

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่งสำหรับชุดให้กำเนิดคลื่นไมโครเวฟ ท่อนำสัญญาณและการวัดสัญญาณ  
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR WAVE GUIDE  
AND SIGNAL MEASUREMENT



โดย  
จำอากาศเอกอุดมศักดิ์ เชาวลิต  
จำอากาศเอกสิทธิกร จันทร์ชู

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....62113  
วัน,เดือน,ปี..... 31 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงสำหรับชุดให้กำเนิดคลื่นไมโครเวฟ ท่อนำสัญญาณและการวัดสัญญาณ  
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR WAVE GUIDE  
AND SIGNAL MEASUREMENT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2547

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อปริญญานิพนธ์ แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งสำหรับชุดให้กำเนิดคลื่นไมโครเวฟ ท่อนำสัญญาณ  
และการวัดสัญญาณ

นักศึกษาผู้จัดทำ จ่าอากาศเอกอุดมศักดิ์ เชาวลิต เลขประจำตัว 45015265  
จ่าอากาศเอกสิทธิกร จันทร์ชู เลขประจำตัว 45015300



ปริญญานิพนธ์นี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการ

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงสำหรับชุดให้กำเนิดคลื่นไมโครเวฟ  
ท่อนำสัญญาณและการวัดสัญญาณ

ชื่อนักศึกษา

1. จำอากาศเอกอุดมศักดิ์ เชาวลิต เลขประจำตัว 45015265
2. จำอากาศเอกสิทธิกร จันทร์ชู เลขประจำตัว 45015300



โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร

แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์สำหรับชุดให้กำเนิดคลื่น ไมโครเวฟ  
ท่อนำสัญญาณและการวัดสัญญาณ

นักศึกษาผู้จัดทำ

จำอากาศเอกอุดมศักดิ์ เชาวลิต เลขประจำตัว 45015265

จำอากาศเอกสิทธิกร จันทรรัฐ เลขประจำตัว 45015300

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปีการศึกษา

2547

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรอกแบบ แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์สำหรับอุปกรณ์ให้กำเนิดคลื่น ไมโครเวฟ ซึ่งจะนำแหล่งจ่ายนี้ไปจ่ายให้กับหลอดแมกนีตรอน เพื่อส่งสัญญาณเข้าไปในท่อนำคลื่นต่อไป ซึ่งภายในวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรย่อยทางอิเล็กทรอนิกส์หลายวงจร หัวใจสำคัญสำคัญของวงจรสวิตซ์ซึ่งจะอยู่วงจร ฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะใช้การควบคุมจาก TL494 ซึ่งจะเป็นตัวควบคุมการสวิตซ์ของ เพาเวอร์มอสเฟต

สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณ AC จะถูกส่งไปยังวงจรรีโซแนนซ์เพื่อคัปปลิงสัญญาณผ่าน หม้อแปลงความถี่สูง โดยจะกำหนดให้จำนวนรอบของขดลวดที่ขาออกให้มีจำนวนมากๆ เพื่อให้แรงไฟที่ขาออกมีขนาดแรงดันที่สูง หลังจากนั้นจึงจะทำการเรคตีไฟร์ป้อนให้กับ อุปกรณ์กำเนิดคลื่นไมโครเวฟซึ่งก็คือหลอดแมกนีตรอน

เมื่อจ่ายให้หลอดแมกนีตรอนแล้ว คลื่นจะถูกผลิตขึ้นที่ความถี่ประมาณ 2.45 GHz และจะถูกส่งเข้าไปในท่อนำคลื่น ซึ่งท่อนำคลื่นจะประกอบไปด้วย 3 ส่วน ส่วนแรกคือ ส่วนประกอบกับหลอดแมกนีตรอน ส่วนที่สองคือส่วนตรวจจับสัญญาณ และส่วนสุดท้ายคือ ส่วนปรับความถี่เรโซแนนซ์ของท่อนำคลื่น เมื่อผ่านทั้ง 3 ส่วนนี้แล้ว จะนำไปจ่ายให้โหลด ต่อไปในที่นี้โหลดก็คือเตาอบ ไมโครเวฟซึ่งมีใช้อยู่ทั่วไป

# SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR WAVE GUIDE AND SIGNAL MEASUREMENT

UDOMSAK CHOWALIT

SITTIKORN JUNCHOO

ASSOC. SOMSAK CHEARSIRIKUN advisor

2004

## ABSTRACT

This project was a design of switching power supply for microwave generator. The supply will be used as a source of a magnetron tube to radiate microwave signal into a wave guide. The supply consists of many electronic circuits. The main part is a half bridge converter controlled by TL494 which is a switching controller of the power MOSFET.

