7)$$

$$R_w = \frac{\rho l}{A_w} = \frac{\rho N^2 t}{kW} \quad (5-8)$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R_w \quad (5-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูป P_{cu}

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \rho \frac{L^2 I_{peak}^2}{B_{max}^2 S^2} \times \frac{t}{kW} \quad (5-10)$$

จะได้ว่า

$$\frac{L^2 I_{peak}^2}{B_{max}^2 S^2} = N^2 \quad (5-11)$$

จาก

$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (5-12)$$

จะได้

$$K_{gr} = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho \left[\left(\frac{1}{2} \right) (LI_{rms}^2) \right] \left[\left(\frac{1}{2} \right) (LI_{peak}^2) \right]}{kB_{max}^2 P_{cu}} \cdot m^5 \quad (5-13)$$

โดยที่

- ρ เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่าเท่ากับ $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega$
- R_w เป็นความต้านทานรวมของขดลวดที่ใช้พันรอบแกนเหล็ก
- L เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องออกแบบ
- I_{rms} เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
- I_{peak} เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
- K เป็นค่าสัมประสิทธิ์ช่องหน้าต่าง หรือ ค่าขีดจำกัดหน้าต่างมีค่า 0.1- 0.6
- B_{max} เป็นค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้สำหรับแกนเฟอร์ไรต์มีค่าไม่เกิน 0.6T
- P_{cu} เป็นค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง
- W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง
- S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ
- l เป็นความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องการใช้ในการพันขดลวด
- t เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนเหล็ก 1 รอบ
- A_w เป็นพื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดง
- N เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนเหล็ก
- N_{wire} เป็นจำนวนเส้นของขดลวดทองแดงที่ต้องพันพร้อมกัน
- f เป็นความถี่ที่ต้องการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ขั้นตอนในการออกแบบ

1. จากข้อกำหนดดังกล่าว และ ขีดจำกัดคำนวณหาค่า K_{gr} ได้จาก

$$K_{gr} = \frac{WS^2}{l} = \frac{4\rho \left[\left(\frac{l}{2} \right) (LI_{rms}^2) \right] \left[\left(\frac{l}{2} \right) (LI_{peak}^2) \right]}{kB_{max}^2 P_{cu}} : m^5 \quad (5-14)$$

2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า K_g มากกว่า K_{gr} ที่ได้จากการคำนวณเพื่อที่จะได้สามารถพันขดลวดทองแดงรอบแกนแม่เหล็กได้และเป็นการรับรองว่าขนาดแกนแม่เหล็กสามารถจ่ายกำลังได้ตามค่ากระแส และ แรงดันที่ตักคร่อม ทั้งนี้ค่า K_g สามารถหาได้จากคู่มือรายละเอียดและการใช้งานแกนแม่เหล็กได้จากสูตร

$$K_g = \frac{WS^2}{l} : m^5 \quad (5-15)$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} : turn \quad (5-16)$$

4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$A_w = \frac{kW}{N} : m^2 \quad (5-17)$$

5. เลือกขนาดหรือเบอร์ของขดลวดตัวนำ โดยปกติจะแบ่งขนาดตามหน่วย AWG ทั้งนี้ต้องเลือกขนาดของขดลวดตัวนำที่มี A_w ที่มากกว่า A_w ที่ได้จากการคำนวณในข้อที่ 4 และต้องเลือกรัศมีของขดลวดทองแดงให้เล็กกว่าความลึกการไหลของค่ากระแสบนผิวขดลวดตัวนำ (skin depth) โดยหาได้จากสูตร

$$\delta = \frac{6.6l}{\sqrt{f}} \quad (5-18)$$

6. คำนวณช่องว่างอากาศ (air gap) ได้จากสูตร

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L} \quad : m \quad (5-19)$$

7. ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กกระจายโดยรอบที่ขอบหน้าตัดแกนแม่เหล็กทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศมีมากขึ้น (Fringing Flux Correction Factor : F) สามารถหาได้จากสูตร

$$F = 1 + \frac{l_g}{S} \ln \frac{2G}{l_g} \quad (5-20)$$

8. ปรับลดค่า l_g จนได้ค่า L ที่ต้องการ



บทที่ 6

การออกแบบและการคำนวณ

6.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L2)

ค่าความเหนี่ยวนำ (L2) เท่ากับ $31.42 \mu\text{F}$ กระแส $5.7 \text{ A}_{\text{rms}}$

$$K_g = \frac{4\rho(0.5LI_p^2)(0.5LI_{\text{rms}}^2)}{kB_{\text{max}}^2 P_{\text{cu}}}$$
$$= \frac{4 \times 2 \times 10^{-8} (0.5 \times 31.4 \times 10^{-6} \times 8^2) (0.5 \times 31.4 \times 10^{-6} \times 5.7^2)}{0.1 \times 0.08^2 \times 1}$$
$$= 6.4 \times 10^{-11} \text{ m}^5$$

เลือกแกน EI-22, $W = 49.08 \text{ mm}^2$, $S = 24.4 \text{ mm}^2$, $t = 42.5 \text{ mm}$.

K_g ของแกน EI-22 มีค่า $\frac{WS^2}{t} = 6.9 \times 10^{-11} \text{ m}^5$

$$N = \frac{LI_p}{B_m S}$$

$$= \frac{(31.4 \times 10^{-6}) \times 8}{0.08 \times 24.4 \times 10^{-6}}$$

$$= 128.68 \approx 129$$

รอบ

$$A_w = \frac{kW}{N}$$

$$= \frac{0.1 \times 49.08 \times 10^{-6}}{129} = 0.038 \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Skin Depth

$$\begin{aligned}\sigma &= \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \\ &= \sqrt{\frac{2 \times 2 \times 10^{-8}}{4\pi \times 10^{-7} \times 2\pi \times 10^{-6}}} \\ &= 71.18\end{aligned}$$

เลือกเบอร์ลวด SWG39 ที่มีพื้นที่หน้าตัดและเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.01370 mm^2 และ 0.1321 mm ตามลำดับซึ่งมีรัศมีน้อยกว่าค่า Skin Depth

$$\text{จำนวนเส้นที่ตีเกลียว} = \frac{0.038}{0.0137} \approx 3 \text{ เส้น}$$

$$A_{ws} = 3 \times 0.0137 = 0.0411 \text{ mm}^2$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{2L}$$

$$= \frac{129^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 24.4 \times 10^{-6}}{2 \times 31.4 \times 10^{-6}}$$

$$= 8.21 \text{ mm.}$$

6.2 การออกแบบพารามิเตอร์วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter

- Quality Factor = 7
- ความถี่ใช้งาน 1 MHz
- แรงดันขาเข้าไฟตรง 150 โวลต์
- Duty Cycle 0.5
- กำลังขาออก 460 watt

สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_i = \left(\frac{8}{\pi^2 + 4} \right) \left(\frac{V_{DC}^2}{P_o} \right) = 0.5768 \times \frac{150^2}{460} = 28.21$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)\omega R_i} = \frac{0.1836}{2\pi \times 10^6 \times 28.21} = 1.04 \text{ nF}$$

$$C = \frac{1}{\omega R_i (Q_L - 1.1525)} = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times 28.21(7 - 1.1525)} = 0.96 \text{ nF}$$

$$L = \frac{Q_L R_i}{\omega} = \frac{7 \times 28.21}{2\pi \times 10^6} = 31.42 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_f \geq \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_i}{f} = \frac{2 \times 3.47 \times 28.21}{10^6} \geq 0.2 \text{ mH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

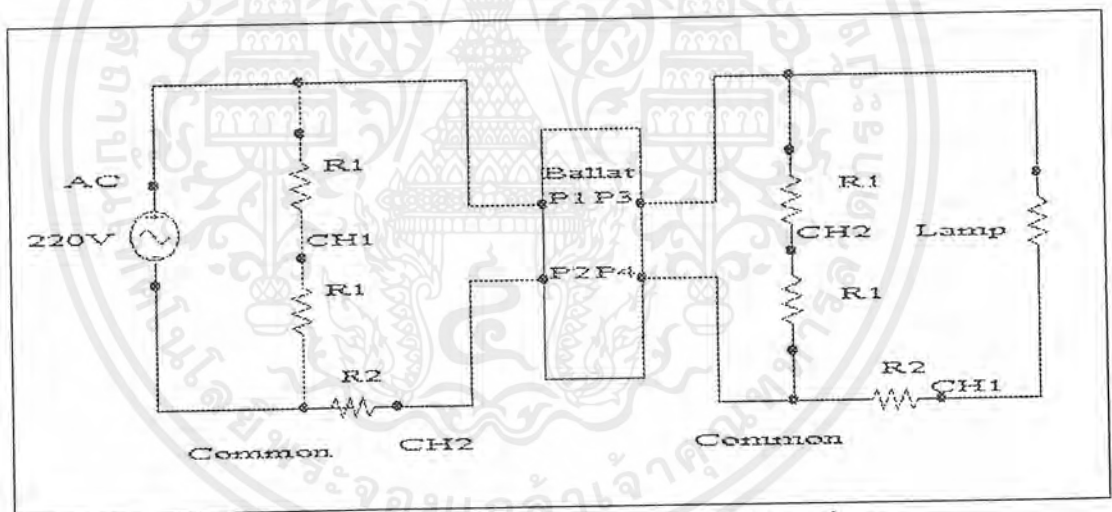
การทดลองและผลการทดลอง

7.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 7.1 เพื่อวัดค่าแรงดันออก, กระแสออก, มุมเฟสและความถี่การทำงานของหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อนำค่าที่ได้มาใช้ในการออกแบบวงจรคลาสิค โดยมีค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$R1 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = 0.2 \text{ }\Omega$$



รูปที่ 7.1 แสดงการต่อวงจรในการทดสอบหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ผลการทดสอบ

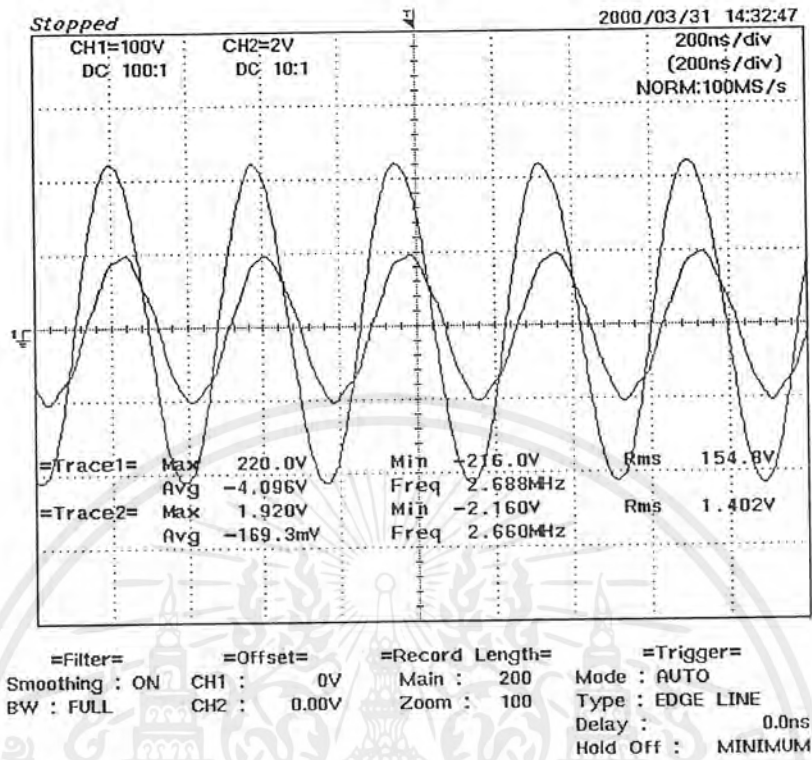
$$\text{แรงดันออก } (V_o)_{\text{rms}} = 155 \text{ V.}$$

$$\text{กระแสออก } (I_o)_{\text{rms}} = 6.7 \text{ A}$$

$$\text{มุมเฟส } (\phi) = 40^\circ \text{ lag}$$

$$\text{ความถี่ } (f) = 2.65 \text{ MHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



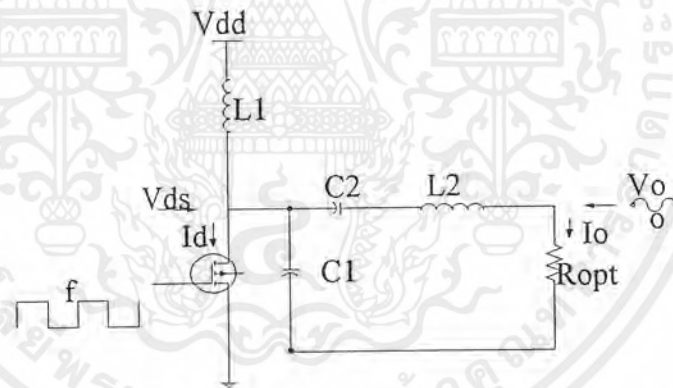
รูปที่ 7.2 แสดงแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟตรงขนาด 150 โวลต์ และกำลังไฟออก 460 วัตต์ ประสิทธิภาพ 90% ให้ค่ากระแสไหลผ่านโหลดเป็น มิลลิแอมป์ และใช้ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งเป็น 1 MHz และค่าความกว้างของสัญญาณความถี่เท่ากับ 0.5 จะได้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ดังนี้

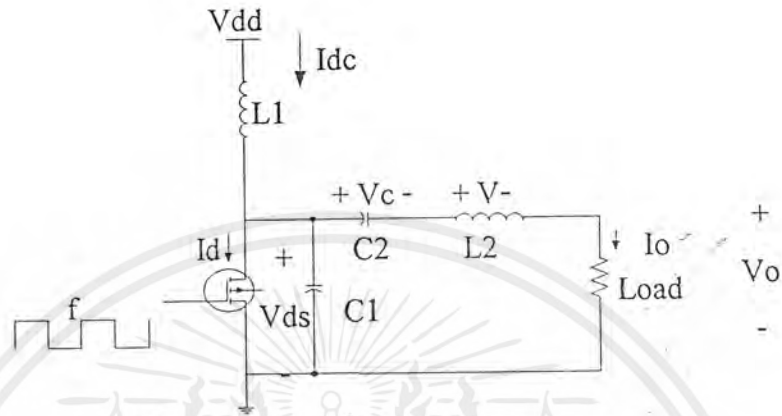
7.2 ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณและจากการทดลองจริง

ค่าที่ได้จากการคำนวณ		ค่าจริงที่วัดและทำการทดลอง	
L1	≥ 0.2 mH	L1	= 0.3 mH
L2	= 31.42 μH	L2	= 25.4 μH
C1	= 1.04 nF	C1	= 1 nF
C2	= 0.96 nF	C2	= 1 nF
f	= 1 MHz	f	= 900 kHz
R _i	= 28.21 Ω	R _L	= 57.5 Ω
Switching Device	= IRFPG50		



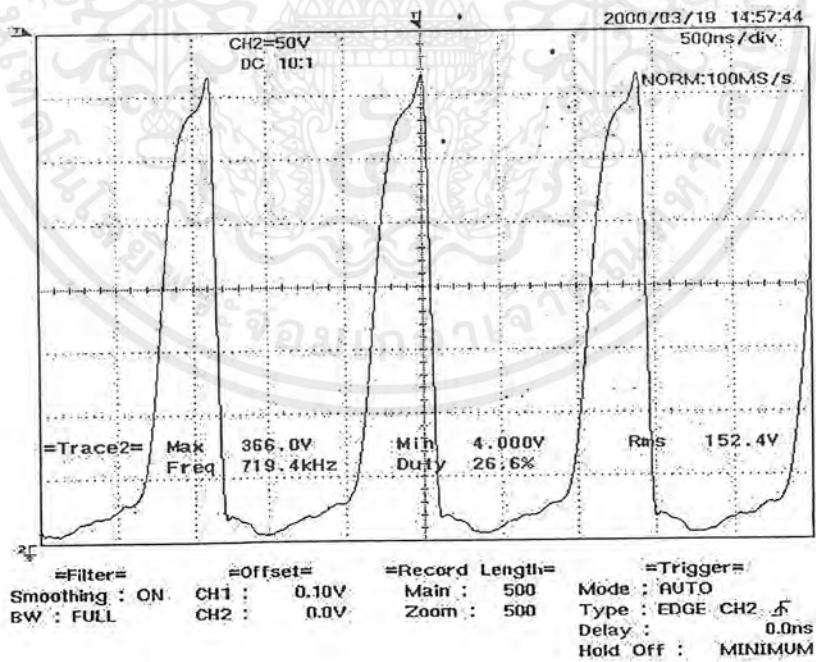
รูปที่ 7.3 วงจรกำเนิดความถี่สูงที่นำวงจรขยาย Class E มาประยุกต์ใช้

7.3 การวัดแรงดันและกระแส



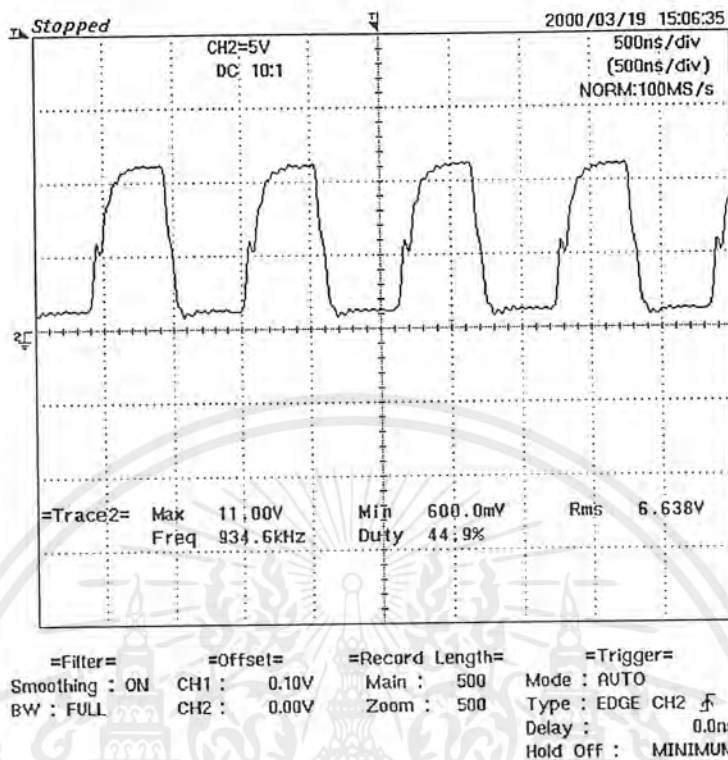
รูปที่ 7.4 แสดงวงจรที่ใช้วัดแรงดันและกระแส

จากวงจรที่ใช้งานซึ่งสามารถวัดสัญญาณแรงดันและกระแส ณ จุดต่างๆของวงจรโดยทำการวัดที่ระดับแรงดันไฟตรงเท่ากับ 150 โวลต์ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ใช้งาน แสดงดังภาพต่อไปนี้

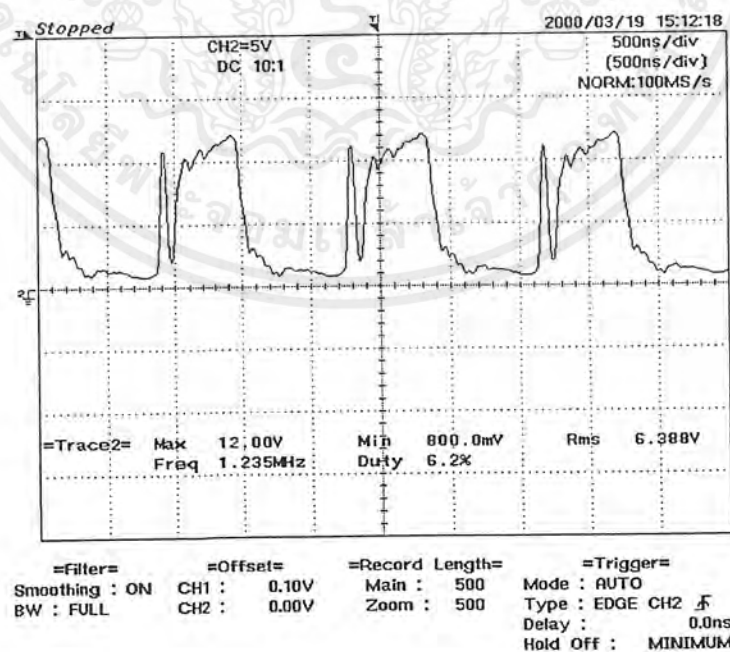


รูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม IRFPG50 โดยตั้ง probe*10

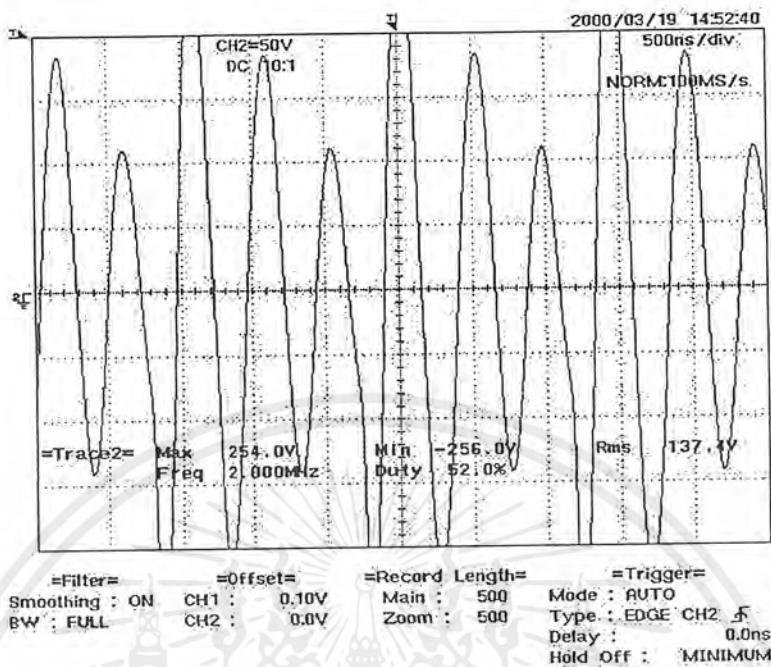
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



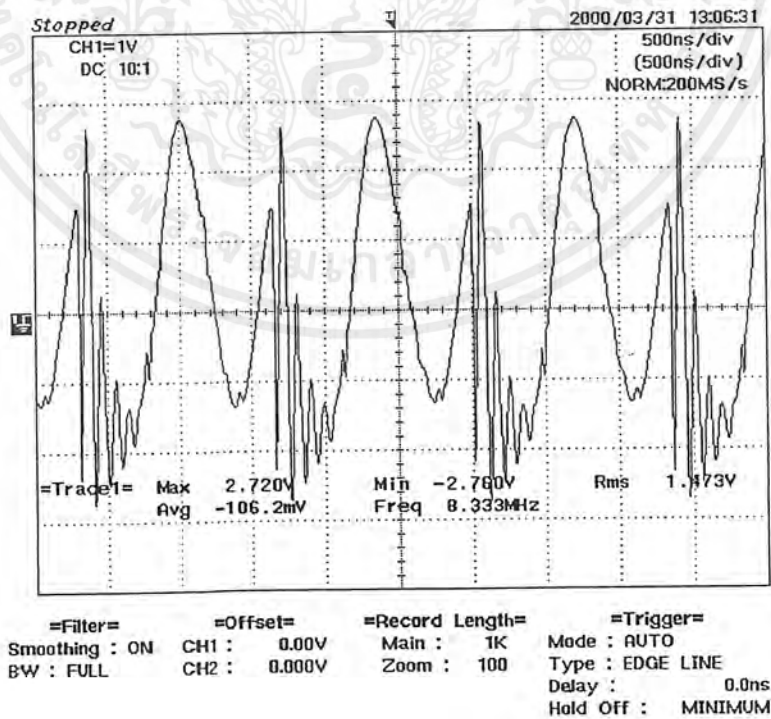
รูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันขั้วขาเกต IRFP50 โดยตั้ง probe*10



รูปที่ 7.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันขั้วขาเกต IRFP50 ขณะต่อหลอดไฟฟ้านีออนำ โดยตั้ง probe*10 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคกรวมหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยตั้งProbe*10



รูปที่ 7.11 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยตั้งProbe*10

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใบโฆษณาด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุป

8.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่าสามารถนำวงจรคลาสิคเริโซแนนท์อินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ในการขับโหลดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดสูงมากพอและกำเนิดสัญญาณกระแสความถี่สูงในช่วงที่โหลดทำงาน แต่สัญญาณที่ได้ยังไม่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ซึ่งทำให้มีผลกระทบต่ออายุการใช้งานของโหลด ซึ่งผลการทดลองยังไม่เป็นที่น่าพอใจนักเนื่องจากข้อจำกัดอุปกรณ์สวิตซ์ในการกำเนิดสัญญาณความถี่สูงและแรงดันที่อุปกรณ์จะทนได้ รวมทั้งกำลังสูญเสียในวงจรค่อนข้างสูง

8.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองมีข้อผิดพลาดในส่วนต่างๆของวงจรอยู่หลายประการ ซึ่งควรปรับปรุงให้ดีขึ้นดังนี้

1. เนื่องจากค่า C ในเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรมีค่าสูง ทำให้ต้องการกระแสป้อนเข้าที่ขาเกตมาก จึงอาจจะใช้มอสเฟตอีกตัวมาช่วยในการขยายสัญญาณกระแสป้อนเข้าที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

2. ในการทดลองได้ใช้ ICM7555 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ ซึ่งควรจะมีการต่อวงจรป้อนกลับ (Feedback Control) เพื่อคงความถี่ให้คงที่

3. ส่วนการขับเพาเวอร์มอสเฟตได้ใช้ DS0026 เป็นตัวขับสัญญาณ ซึ่งต้องใช้ถึง 3 ตัวจึงจะสามารถขับเพาเวอร์มอสเฟต จึงควรเลือกตัวขับเป็นไอซีแบบอื่นที่ใช้จำนวนน้อยกว่าก็สามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้

4. ควรแยกกราวด์วงจรกำลัง และวงจรควบคุมออกจากกัน เพราะเมื่อเกิดปัญหาเกี่ยวกับวงจรกำลัง วงจรควบคุมก็จะทำงานได้อย่างปลอดภัย สายไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรสวิตซ์ควรจะเป็นสายที่สั้น และไม่ควรเป็นสายคู่ขนานเพราะเป็นสายคู่ขนานเพราะเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนระบบอื่นๆ จึงควรตีเกลียวสายไปด้วยกันและตัดสายให้สั้นที่สุด

5. ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรต้องเป็นตัวเก็บประจุชนิดไม่มีขั้วหรือชนิดความถี่สูง (high frequency capacity)

6. ลวดที่นำมาใช้พันตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงควรมีขนาดเล็กมาตีเกลียว โดยขนาดของขด

ลวดแต่ละเส้นต้องมีรัศมีน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า skin depth เพื่อป้องกันกระแสไหลเฉพาะบนผิวลวด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนเส้นที่นำมาตีเกลียวขึ้นอยู่กับกระแสที่ใช้ โดยให้พื้นที่หน้าตัดรวมของลวดนั้นสามารถทนกระแสได้นั้นได้

7. การวัดค่าออกมาเป็นตัวเลขไม่สามารถทำการวัดได้ เนื่องจากยังไม่มีเครื่องมือที่สามารถตรวจสอบสัญญาณที่ความถี่สูงๆ ได้

8.3 ข้อดีและข้อเสีย

8.3.1 ข้อดี

1. อุปกรณ์สวิทช์ซึ่งเป็นคลาสิคเริโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้อุปกรณ์น้อย
2. วงจรสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าความถี่สูง
3. ให้ประสิทธิภาพสูงที่ความถี่เรโซแนนท์
4. Quality factor ค่อนข้างสูงสำหรับอุปกรณ์กำลัง
5. วงจรหลักมีขนาดเล็ก เพราะใช้งานที่ความถี่สูง

8.3.2 ข้อเสีย

1. สัญญาณที่ได้มีสัญญาณรบกวน เนื่องจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงและไม่มีกรป้องกันที่ดีพอ
2. ยังไม่มีการควบคุมระบบปิดเพื่อให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น
3. วัดสัญญาณที่ความถี่สูงทำได้ยาก ไม่มีเครื่องมือมาตรฐานในการวัด
4. ในการทดลองหลอดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ถ้าไม่อยู่ในสภาวะที่เหมาะสมจะทำให้หลอดเกิดการเปลี่ยนแปลงและมีผลต่ออายุการใช้งานของหลอด

8.4 แนวทางในการพัฒนา

1. เนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูงจะมีสัญญาณรบกวนมาก ดังนั้นควรมีการป้องกันสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร
2. ควรทำการจัดหาอุปกรณ์ที่สามารถทำการวัดกระแสและแรงดันที่ความถี่สูงๆ ได้ เพื่อที่จะสามารถทราบค่าที่ถูกต้องและนำมาแก้ไขวงจรได้
3. ควรมีการศึกษาในส่วนของตัวกำเนิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มเติม เพื่อให้ทราบถึงองค์ประกอบที่มีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ของหลอด
4. ควรมีการใช้หม้อแปลงความถี่สูงแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของหลอดเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมกับวงจรคลาสิคเริโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งหม้อแปลงความถี่สูงนี้ต้องใช้แกนที่มีเนื้อสารเหมาะกับการใช้งานที่ความถี่สูงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

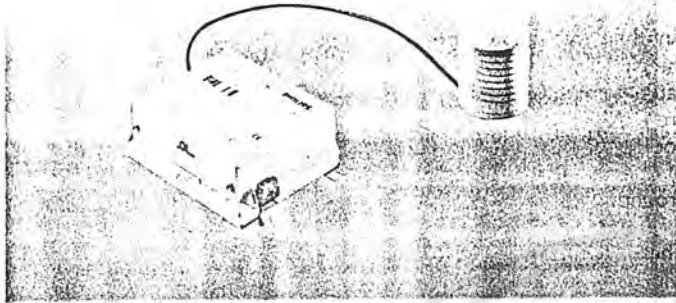
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The QL series are practically maintenance-free, ultra-long-lifetime lamps (60,000 hours < 20% failures) with electrodeless construction, based on induction and gas-discharge principles. Colour characteristics are comparable to "Super /80" fluorescent lamps, giving a pleasant light with high visual comfort. HF operation ensures instant, flicker-free starting with no stroboscopic effects. QL lamps are barely sensitive to voltage fluctuations. They are for 200 - 240 V operation. DC operation (200 - 240 V) is also possible.

Note:
Ultra-long lifetime is guaranteed when prescribed maximum permissible component temperatures are not exceeded during operation.