AC signal from the switching power MOSFET is sent to a resonance circuit and pass to a high frequency transformer. To increase the output voltage up to high level the secondary is coiled many laps. After that it is fed to a microwave generator or a magnetron tube.

The magnetron tube will creates 2.45 GHz microwave signal and send it to a wave guide. The wave guide comprises 3 partitions, first partition is directly connected to magnetron tube, second partition is a signal detector and last partition is a wave guide cavity adjustable. After passing through this wave guide the output signal is radiated into a regular microwave oven.

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	
Abstract	
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	3
1.1.2 ขอบเขตของโครงการ	3
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 บทนำ	4
2.2 หลักการเบื้องต้น	5
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์	6
2.4 วงจรควบคุม	10
2.5 วงจรขับ	14
2.6 วงจรสับเบอร์	19
2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	31
3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	31
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	33
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	40
3.4 การพันลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	41
3.5 ผลของการนำกระแสเพียงแต่พื้นผิวของทองแดง	41
3.6 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด	42
บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์	46
4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	46
4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน	48
บทที่ 5 หลอดแมกนีตรอน (Magnetron Tube)	51
5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน	51
5.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 ท่อนำคลื่น (Wave Guide)	58
6.1 บทนำ	58
6.2 โหมดการเคลื่อนที่ของคลื่น	58
6.3 ทฤษฎีท่อนำคลื่น	60
6.4 การเคลื่อนที่ของพลังงานในท่อนำคลื่น	60
6.5 รูปแบบของสนามแม่เหล็กภายในท่อนำคลื่น	61
6.6 การเดินทางของคลื่นภายในท่อนำคลื่น	62
บทที่ 7 การวัดสัญญาณ	65
7.1 บทนำ	65
7.2 ทิศทางการเชื่อมต่อ	66
7.3 ข้อควรระวัง 3 ข้อในการเชื่อมต่อ	68
7.4 พื้นฐานในการทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้วัดสัญญาณ	68
บทที่ 8 หลักการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง	71
8.1 การทำงานของวงจร	71
8.2 การออกแบบวงจร	72
8.3 ผลการทดลองโหลด 10 Kohms	74
8.4 ผลการทดลองกับโหลดแมกนีตรอน	76
บทที่ 9 สรุปผลการทดลอง	83
9.1 สรุปผลการทดลอง	83
9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทดลองและแนวทางแก้ไข	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โครงการนี้เป็นโครงการสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ (SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR) โดยชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟนี้ก็เป็นอย่างหนึ่งที่สามารถนำไปอย่างหนึ่ง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน

#### ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ

- งานพลาสมา เช่น ขบวนการอิชชิง (etching) สปีตเตอร์ริง (sputtering) แหล่งกำเนิดไอออน (ion source)
- อุตสาหกรรมการทำอาหาร เช่น การอบอาหารให้แห้ง
- เตอบไมโครเวฟ
- อุตสาหกรรม การแพทย์ วิทยาศาสตร์ ที่ต้องการพลังงานจากไมโครเวฟ

นอกจากนี้แล้ว ไมโครเวฟเทคโนโลยีเป็นแนวทางการใช้พลังงานที่น่าสนใจมากในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นพลังงานที่ไม่ทำลายสภาพแวดล้อม ขบวนการทำงานต่างๆ มีประสิทธิภาพสูงสำหรับการทำแห้ง (drying) การรวมแสง (concentrating) การให้กำเนิดความร้อน (product heating) การจัดการกับขยะ (waste management) เป็นต้น

แต่ทั้งนี้แล้วชุดกำเนิดนี้ก็ต้องการแหล่งจ่าย (source) ให้กับตัวเองเช่นกัน แหล่งจ่ายที่ต้องการก็คือ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั่นเอง

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ก็คือ แหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้ายๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่วๆ ไป ต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อยๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

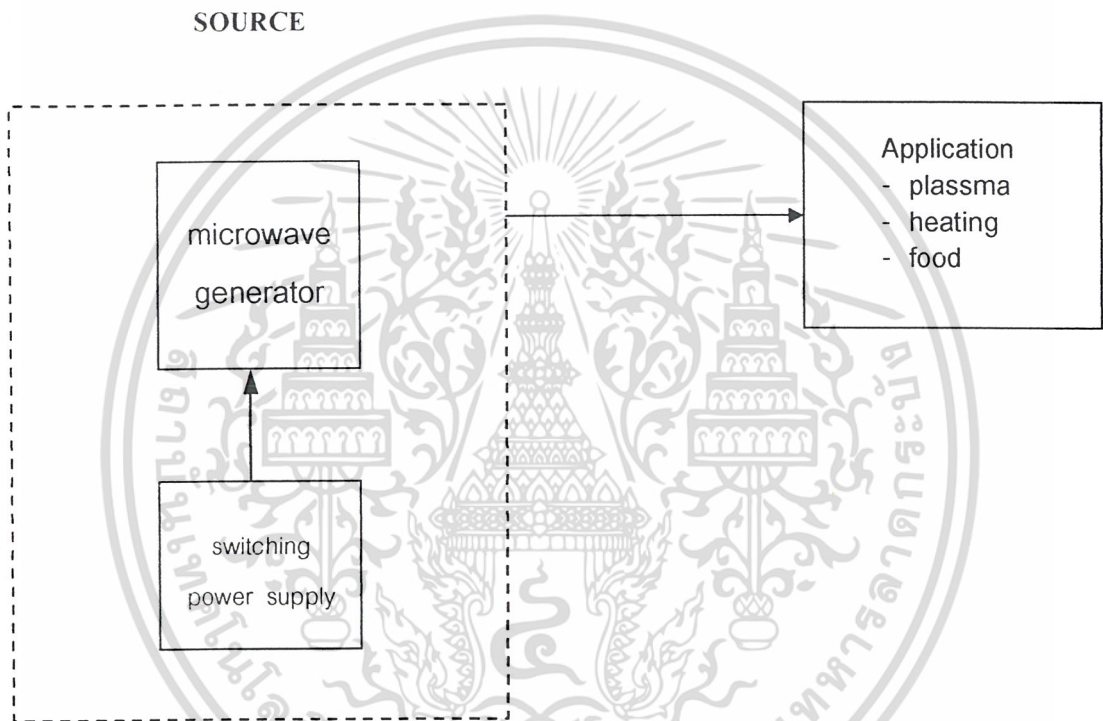
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวคือ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันตรงค่าต่ำเพื่อใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นหรือที่เรียกว่า ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมากรวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบาเริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย

สำหรับโครงการแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงเป็นการนำหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีการทำงาน คือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์และผ่านวงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงเพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟท ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรรีโซแนนท์ LC ที่ต่อกันแบบผสมเพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งตรงกับค่าความถี่รีโซแนนท์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำหรือสูงกว่าความถี่รีโซแนนท์ จะให้ค่า แรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

สำหรับแรงดันสูงที่สามารถผลิตได้จากวงจรข้างต้น ในโครงการนี้จะสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสูง 2.4 กิโลโวลต์ กระแส 500 มิลลิแอมป์ จะได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 1200 วัตต์ ซึ่งเป็นค่ากำลังชุดกำเนิดไมโครเวฟต้องการ หลังจากนั้นจึงจะนำชุดนี้ไปประยุกต์ใช้งานตามที่เรากำลังต้องการจากรูปด้านล่าง แสดงให้เห็นถึงแหล่งจ่ายสวิตซิ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ



รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายสวิตซิ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ

#### 1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของสวิตซิ่ง
- เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานระหว่างสวิตซิ่งกับชุดกำเนิดไมโครเวฟ
- เพื่อเป็นแนวทางในการนำชุดกำเนิดไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

#### 1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

- สร้างแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง 1200 วัตต์ (2.4 kv \* 500 mA)
- ท่อนำคลื่น 3 ส่วน

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 บทนำ

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบบนาลอก หรือดิจิทัล ก็ย่อมมีความจำเป็นที่จะต้อง  
ต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีลักษณะสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียง โดยยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไว้ได้
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการ  
ออกแบบ และอุปกรณ์ใช้นั้นไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น  
ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้กับ  
ความถี่ต่ำ ขนาดของขดลวดและแกนแม่เหล็กจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่ง  
จ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกอย่างของหม้อแปลงความถี่ต่ำก็คือ มีกำลังสูญเสียทางไฟฟ้า  
มาก ประสิทธิภาพจึงต่ำ

แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีก  
ระดับหนึ่ง ด้วยวงจร dc-to-dc converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์ , มอสเฟต และ  
อื่นๆ ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ โดยไม่จำเป็นจะต้องทำงานในย่านแอกทีฟ  
จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและ  
กระแส

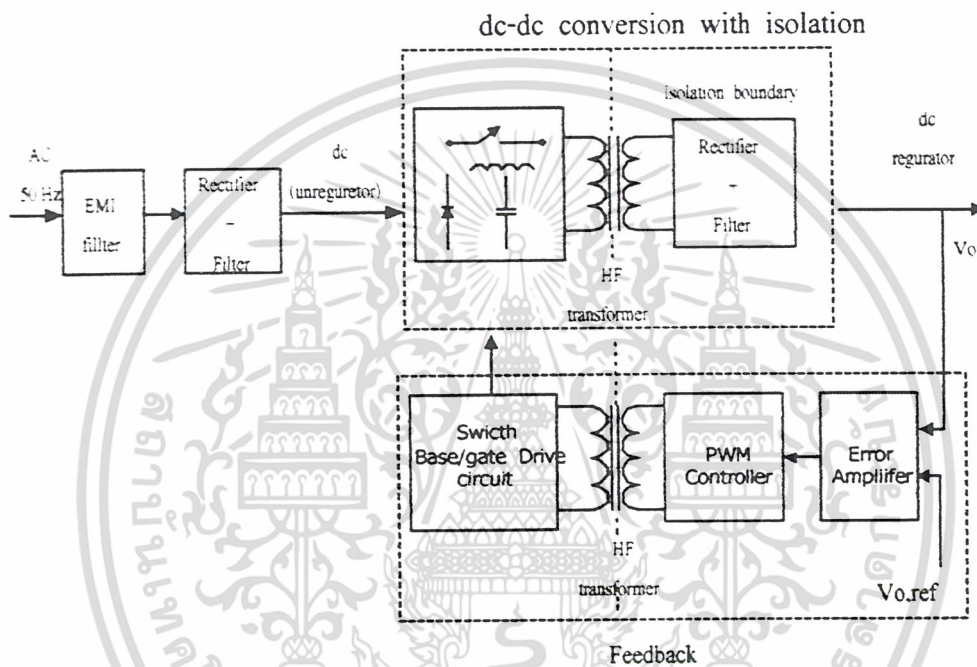
ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกระทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์  
โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดี  
แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งก็มีข้อเสียเช่นกัน

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหายาก
- การออกแบบมีความยุ่งยากมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 หลักการเบื้องต้น

พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์คือ ทำให้หม้อแปลงกำลังนั้นมีขนาดและน้ำหนักลดลง โดยการพยายามลดระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงที่ความถี่สูงๆ เพราะความถี่ยิ่งสูงขนาดและน้ำหนักจะลดลงมาก



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์

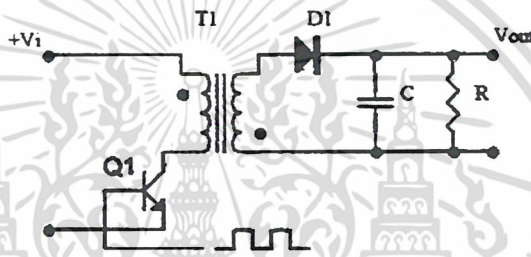
ในรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซึ่งแรงดันไฟสลับจากอินพุทจะถูกเรียงกระแสแล้วป้อนเข้ามา ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงที่ยังไม่ผ่านการเรกกูเลต สำหรับส่วนของบล็อก-ไดอะแกรม dc-dc Conversion with isolation จะเป็นตัวเปลี่ยนไฟตรงจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกหลายๆ ระดับโดยใช้ความถี่ในการสวิตซ์สูงมากๆ เป็นผลทำให้เกิดความถี่ ac มีค่าสูงตกคร่อม isolation transformer และ มีวงจรเรียงกระแสกับวงจรฟิลเตอร์ต่อกับขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เกิดเป็น  $V_o$