Applications
Many general and special lighting applications, for reducing maintenance inconvenience and related costs:

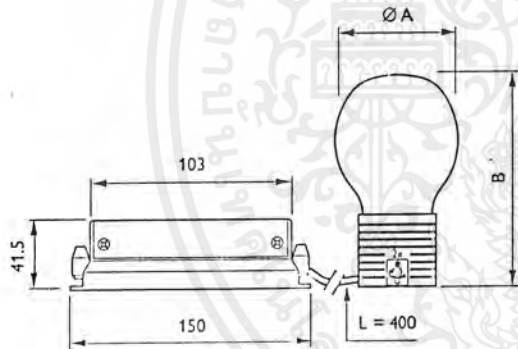
- Public buildings
- Public outdoor lighting
- Industrial applications



QL 65W



QL 55W



Type	A	B
QL 55W	85	140.5
QL 65W	111	180.5

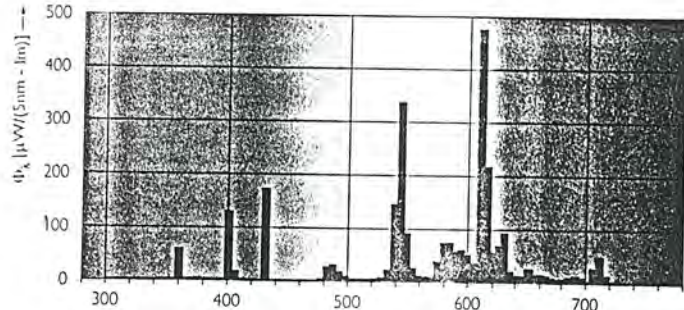
Dimensions in mm



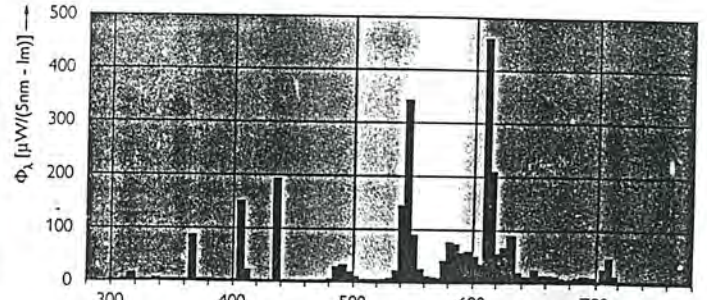
Type with lamp	QL 55W /827	QL 55W /830	QL 55W /840
Mains Voltage (V)	230	230	230
Mains frequency 47-63Hz (V)	185-255	185-255	185-255
System power	55	55	55
Powerfactor cos φ	≥ 0.9	≥ 0.9	≥ 0.9
Lumen output (lm)	3.500	3.500	3.500
Lamp efficacy (lm/W)	65	65	65
Colour temperature (K)	2.700	3.000	4.000
Colour rendering index	80	80	80
Average luminance (cd/cm ²)	6.5	6.5	6.5
Max. re-ignition time (s)	0.1	0.1	0.1
Burning position	universal	universal	universal
Min. temp. for reliable starting (°C)	-20	-20	-20
Ordering no.	9280 603 082..	9280 603 083..	9280 603 084..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

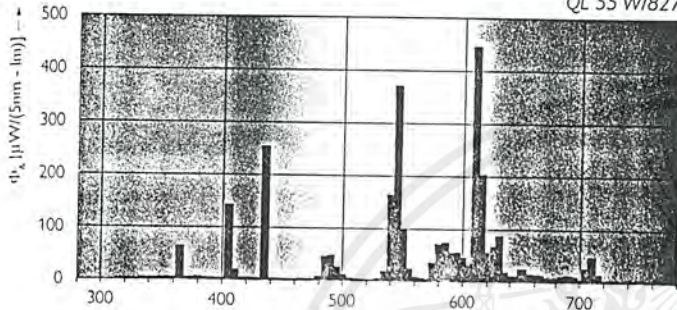
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง  **PHILIPS**



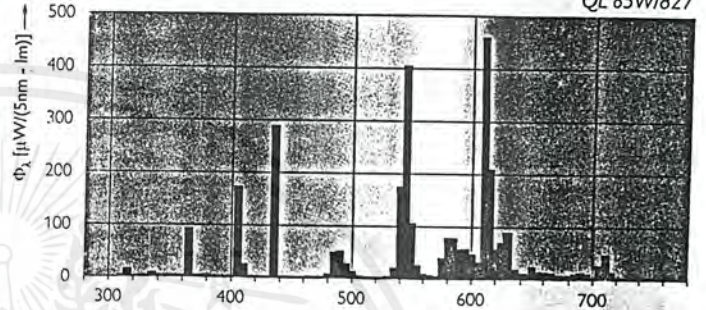
λ — nm
QL 55 W/827



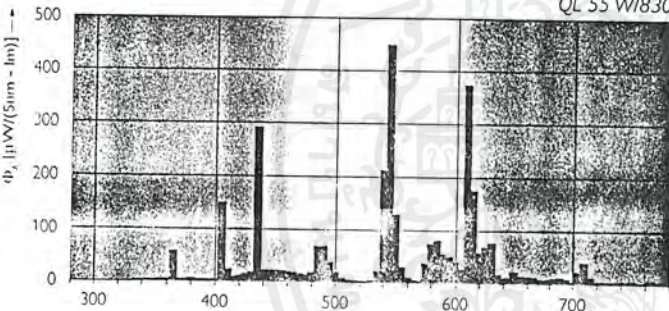
λ — nm
QL 85W/827



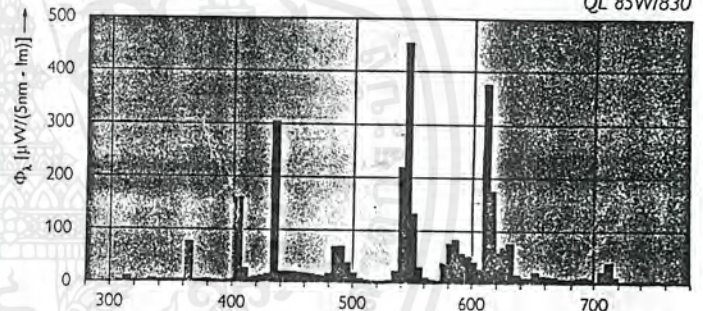
λ — nm
QL 55 W/830



λ — nm
QL 85W/830



λ — nm
QL 55 W/840



λ — nm
QL 85W/840



Type with lamp	QL 85W /827	QL 85W /830	QL 85W /840
Mains Voltage (V)	230	230	230
Mains frequency 47-63Hz (V)	185-255	185-255	185-255
System power	85	85	85
Powerfactor cos φ	≥ 0.9	≥ 0.9	≥ 0.9
Lumen output (lm)	6.000	6.000	6.000
Lamp efficacy (lm/W)	70	70	70
Colour temperature (K)	2.700	3.000	4.000
Colour rendering index	80	80	80
Average luminance (cd/cm)	6.5	6.5	6.5
Max. re-ignition time (s)	0.1	0.1	0.1
Burning position	universal	universal	universal
Min. temp. for reliable starting (°C)	-20	-20	-20
Ordering no.	9280 901 032..	9280 904 083..	9280 904 084..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้



PHILIPS

Fluorescent lamps

'TL'D Super /80 colours New Generation

Low-pressure mercury discharge lamps with preheat, switch-start operation.

'TL'D Super /80 colour lamps are produced with special fluorescent powder (/80 colours) to give a good colour rendering index (CRI >80) and a high efficacy.

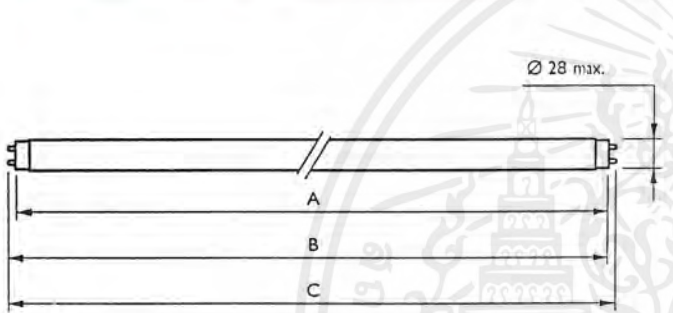
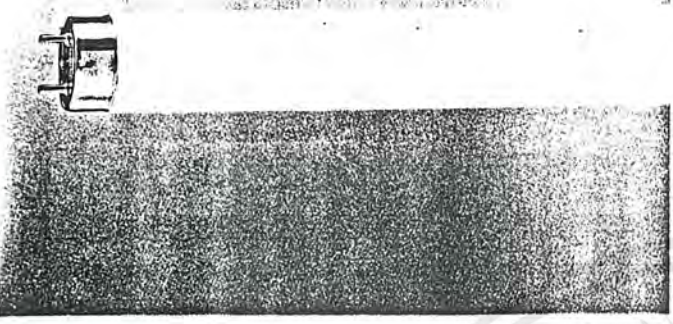
'TL'D Super /80 New Generation feature an advanced coating technology resulting in a very small lumen depreciation during lifetime, as well as a reduction of the mercury content by 80 per cent (3 mg mercury per lamp).

'TL'D Super /80 New Generation lamps can be used on conventional as well as on

HF gear; the efficacy on an HF system is higher.

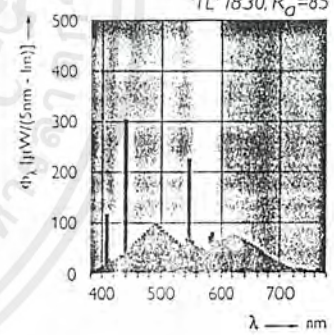
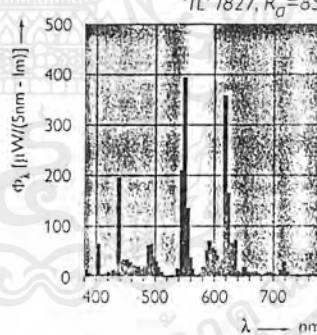
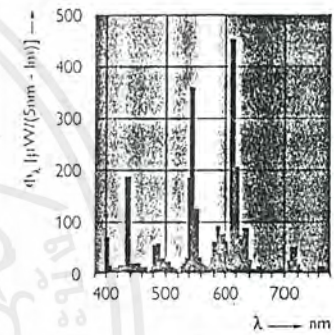
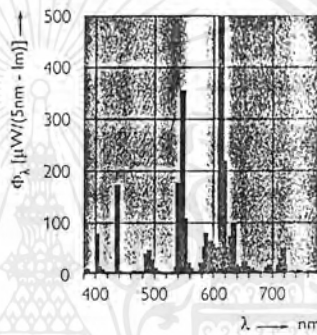
The lamps are available in the normal (sleeve-) packaging as well as in the so-called installer package. This packaging containing a minimum of packaging material, is especially designed for both initial and group re-lamping projects (easy handling and less waste material).

- Applications
- Offices, shops
 - Schools, hospitals
 - Restaurants and hotels
 - Industrial buildings



Dimensions in mm

Type	A max.	B min.	B max.	C max.
'TL'D 18W	589.8	594.5	596.9	604.0
'TL'D 36W	1199.4	1204.1	1206.5	1213.6
'TL'D 58W	1500.0	1504.7	1507.1	1514.2



Type	'TL'D 18W /827	'TL'D 18W /830	'TL'D 18W /840	'TL'D 18W /865	'TL'D 36W /827	'TL'D 36W /830
Lamp wattage (W)	18	18	18	18	36	36
Colour designation	Incand. light	Warm white	Cool white	Cool daylight	Incand. light	Warm white
Lumen output (lm)	1.350	1.350	1.350	1.300	3.350	3.350
Cap/base	G13	G13	G13	G13	G13	G13
Ordering No.	9279 200 827..	9279 200 830..	9279 200 840..	9279 200 865..	9279 210 827..	9279 210 830..

Type	'TL'D 36W /840	'TL'D 36W /865	'TL'D 58W /827	'TL'D 58W /830	'TL'D 58W /840	'TL'D 58W /865
Lamp wattage (W)	36	36	58	58	58	58
Colour designation	Cool white	Cool daylight	Incand. light	Warm white	Cool white	Cool daylight
Lumen output (lm)	3.350	3.250	5.200	5.200	5.200	5.000
Cap/base	G13	G13	G13	G13	G13	G13
Ordering No.	9279 210 840..	9279 210 865..	9279 220 827..	9279 220 830..	9279 220 840..	9279 220 865..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง



MAXIM General Purpose Timers

ICM7555/7556

General Description

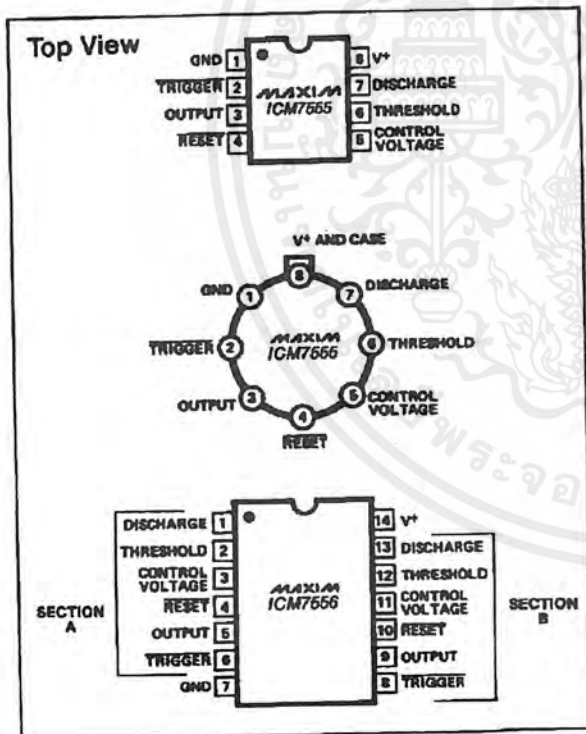
The Maxim ICM7555 and ICM7556 are respectively single and dual general purpose RC timers capable of generating accurate time delays or frequencies. The primary feature is an extremely low supply current, making this device ideal for battery-powered systems. Additional features include low THRESHOLD, TRIGGER, and RESET currents, a wide operating supply voltage range, and improved performance at high frequencies.

These CMOS low-power devices offer significant performance advantages over the standard 555 and 556 bipolar timers. Low-power consumption, combined with the virtually non-existent current spike during output transitions, make these timers the optimal solution in many applications.

Applications

Pulse Generator	Pulse Position Modulation
Precision Timing	Sequential Timing
Time Delay Generation	Missing Pulse Detector
Pulse Width Modulation	

Pin Configuration



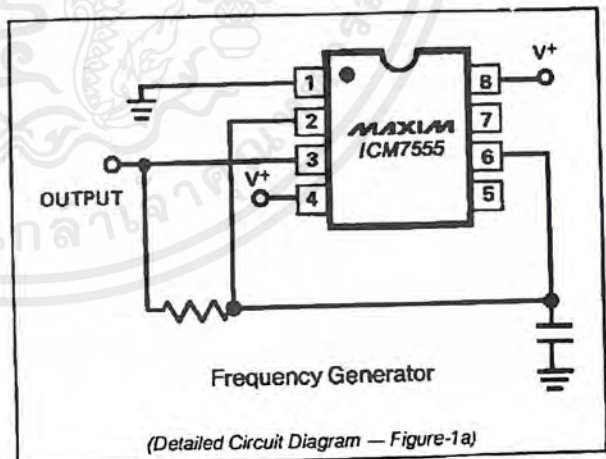
Features

- ◆ Improved 2nd Source! (See 3rd page for "Maxim Advantage™").
- ◆ Wide Supply Voltage Range: 2-18V
- ◆ No Crowbarring of Supply During Output Transition
- ◆ Adjustable Duty Cycle
- ◆ Low THRESHOLD, TRIGGER and RESET Currents
- ◆ TTL Compatible
- ◆ Monolithic, Low Power CMOS Design

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PACKAGE
ICM7555IPA	-20°C to +85°C	8 Lead Plastic DIP
ICM7555IJA	-20°C to +85°C	8 Lead Cerdip
ICM7555ITV	-20°C to +85°C	TO-99 Can
ICM7555MJA	-55°C to +125°C	8 Lead Cerdip
ICM7555MTV	-55°C to +125°C	TO-99 Can
ICM7555ISA	-20°C to +85°C	8 Lead Small Outline
ICM7555/D	0°C to +70°C	Dice
ICM7556IPD	-20°C to +85°C	14 Lead Plastic DIP
ICM7556MJD	-55°C to +125°C	14 Lead Cerdip
ICM7556ISD	-20°C to +85°C	14 Lead Small Outline
ICM7556/D	0°C to +70°C	Dice

Typical Operating Circuit



The "Maxim Advantage™" signifies an upgraded quality level. At no additional cost we offer a second-source device that is subject to the following: guaranteed performance over temperature along with tighter test specifications on many key parameters; and device enhancements, when needed, that result in improved performance without changing the functionality.

General Purpose Timers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage	+18 Volts
Input Voltage TRIGGER	
Control Voltage THRESHOLD	$<V^+ + 0.3V$ to $\geq -0.3V$
RESET	
Output Current	100mA
Power Dissipation ² ICM7556	300mW
ICM7555	200mW
Operating Temperature Range	
ICM7555/JA (Maxim)	-20°C to +85°C

ICM7555ISA (Maxim)	-20°C to +85°C
ICM7555IPA	-20°C to +85°C
ICM7555ITV	-20°C to +85°C
ICM7555IPD	-20°C to +85°C
ICM7555MTV	-55°C to +125°C
ICM7555MJD	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering (L) Seconds)	+300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V⁺ = +2 to +15 volts; T_A = 25°C, Unless Noted)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUE			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage	V ⁺	-20°C ≤ T _A ≤ +70°C -55°C ≤ T _A ≤ +125°C	2 3		18 18	V V
Supply Current ³	I ⁺	ICM7555 V ⁺ = 2V V ⁺ = 18V ICM7556 V ⁺ = 2V V ⁺ = 18V		60 120 120 240	200 300 400 600	μA μA μA μA
Timing Error		R _A , R _B = 1k to 100k, 5V ≤ V ⁺ ≤ 15V C = 0.1μF Note 4 Note 4				
Initial Accuracy		V ⁺ = 5V		2.0	5.0	%
Drift with Temperature		V ⁺ = 10V V ⁺ = 15V		50 75 100		ppm/°C
Drift with Supply Voltage		V ⁺ = 5V		1.0	3.0	%/V
Threshold Voltage	V _{TH}	V ⁺ = 5V	0.63	0.66	0.87	V ⁺
Trigger Voltage	V _{TRIG}	V ⁺ = 5V	0.29	0.33	0.34	V ⁻
Trigger Current	I _{TRIG}	V ⁺ = 18V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		50 10 1		pA pA pA
Threshold Current	I _{TH}	V ⁺ = 18V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		50 10 1		pA pA pA
Reset Current	I _{RST}	V _{RESET} = Ground V ⁺ = 18V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		100 20 2		pA pA pA
Reset Voltage	V _{RST}	V ⁺ = 18V V ⁺ = 2V	0.4 0.4	0.7 0.7	1.0 1.0	V V
Control Voltage Lead	V _{CV}	V ⁺ = 5V	0.62	0.66	0.67	V ⁺
Output Voltage Drop	V _O	Output Lo V ⁺ = 18V I _{SINK} = 3.2mA V ⁺ = 5V I _{SINK} = 3.2mA Output Hi V ⁺ = 18V I _{SOURCE} = 1.0mA V ⁺ = 5V I _{SOURCE} = 1.0mA		0.1 0.15 17.25 4.0	0.4 0.4 17.8 4.5	V V V V
Rise Time of Output	t _r	R _L = 10MΩ C _L = 10pF V ⁺ = 5V	35	40	75	ns
Fall Time of Output	t _f	R _L = 10MΩ C _L = 10pF V ⁺ = 5V	35	40	75	ns
Guaranteed Max Osc Freq	f _{max}	Astable Operation	*500			kHz

- Note 1:** Due to the SCR structure inherent in the CMOS process used to fabricate these devices, connecting any terminal to a voltage greater than V⁺ + 0.3V or less than V⁻ - 0.3V may cause destructive latchup. For this reason it is recommended that no inputs from external sources not operating from the same power supply be applied to the device before its power supply is established. In multiple systems, the supply of the ICM7555/6 must be turned on first.
- Note 2:** Junction temperatures should not exceed 135°C and the power dissipation must be limited to 20mW at 125°C. Below 125°C power dissipation may be increased to 300mW at 25°C. Derating factor is approximately 3mW/°C (7556) or 2mW/°C (7555).
- Note 3:** The supply current value is essentially independent of the TRIGGER, THRESHOLD and RESET voltages.
- Note 4:** Parameter is not 100% tested. Majority of all units meet this specification.

The electrical characteristics above are a reproduction of a portion of Intersil's copyrighted (1983/1984) data book. This information does not constitute any representation by Maxim that Intersil's products will perform in accordance with these specifications. The "Electrical Characteristics Table" along with the descriptive excerpts from the original manufacturer's data sheet have been included in this data sheet solely for comparative purposes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIM ADVANTAGE™

General Purpose Timers

ICM7555/7556

- ◆ Lower Supply Current
- ◆ Increased Output Source Current
- ◆ Guaranteed THRESHOLD, TRIGGER and RESET Input Currents
- ◆ Guaranteed Discharge Output Voltage
- ◆ Supply Current Guaranteed Over Temperature
- ◆ Significantly Improved ESD Protection (Note 6)
- ◆ Maxim Quality and Reliability

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS This device conforms to the Absolute Maximum Ratings on adjacent page.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Specifications below satisfy or exceed all "tested" parameters on adjacent page.
(V⁺ = +2 to +15 volts; T_A = 25°C, unless noted.)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V ⁺	-20°C ≤ T _A ≤ +85°C -55°C ≤ T _A ≤ +125°C	2 3		16.5 16	V V
Supply Current (Note 3)	I ⁺	ICM 7555 V ⁺ = 2-16.5V; T _A = +25°C V ⁺ = 5V; T _A = +25°C V ⁺ = 5V; -20°C ≤ T _A ≤ +85°C V ⁺ = 5V; -55°C ≤ T _A ≤ +125°C ICM 7556 V ⁺ = 2-16.5V; T _A = +25°C V ⁺ = 5V; T _A = +25°C V ⁺ = 5V; -20°C ≤ T _A ≤ +85°C V ⁺ = 5V; -55°C ≤ T _A ≤ +125°C		30 60	250 120 250 300 500 240 500 600	μA μA μA μA μA μA μA μA
Timing Error (Note 4)		Circuit of figure 1(b); R _A = R _B = 100kΩ, C = 0.1μF, V ⁺ = 5V		2.0	5.0	%
Initial Accuracy (Note 5)		V ⁺ = 5V		50		ppm/°C
Drift with Temperature		V ⁺ = 10V		75		ppm/°C
Drift with Supply Voltage		V ⁺ = 15V V ⁺ = 5V		100 1.0	3.0	ppm/°C %/V
Threshold Voltage	V _{TH}	V ⁺ = 5V	0.63	0.66	0.67	V ⁺
Trigger Voltage	V _{TRIG}	V ⁻ = 5V	0.29	0.33	0.34	V ⁺
Trigger Current	I _{TRIG}	V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		50 10 1		pA pA pA
Threshold Current	I _{TH}	V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		50 10 1		pA pA pA
Reset Current	I _{RST}	V _{RESET} = Ground V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 5V V ⁺ = 2V		100 20 2		pA pA pA
Reset Voltage	V _{RST}	V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 2V	0.4 0.4	0.7 0.7	1.2 1.2	V V
Control Voltage	V _{CV}	V ⁺ = 5V	0.62	0.66	0.67	V ⁺
Output Voltage Drop	V _O	Output Lo Output Hi				
		V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 5V V ⁺ = 16.5V V ⁺ = 5V				
		I _{SINK} = 3.2mA I _{SINK} = 3.2mA I _{SOURCE} = 2.0mA I _{SOURCE} = 2.0mA	15.75 4.0	0.1 0.15 16.25 4.5	0.4 0.4	V V V V
Discharge Output Voltage	V _{DIS}	V ⁺ = 5V, I _{DIS} = 3.2mA		0.1	0.4	V
Rise Time of Output (Note 4)	t _r	R _L = 10MΩ, C _L = 10pF, V ⁺ = 5V	35	40	75	ns
Fall Time of Output (Note 4)	t _f	R _L = 10MΩ, C _L = 10pF, V ⁺ = 5V	35	40	75	ns
Guaranteed Max Osc. Freq. (Note 4)	f _{max}	Astable Operation	500			kHz

Note 1: Due to the SCR structure inherent in the CMOS process used to fabricate these devices, connecting any terminal to a voltage greater than V⁺ + 0.3V or less than V⁻ - 0.3V may cause destructive latchup. For this reason it is recommended that no inputs from external sources not operating from the same power supply be applied to the device before its power supply is established. In multiple systems, the supply of the ICM7555/6 must be turned on first.

Note 2: Junction temperatures should not exceed 135°C and the power dissipation must be limited to 20mW at 125°C. Below 125°C power dissipation may be increased to 300mW at 25°C. Derating factor is approximately 3mW/°C (7556) or 2mW/°C (7555).

Note 3: The supply current value is essentially independent of the TRIGGER, THRESHOLD AND RESET voltages.

Note 4: Parameter is not 100% tested. Majority of all units meet this specification.

Note 5: Deviation from f = 1.48/(R_A + 2 R_B)/C, V⁺ = 5V.

Note 6: All pins are designed to withstand electrostatic discharge (ESD) levels in excess of 2000V. (Mil Std 883B, Method 3015.1 Test Circuit.)

MAXIM

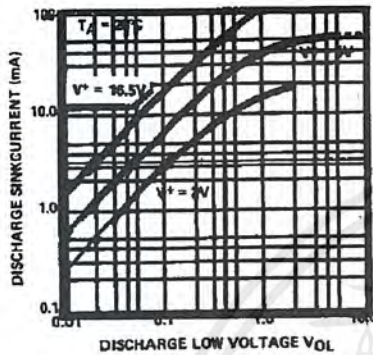
3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

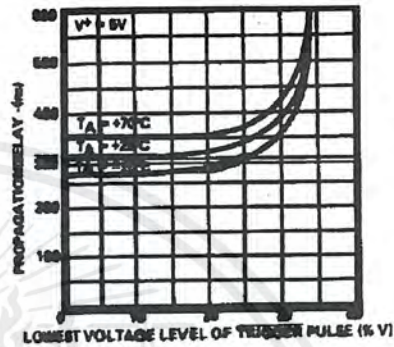
General Purpose Timers

Typical Operating Characteristics

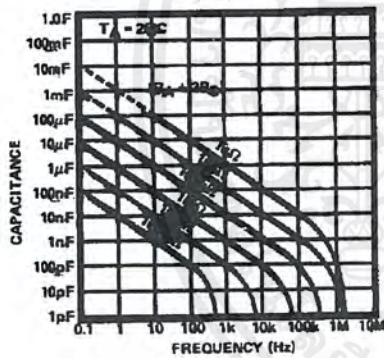
DISCHARGE OUTPUT CURRENT AS A FUNCTION OF DISCHARGE OUTPUT VOLTAGE



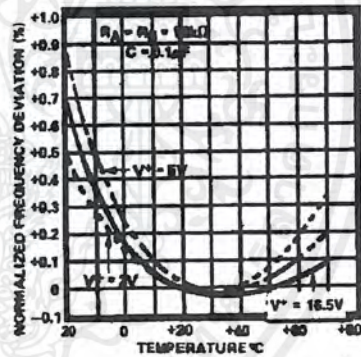
PROPAGATION DELAY AS A FUNCTION OF VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE



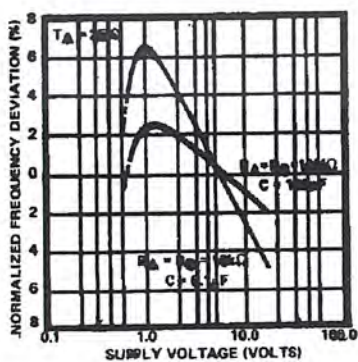
FREE RUNNING FREQUENCY AS A FUNCTION OF R_A, R_B AND C



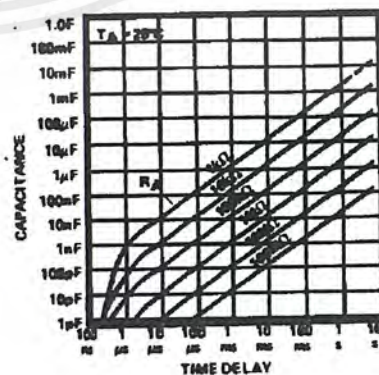
NORMALIZED FREQUENCY STABILITY IN THE ASTABLE MODE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



NORMALIZED FREQUENCY STABILITY IN THE ASTABLE MODE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



TIME DELAY IN THE MONOSTABLE MODE AS A FUNCTION OF R_A AND C



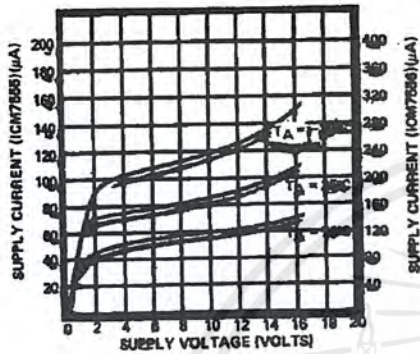
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

General Purpose Timers

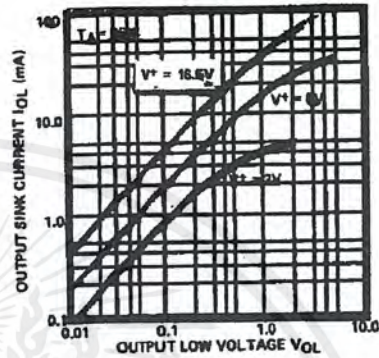
Typical Operating Characteristics

ICM7555/7556

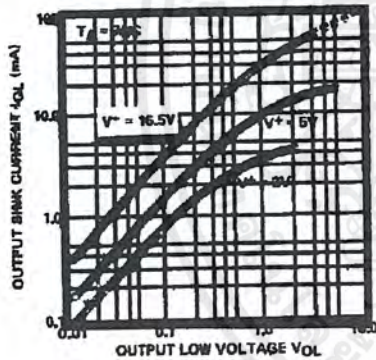
SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



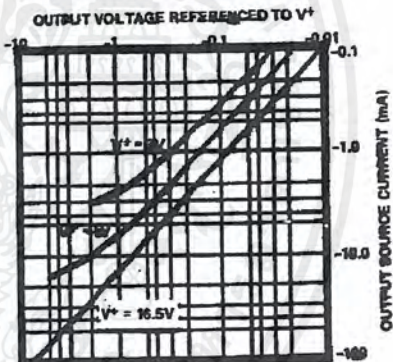
OUTPUT SINK CURRENT AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE



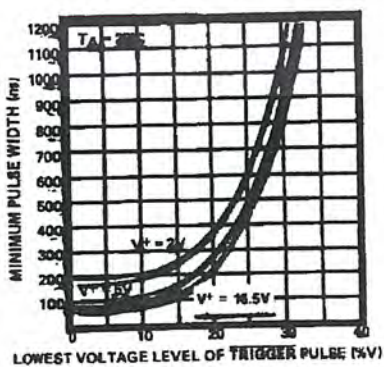
OUTPUT SINK CURRENT AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE



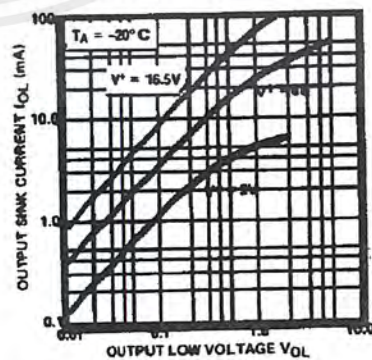
OUTPUT SOURCE CURRENT AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE



MINIMUM PULSE WIDTH REQUIRED FOR TRIGGERING



OUTPUT SINK CURRENT AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGE



General Purpose Timers

Detailed Description

Both the ICM7555 timer and the ICM7556 dual timer can be configured for either astable or monostable operation. In the astable mode the free running frequency and the duty cycle are controlled by two external resistors and one capacitor. Similarly, the pulse width in the monostable mode is precisely controlled by one external resistor and capacitor.

The external component count is decreased when replacing a bipolar timer with the ICM7555 or ICM7556. The bipolar devices produce large crowbar currents in the output driver. To compensate for this spike, a capacitor is used to decouple the power supply lines. The CMOS timers produce supply spikes of only 2-3mA vs. 300-400mA (Bipolar), therefore supply decoupling is typically not needed. This current spike comparison is illustrated in Figure 3. Another component is eliminated at the control voltage pin. These CMOS timers, due to the high impedance inputs of the comparators, do not require decoupling capacitors on the control voltage pin.

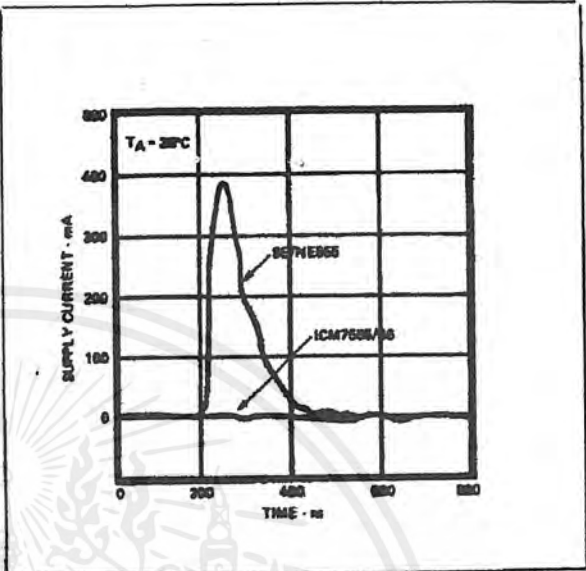


Figure 3. Supply current transient compared with a standard bipolar 555 during an output transition.

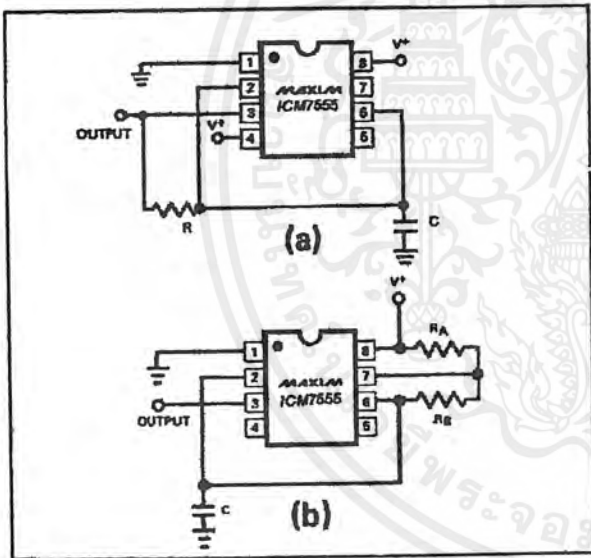


Figure 1. Maxim ICM7555 used in two different astable configurations.

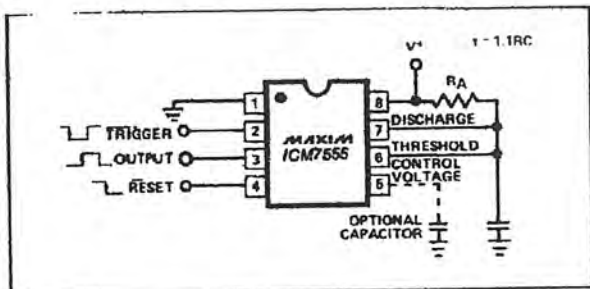


Figure 2. Maxim ICM7555 in a monostable operation.

Applications Information

Astable Operation

We recommend either of the two astable circuit configurations illustrated in Figure 1. The circuit in (1a) provides a 50% duty cycle output using one timing resistor and capacitor. The oscillator waveform across the capacitor is symmetrical and triangular, swinging from 1/3 to 2/3 of the supply voltage. The frequency generated is defined by:

$$f = \frac{1}{1.4 RC}$$

The circuit in (1b) provides a means of varying the duty cycle of the oscillator. The frequency is defined by:

$$f = \frac{1.46}{(R_A + 2R_B)C}$$

The duty cycle is:

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Monostable Operation

The circuit diagram in Figure 2 illustrates monostable operation. In this mode the timer acts as a one shot. Initially the external capacitor is held discharged by the discharge output. Upon application of a negative TRIGGER pulse to pin 2, the capacitor begins to charge exponentially through R_A . The device resets after the voltage across the capacitor reaches 2/3 (V^+) .

$$t_{output} = -\ln(2/3)R_A C = 1.1 R_A C$$

General Purpose Timers

ICM7555/7556

Reset

The reset function is significantly improved over the standard bipolar 555 and 556 in that it controls only the internal flip-flop, which in turn simultaneously controls the state of the Output and Discharge pins. This avoids the multiple threshold problems sometimes encountered with slow-falling edges of the bipolar devices. This input is designed to have essentially the same trip voltage as the standard bipolar devices (0.6 to 0.7V). At all supply voltages this input maintains an extremely high impedance.

Control Voltage

The control voltage regulates the two trip voltages for the THRESHOLD and TRIGGER internal comparators. This pin can be used for frequency modulation in the astable mode. By varying the applied voltage to the control voltage pin, delay times can be changed in the monostable mode.

Power Supply Considerations

Since the TRIGGER, THRESHOLD and Discharge leakage currents are very low, high impedance timing components may be used, keeping total system supply current at a minimum.

Output Drive Capability

The CMOS output stage is capable of driving most logic families including CMOS and TTL. The ICM7555 and ICM7556 will drive at least two standard TTL loads at a supply voltage of 4.5V or greater. When driving CMOS, the output swing at all supply voltage levels will equal the supply voltage.

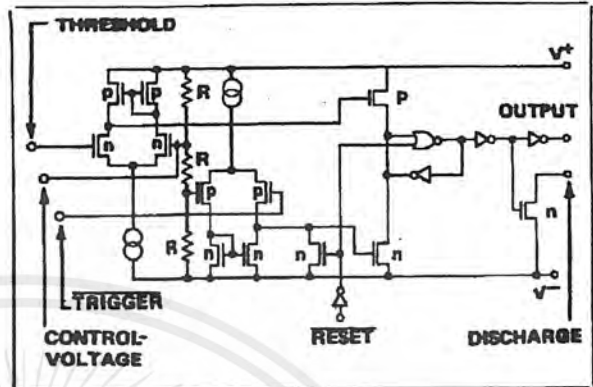


Figure 5. Equivalent circuit.

Function Table

RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	$< \frac{1}{3} V^+$	Irrelevant	High	Off
High	$> \frac{1}{3} V^+$	$> \frac{2}{3} V^+$	Low	On
High	$> \frac{1}{3} V^+$	$< \frac{2}{3} V^+$	As previously established	

† Voltages levels shown are nominal.

NOTE: RESET will dominate all other inputs. TRIGGER will dominate over THRESHOLD.

Chip Topographies

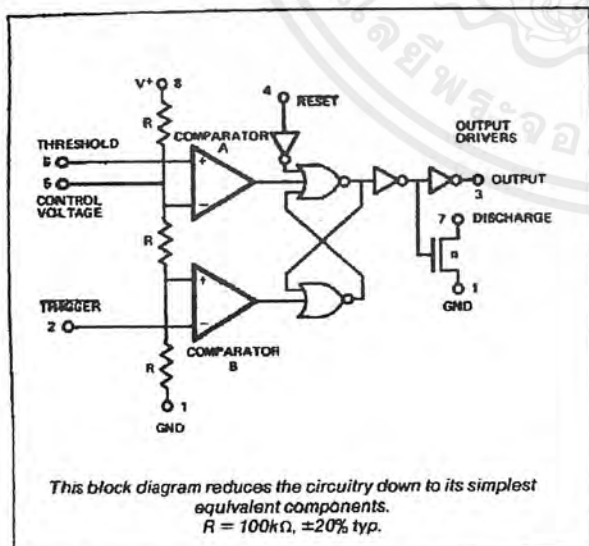
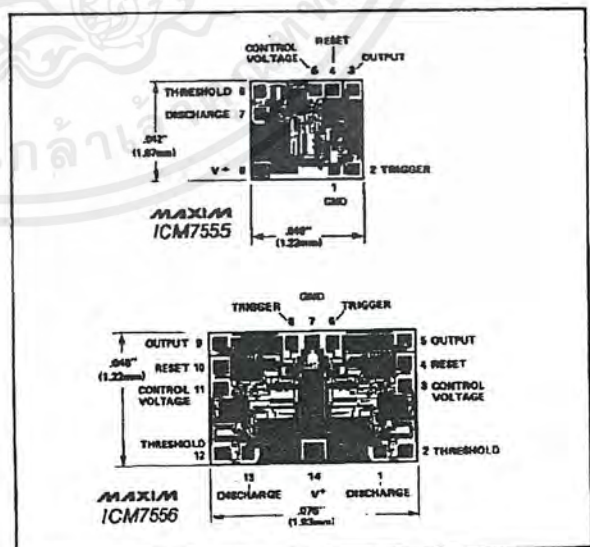
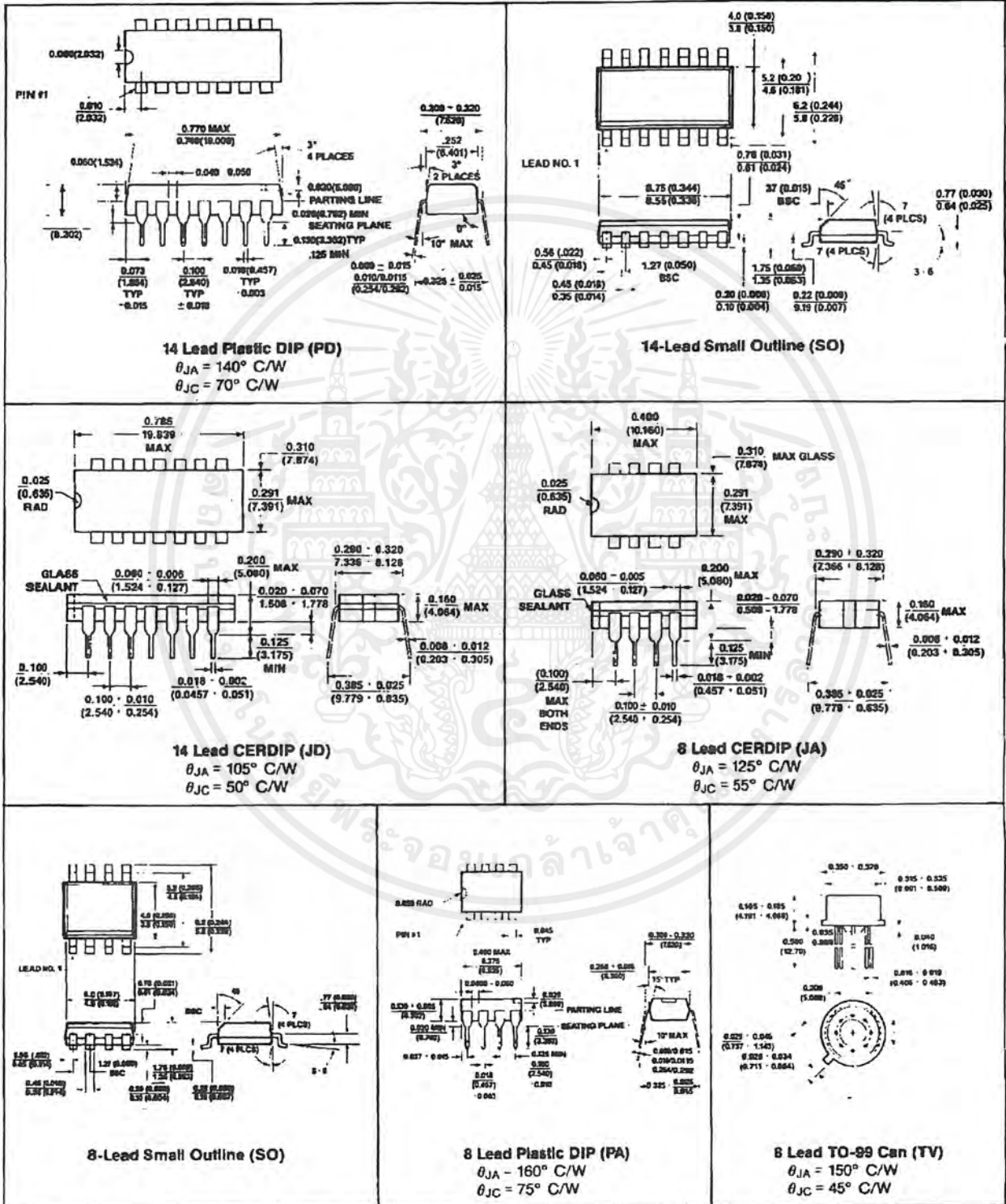


Figure 4. Block diagram of ICM7555.



General Purpose Timers

Package Information



Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7555/7556

DS0026 5 MHz Two Phase MOS Clock Driver

General Description

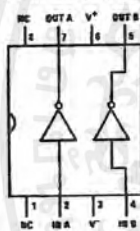
DS0026 is a low cost monolithic high speed two phase MOS clock driver and interface circuit. Unique circuit design provides both very high speed operation and the ability to drive large capacitive loads. The device accepts standard TTL outputs and converts them to MOS logic levels. The device may be driven from standard 54/74 series and 54S/74S series gates and flip-flops or from drivers such as the DS8830 or DM7440. The DS0026 is intended for applications in which the output pulse width is logically controlled; i.e., the output pulse width is equal to the input pulse width. The DS0026 is designed to fulfill a wide variety of MOS interface requirements. As a MOS clock driver for long silicon-gate shift registers, a single device can drive over 10k bits at 5 MHz. Six devices provide input address and pre-charge drive for a 8k by 16-bit 1103 RAM memory system. Information on the correct usage of the DS0026 in these as well as other systems is included in the application note AN-76.

Features

- Fast rise and fall times—20 ns 1000 pF load
- High output swing—20V
- High output current drive—±1.5 amps
- TTL compatible inputs
- High rep rate—5 to 10 MHz depending on power dissipation
- Low power consumption in MOS "0" state—2 mW
- Drives to 0.4V of GND for RAM address drive

Connection Diagrams (Top Views)

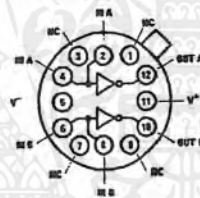
Dual-In-Line Package



TL/F/5853-2

Order Number DS0026CJ-8,
DS0026CL or DS0026CN
See NS Package Number
J08A or N08E

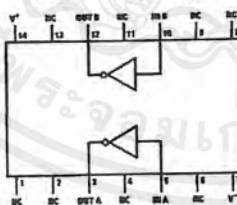
TO-8 Package



TL/F/5853-3

Order Number
DS0026G or DS0026CG
See NS Package
Number G12B

Dual-In-Line Package



TL/F/5853-4

Order Number
DS0026J or DS0026CJ
See NS Package
Number J14A

DS0026 5 MHz Two Phase MOS Clock Driver

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

V ⁺ - V ⁻ Differential Voltage	22V
Input Current	100 mA
Input Voltage (V _{IN} - V ⁻)	5.5V
Peak Output Current	1.5A
Maximum Power Dissipation* at 25°C	
Cavity Package (8-Pin)	1150 mW
Cavity Package (14-Pin)	1380 mW
Molded Package	1040 mW

EIAJ SO Package	800 mW
Operating Temperature Range	
DS0026	-55°C to +125°C
DS0026C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

* Derate 8-pin cavity package 7.7 mW/°C above 25°C; derate 14-pin cavity package 9.3 mW/°C above 25°C; derate molded package 8.4 mW/°C above 25°C; derate metal can (TO-5) package 4.4 mW/°C above 25°C; derate EIAJ SO package 5.5 mW/°C above 25°C.

Electrical Characteristics (Notes 2 and 3)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{IH}	Logic "1" Input Voltage	V ⁻ = 0V	2	1.5		V
I _{IH}	Logic "1" Input Current	V _{IN} - V ⁻ = 2.4V		10	15	mA
V _{IL}	Logic "0" Input Voltage	V ⁻ = 0V		0.6	0.4	V
I _{IL}	Logic "0" Input Current	V _{IN} - V ⁻ = 0V		-3	-10	μA
V _{OL}	Logic "1" Output Voltage	V _{IN} - V ⁻ = 2.4V, I _{OL} = 1 mA		V ⁻ + 0.7	V ⁻ + 1.0	V
V _{OH}	Logic "0" Output Voltage	V _{IN} - V ⁻ = 0.4V, V _{SS} ≥ V ⁺ + 1.0V I _{OH} = -1 mA	V ⁺ - 1.0	V ⁺ - 0.8		V
I _{CC(ON)}	"ON" Supply Current (one side on)	V ⁺ - V ⁻ = 20V, V _{IN} - V ⁻ = 2.4V		30	40	mA
I _{CC(OFF)}	"OFF" Supply Current	V ⁺ - V ⁻ = 20V, V _{IN} - V ⁻ = 0V	70°C	10	100	μA
			125°C	10	500	μA

Switching Characteristics (T_A = 25°C) (Notes 5 and 6)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
t _{ON}	Turn-On Delay	(Figure 1)	5	7.5	12	ns	
		(Figure 2)		11		ns	
t _{OFF}	Turn-Off Delay	(Figure 1)		12	15	ns	
		(Figure 2)		13		ns	
t _r	Rise Time	(Figure 1), (Note 5)	C _L = 500 pF		15	18	ns
			C _L = 1000 pF		20	35	ns
		(Figure 2), (Note 5)	C _L = 500 pF		30	40	ns
			C _L = 1000 pF		36	50	ns
t _f	Fall Time	(Figure 1), (Note 5)	C _L = 500 pF		12	16	ns
			C _L = 1000 pF		17	25	ns
		(Figure 2), (Note 5)	C _L = 500 pF		28	35	ns
			C _L = 1000 pF		31	40	ns

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: These specifications apply for V⁺ - V⁻ = 10V to 20V, C_L = 1000 pF, over the temperature range of -55°C to +125°C for the DS0026, and 0°C to +70°C for the DS0026C.

Note 3: All currents into device pins shown as positive, out of device pins as negative, all voltages referenced to ground unless otherwise noted. All values shown as max or min on absolute value basis.

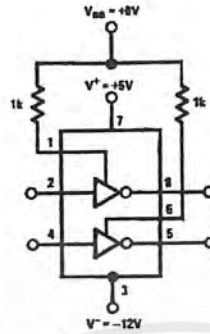
Note 4: All typical values for T_A = 25°C.

Note 5: Rise and fall time are given for MOS logic levels; i.e., rise time is transition from logic "0" to logic "1" which is voltage fall.

Note 6: The high current transient (as high as 1.5A) through the resistance of the internal interconnecting V⁻ lead during the output transition from the high state to the low state can appear as negative feedback to the input. If the external interconnecting lead from the driving circuit to V⁻ is electrically long, or has significant dc resistance, it can subtract from the switching response.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

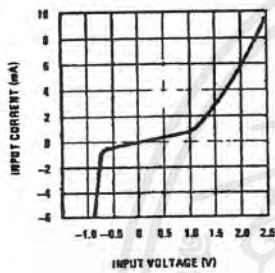
Typical V_{BB} Connection



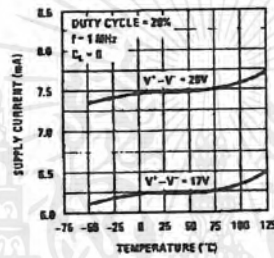
TL/F/5853-8

Typical Performance Characteristics

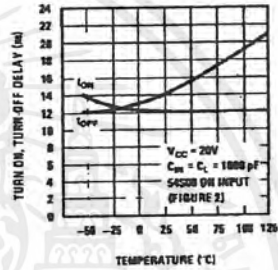
Input Current vs Input Voltage



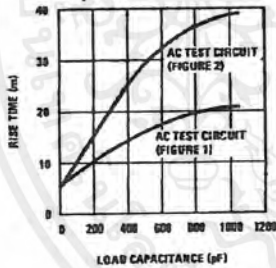
Supply Current vs Temperature



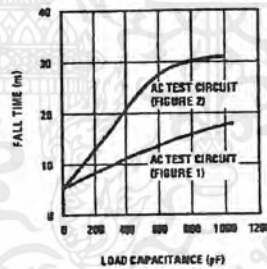
Turn-On and Turn-Off Delay vs Temperature



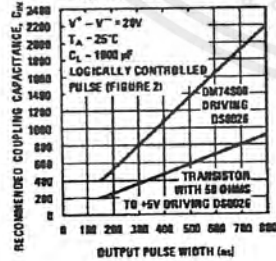
Rise Time vs Load Capacitance



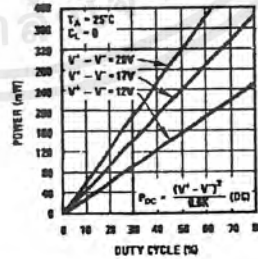
Fall Time vs Load Capacitance



Recommended Input Coding Capacitance



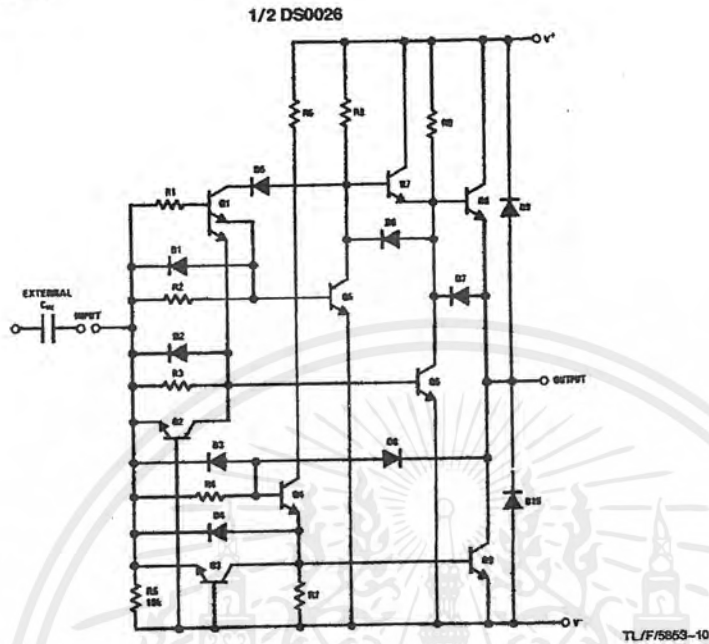
DC Power (P_{DC}) vs Duty Cycle



TL/F/5853-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



AC Test Circuits and Switching Time Waveforms

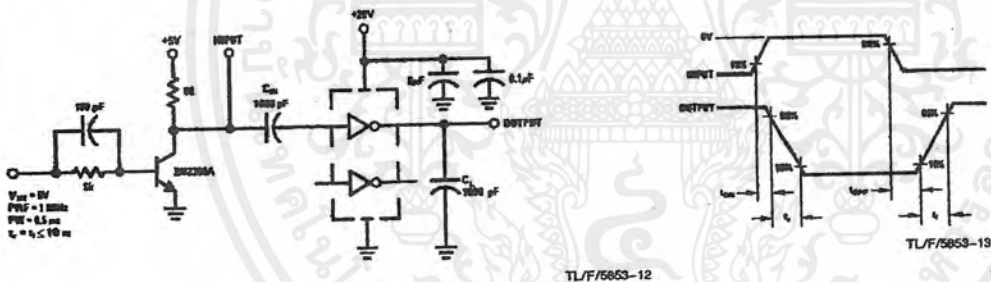


FIGURE 1

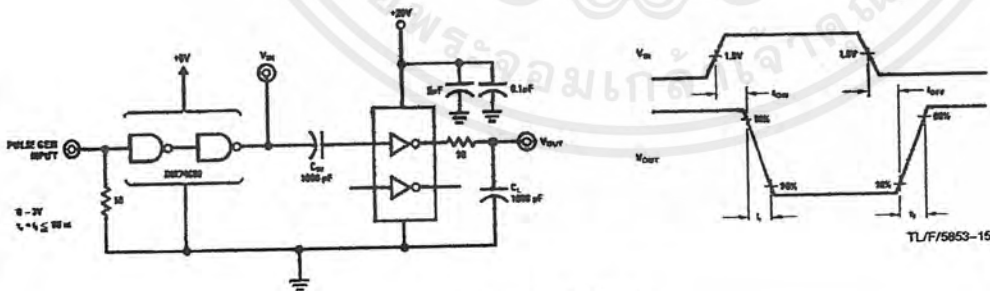
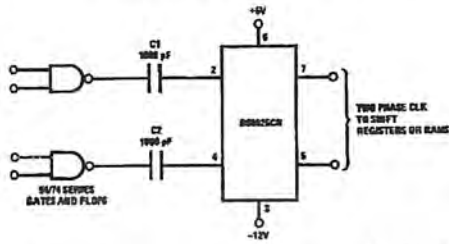


FIGURE 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

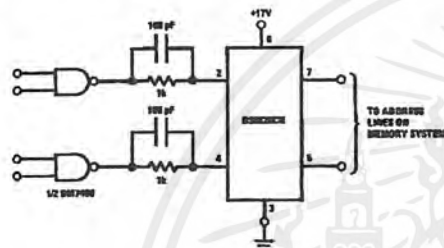
Typical Applications

AC Coupled MOS Clock Driver



TL/F/5853-16

DC Coupled RAM Memory Address or Precharge Driver (Positive Supply Only)



TL/F/5853-17

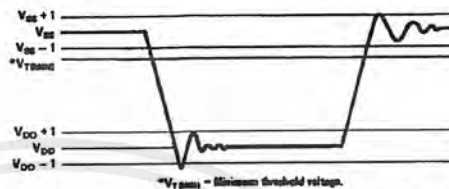
Application Hints

DRIVING THE MM5262 WITH THE DS0026 CLOCK DRIVER

The clock signals for the MM5262 have three requirements which have the potential of generating problems for the user. These requirements, high speed, large voltage swing and large capacitive loads, combine to provide ample opportunity for inductive ringing on clock lines, coupling clock signals to other clocks and/or inputs and outputs and generating noise on the power supplies. All of these problems have the potential of causing the memory system to malfunction. Recognizing the source and potential of these problems early in the design of a memory system is the most critical step. The object here is to point out the source of these problems and give a quantitative feel for their magnitude.

Line ringing comes from the fact that at a high enough frequency any line must be considered as a transmission line with distributed inductance and capacitance. To see how much ringing can be tolerated we must examine the clock voltage specification. Figure 3 shows the clock specification, in diagram form, with idealized ringing sketched in. The

ringing of the clock about the V_{SS} level is particularly critical. If the $V_{SS} - 1 V_{OH}$ is not maintained, at all times, the information stored in the memory could be altered. Referring to Figure 1, if the threshold voltage of a transistor were $-1.3V$, the clock going to $V_{SS} - 1$ would mean that all the devices, whose gates are tied to that clock, would be only 300 mV from turning on. The internal circuitry needs this noise margin and from the functional description of the RAM it is easy to see that turning a clock on at the wrong time can have disastrous results.



TL/F/5853-18

FIGURE 3. Clock Waveform

Controlling the clock ringing is particularly difficult because of the relative magnitude of the allowable ringing, compared to magnitude of the transition. In this case it is 1V out of 20V or only 5%. Ringing can be controlled by damping the clock driver and minimizing the line inductance.

Damping the clock driver by placing a resistance in series with its output is effective, but there is a limit since it also slows down the rise and fall time of the clock signal. Because the typical clock driver can be much faster than the worst case driver, the damping resistor serves the useful function of limiting the minimum rise and fall time. This is very important because the faster the rise and fall times, the worse the ringing problem becomes. The size of the damping resistor varies because it is dependent on the details of the actual application. It must be determined empirically. In practice a resistance of 10Ω to 20Ω is usually optimum.

Limiting the inductance of the clock lines can be accomplished by minimizing their length and by laying out the lines such that the return current is closely coupled to the clock lines. When minimizing the length of clock lines it is important to minimize the distance from the clock driver output to the furthest point being driven. Because of this, memory boards are usually designed with clock drivers in the center of the memory array, rather than on one side, reducing the maximum distance by a factor of 2.

Using multilayer printed circuit boards with clock lines sandwiched between the V_{DD} and V_{SS} power planes minimizes the inductance of the clock lines. It also serves the function of preventing the clocks from coupling noise into input and output lines. Unfortunately multilayer printed circuit boards are more expensive than two sided boards. The user must make the decision as to the necessity of multilayer boards. Suffice it to say here, that reliable memory boards can be designed using two sided printed circuit boards.

Application Hints (Continued)

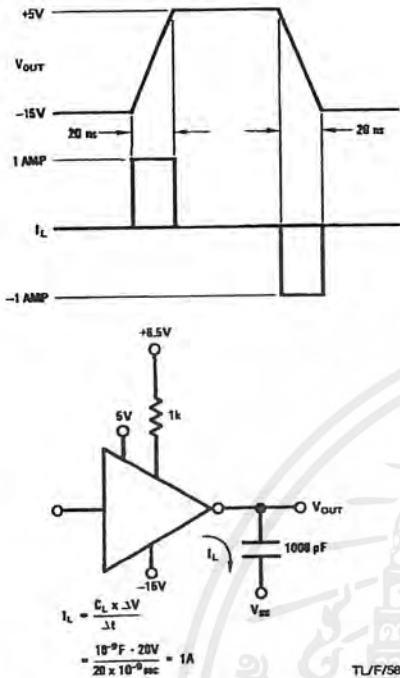


FIGURE 4. Clock Waveforms (Voltage and Current)

Because of the amount of current that the clock driver must supply to its capacitive load, the distribution of power to the clock driver must be considered. Figure 4 gives the idealized voltage and current waveforms for a clock driver driving a 1000 pF capacitor with 20 ns rise and fall time.

As can be seen the current is significant. This current flows in the V_{DD} and V_{SS} power lines. Any significant inductance in the lines will produce large voltage transients on the power supplies. A bypass capacitor, as close as possible to the clock driver, is helpful in minimizing this problem. This bypass is most effective when connected between the V_{SS} and V_{DD} supplies. The size of the bypass capacitor depends on the amount of capacitance being driven. Using a low inductance capacitor, such as a ceramic or silver mica, is most effective. Another helpful technique is to run the V_{DD} and V_{SS} lines, to the clock driver, adjacent to each other. This tends to reduce the lines inductance and therefore the magnitude of the voltage transients.

While discussing the clock driver, it should be pointed out that the DS0026 is a relatively low input impedance device. It is possible to couple current noise into the input without seeing a significant voltage. Since the noise is difficult to detect with an oscilloscope it is often overlooked.

Lastly, the clock lines must be considered as noise generators. Figure 5 shows a clock coupled through a parasitic coupling capacitor, C_C , to eight data input lines being driven by a 7404. A parasitic lumped line inductance, L , is also shown. Let us assume, for the sake of argument, that C_C is 1 pF and that the rise time of the clock is high enough to completely isolate the clock transient from the 7404 because of the inductance, L .

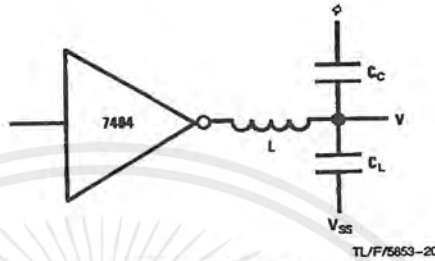


FIGURE 5. Clock Coupling

With a clock transition of 20V the magnitude of the voltage generated across C_L is:

$$V = 20V \times \frac{C_C}{C_L + C_C} = 20V \times \left(\frac{1}{56 + 1} \right) = 0.35V$$

This has been a hypothetical example to emphasize that with 20V low rise/fall time transitions, parasitic elements can not be neglected. In this example, 1 pF of parasitic capacitance could cause system malfunction, because a 7404 without a pull up resistor has typically only 0.3V of noise margin in the "1" state at 25°C. Of course it is stretching things to assume that the inductance, L , completely isolates the clock transient from the 7404. However, it does point out the need to minimize inductance in input/output as well as clock lines.

The output is current, so it is more meaningful to examine the current that is coupled through a 1 pF parasitic capacitance. The current would be:

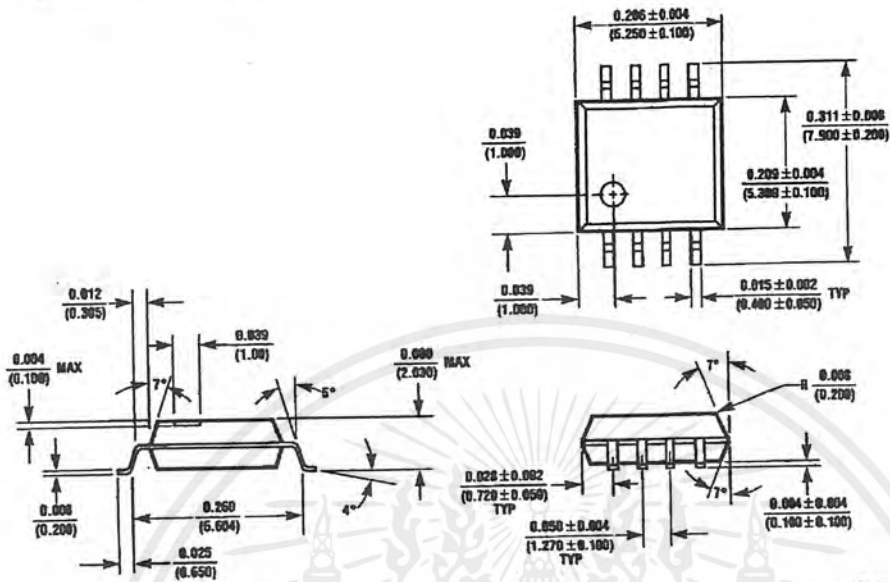
$$I = C_C \times \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1 \times 10^{-12} \times 20}{20 \times 10^{-9}} = 1 \text{ mA}$$

This exceeds the total output current swing so it is obviously significant.

Clock coupling to inputs and outputs can be minimized by using multilayer printed circuit boards, as mentioned previously, physically isolating clock lines and/or running clock lines at right angles to input/output lines. All of these techniques tend to minimize parasitic coupling capacitance from the clocks to the signals in question.

In considering clock coupling it is also important to have a detailed knowledge of the functional characteristics of the device being used. As an example, for the MM5262, coupling noise from the $\phi 2$ clock to the address lines is of no particular consequence. On the other hand the address inputs will be sensitive to noise coupled from $\phi 1$ clock.

Packaging Information

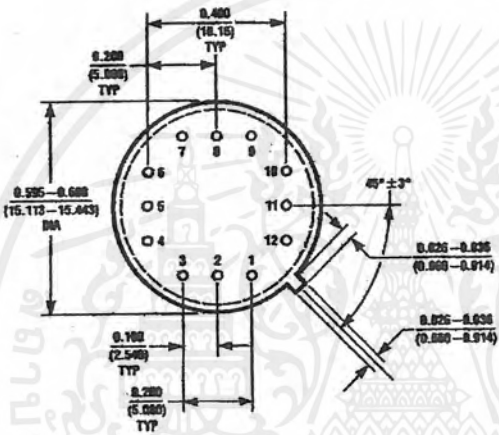
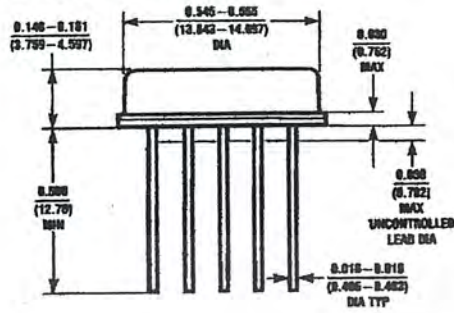


8-Lead Surface Mount Package
Order Number DS0026CL

TL/F/5653-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

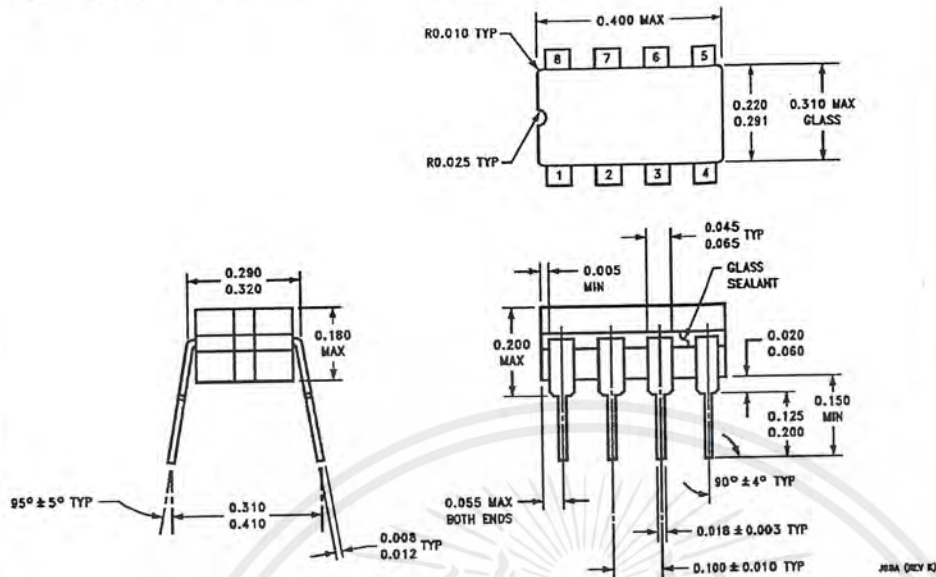
Physical Dimensions inches (millimeters)



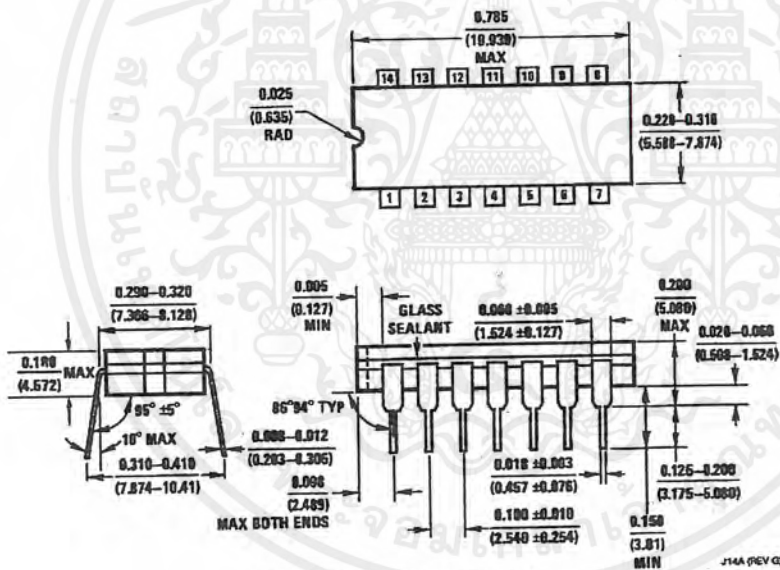
Metal Can Package (G)
Order Number DS0026G or DS0026CG
NS Package Number G12B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



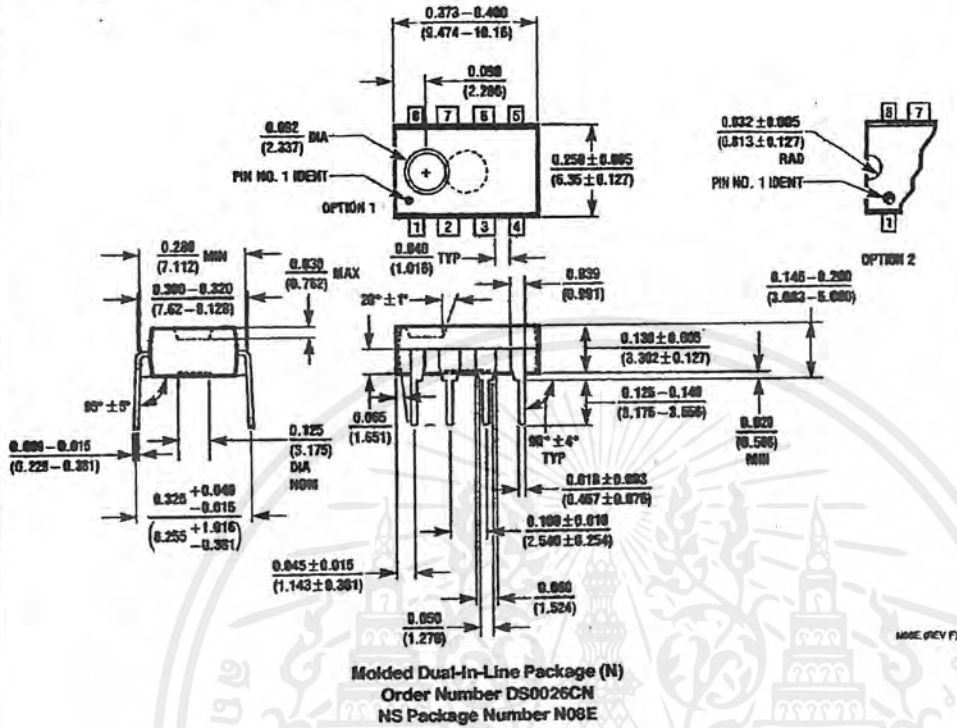
Ceramic Dual-In-Line Package (J)
 Order Number DS0026CJ or DS0026J
 NS Package Number J08A



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
 Order Number DS0026J or DS0026CJ
 NS Package Number J14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
 1111 West Berdin Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9959
 Fax: 1(800) 737-7016

National Semiconductor Europe
 Fax: (+49) 0-180-530 85 85
 Email: cn@wpe@ti.com
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 19th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.,
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1600
 Fax: (852) 2736-9980

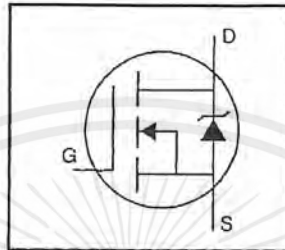
National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-299-2309
 Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

IRFPG50

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 1000V$$

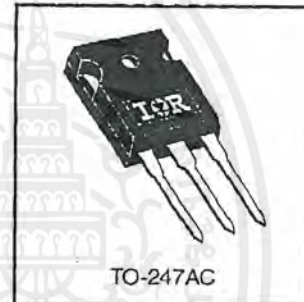
$$R_{DS(on)} = 2.0\Omega$$

$$I_D = 6.1A$$

Description

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

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



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	6.1	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	3.9	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	24	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	800	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	6.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	1.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

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

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	1000	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D = 250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	1.2	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	2.0	Ω	V _{GS} =10V, I _D =3.6A ②
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D = 250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	5.4	—	—	S	V _{DS} =100V, I _D =3.6A ②
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	V _{DS} =1000V, V _{GS} =0V
		—	—	500		V _{DS} =800V, V _{GS} =0V, T _J =125°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	—	—	190	nC	I _D =6.1A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	23		V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	19	—		V _{DD} =500V
t _r	Rise Time	—	35	—	ns	I _D =6.1A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	130	—		R _G =6.2Ω
t _f	Fall Time	—	36	—		R _D =81Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	2800	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	250	—		V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	84	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	6.1	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	24		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =6.1A, V _{GS} =0V ③
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	630	950	ns	T _J =25°C, I _F =6.1A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.5	5.3	μC	di/dt=100A/μs 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}=50V, starting T_J=25°C, L=40mH R_G=25Ω, I_{AS}=6.1A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤6.1A, di/dt≤120A/μs, V_{DD}≤600, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

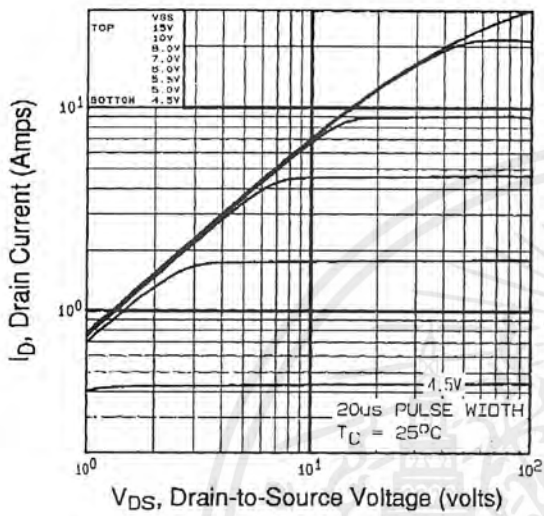


Fig 1. Typical Output Characteristics

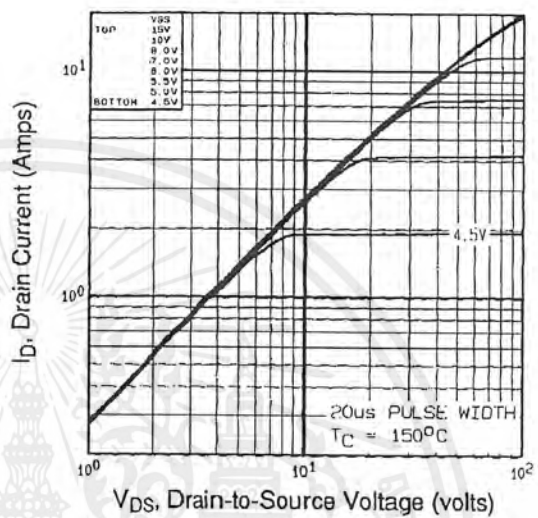


Fig 2. Typical Output Characteristics

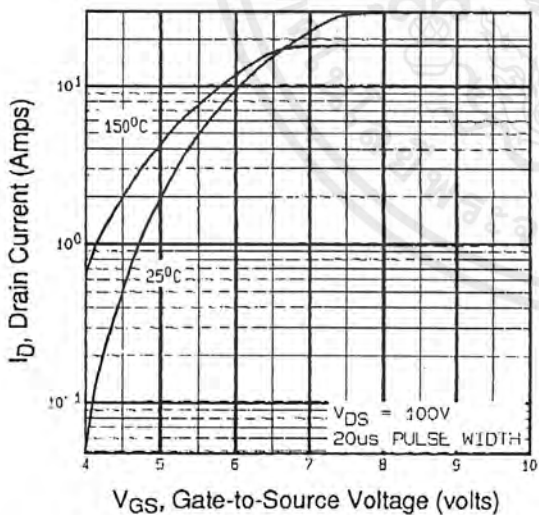


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

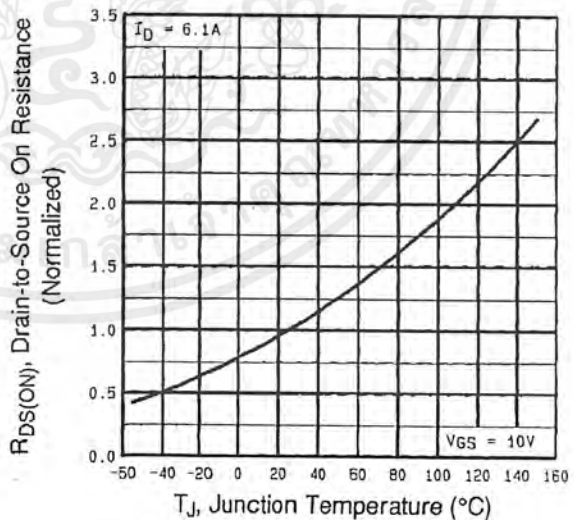


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

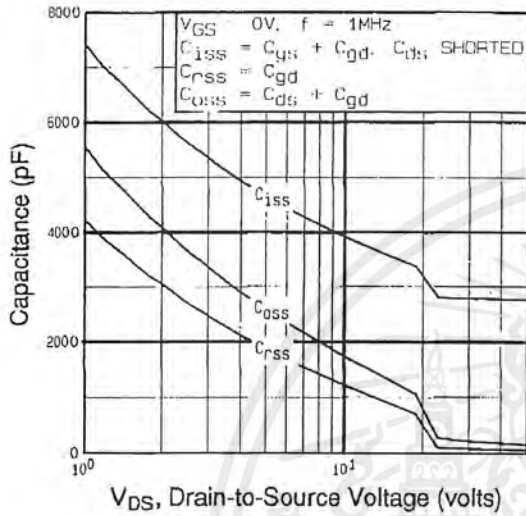


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

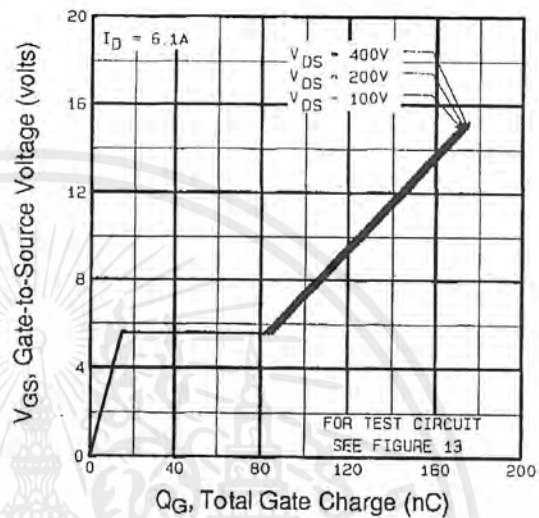


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

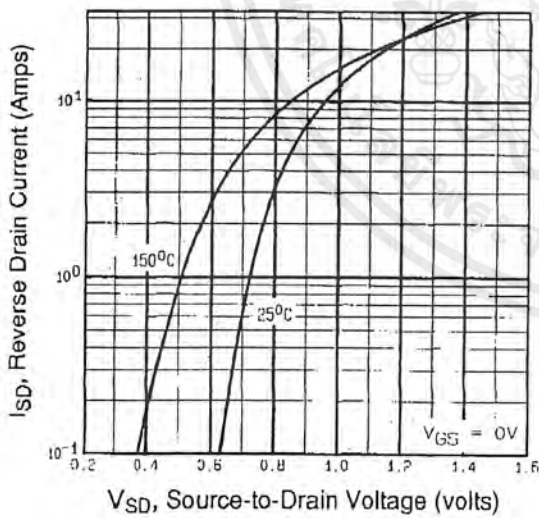


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

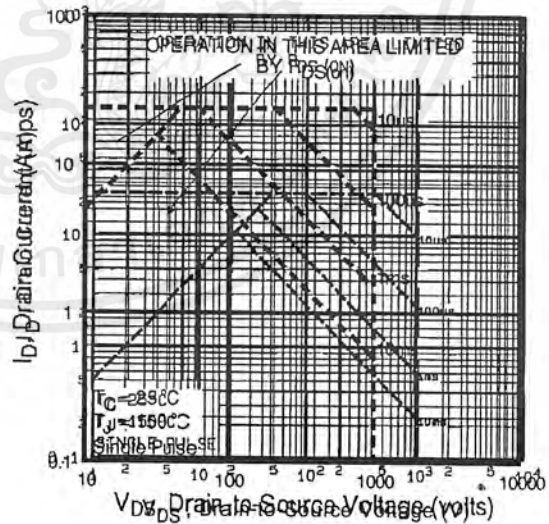


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

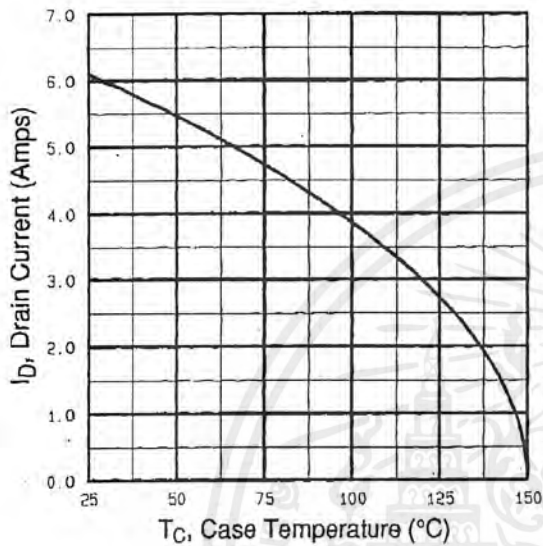


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

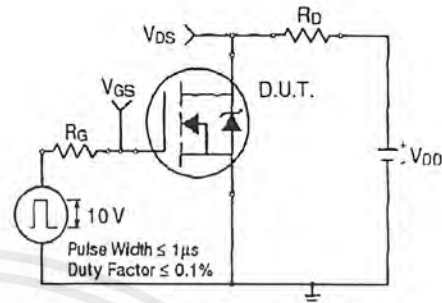


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

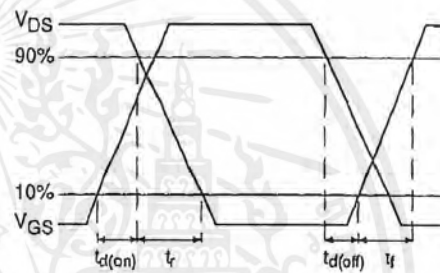


Fig 10b. Switching Time Waveforms

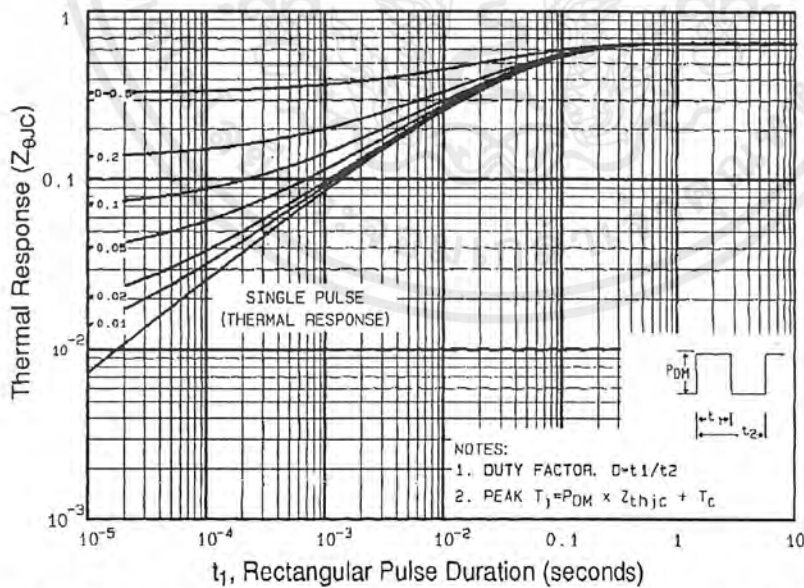


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

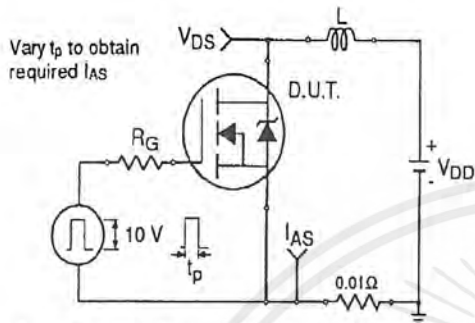


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

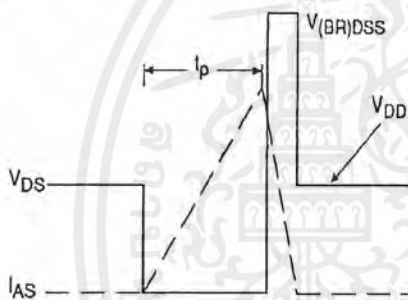


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

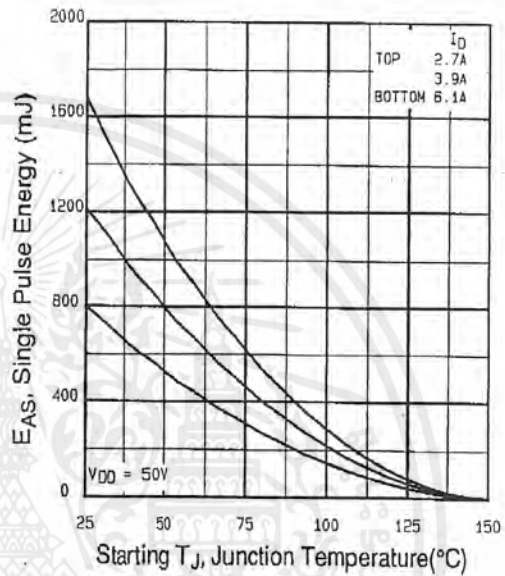


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

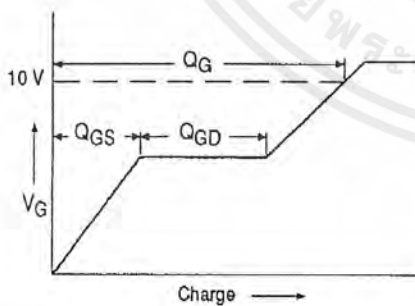


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

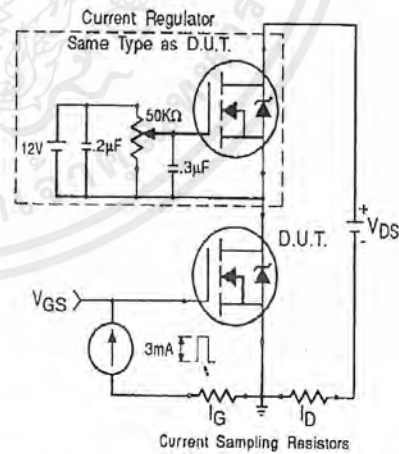
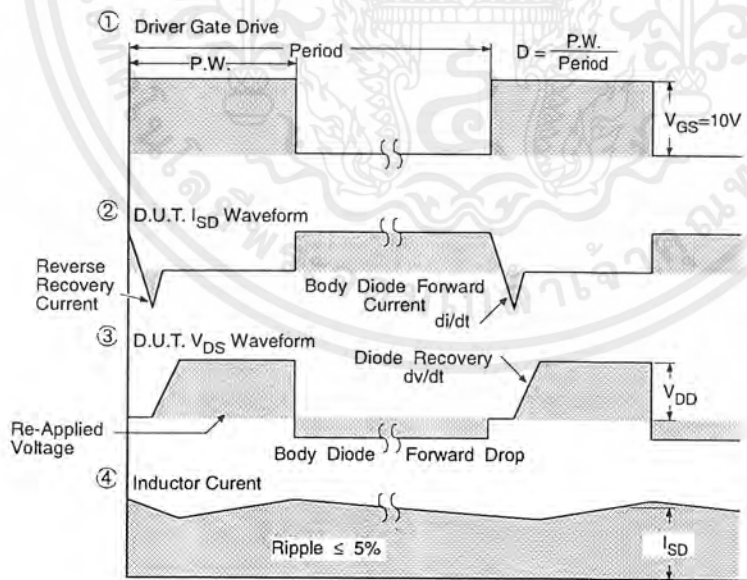
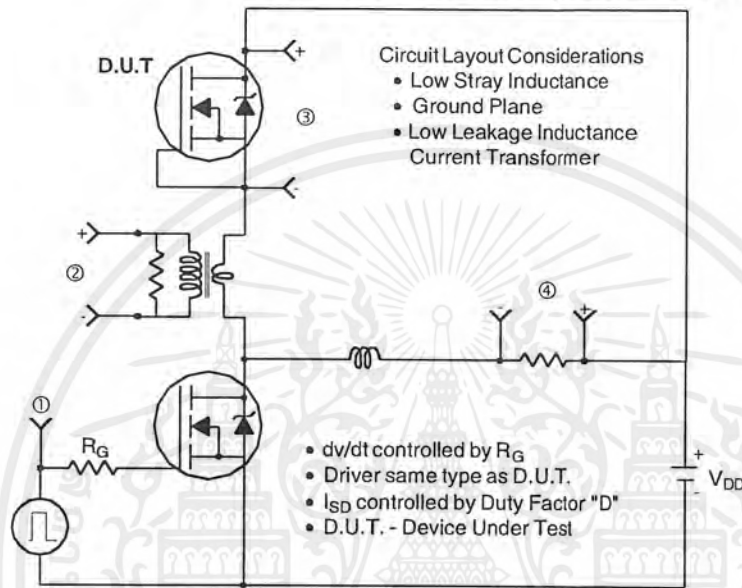


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

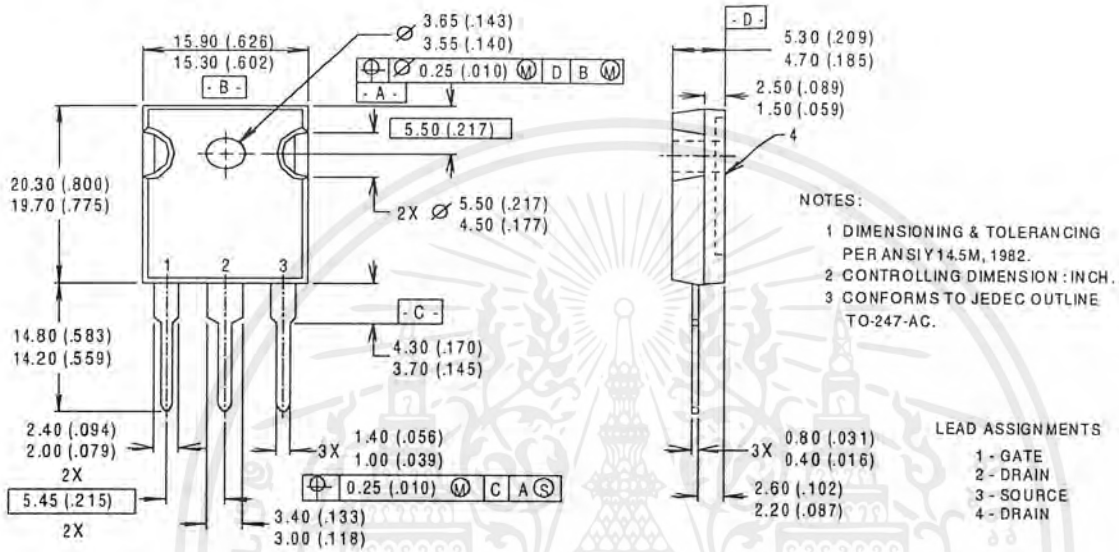
Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* $V_{GS} = 5V$ for Logic Level Devices

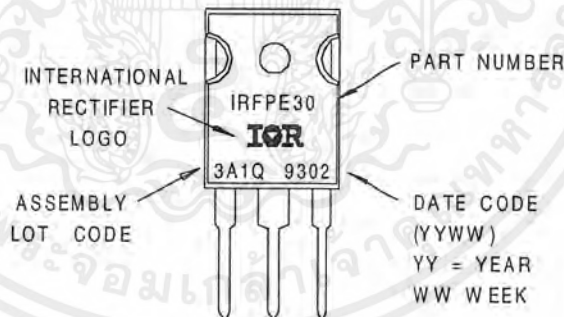
Fig 14. For N-Channel HEXFETS

TO-247AC Package Details



Part Marking

EXAMPLE : THIS IS AN IRFPE30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 3A1Q



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลหลายฝ่าย บุคคลคนแรกที่ต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง คือ อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ซึ่งให้คำแนะนำ ปรีกษา ตลอดจนชี้แนะแนวทางการดำเนินงาน และอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่าน ที่ให้ความรู้แก่คณะผู้จัดทำโดยตลอด

ผู้ที่สำคัญที่สุดที่ทำให้คณะผู้จัดทำมีวันนี้ คือ บิดาและมารดาของคณะผู้จัดทำ ที่ให้การอบรมสั่งสอน และให้การศึกษาที่ดีแก่คณะผู้จัดทำ

นอกจากนี้ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่วิจัย 2 ท่าน ได้แก่ คุณมานะชัย เหลืองจารุธร และคุณนิรุช จิรสวรรณกุล ที่ให้คำปรึกษา ความรู้ ตลอดจนอำนวยความสะดวกในเรื่องอุปกรณ์ที่ใช้ทดลอง และเจ้าหน้าที่ศูนย์วิจัยและพัฒนาวิศวกรรมทุกท่านที่เอื้ออำนวยความสะดวกต่างๆเสมอมา

ต้องขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาโทภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คุณวริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำ ในการดำเนินงาน โครงการวิจัยนี้

และสุดท้ายขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือในหลายๆ ด้าน และให้กำลังใจ ด้วยดีมาตลอด

เอกสารอ้างอิง

- [1] Marian K. Kazimeierezuk, Dariusz Czarkowski, "Resonant Power Converters", Willey-Interscience Publication.
- [2] M.K.Kazimerezuk, Ph.D., DSc., "Class D voltage-switching MOSFET Power amplifier", IEEE Proceeding-B, Vol.138, no.6, pp285-296, November 1991.
- [3] A.M.Howatson, "Introduction To Gas Discharges", second edition, Pergamon Press, 1996.
- [4] Jame Dillon Cobine, "Gaseous Conductors", Dover Publications, 1958.
- [5] Daniel W.Hart, "Introduction To Power Electronics", International Edition, Prentice Hall, Inc.
- [6] วิเชียร เต็มอานูภาพกุล และ วิมลภ สุระกำพลธร, "การประยุกต์ใช้วงจรแปลงกระแสไฟสลับที่ใช้หลักการเรโซแนนท์กับอิเล็กทรอนิกส์บัลลาสต์", วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 4, ฉบับที่ 2, หน้าที่ 38-48, มิถุนายน 2541.
- [7] มานพ เกตุชีพ, "อิเล็กทรอนิกส์เซมิคอนดักเตอร์", ฉบับที่ 202 พฤศจิกายน 2542.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้