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายจะถูกเรกกูเลต โดยป้อนกลับมาควบคุมการทำงานของ PWM CONTROLLER ซึ่งจะนำแรงดันควบคุมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่สวิตซ์ สำหรับการแยกกันทางไฟฟ้า (isolation) ในการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยการใช้หม้อแปลงหรือแสงเป็นตัวแยกก็ได้

## 2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 23.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

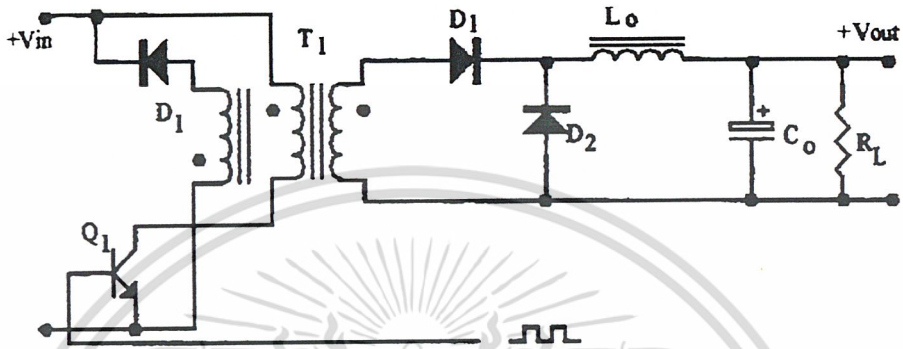


รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูง แคว้ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย และมีราคาถูก

### 2.3.2 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

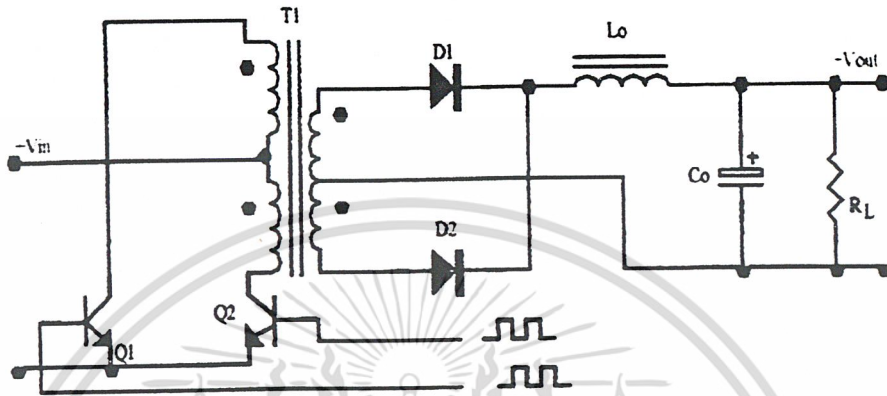


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่หม้อแปลง  $T_1$  ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และไหลได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน  $L$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแสไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิสนามแม่เหล็กใน  $L$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับชั่วแรงแค้นที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด  $D_2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่  $Q_1$  นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงแค้นที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

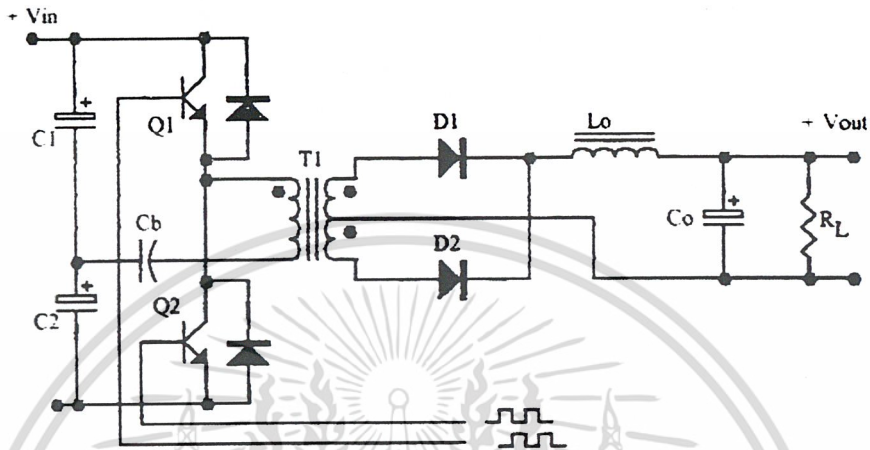


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.4 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

### 2.3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

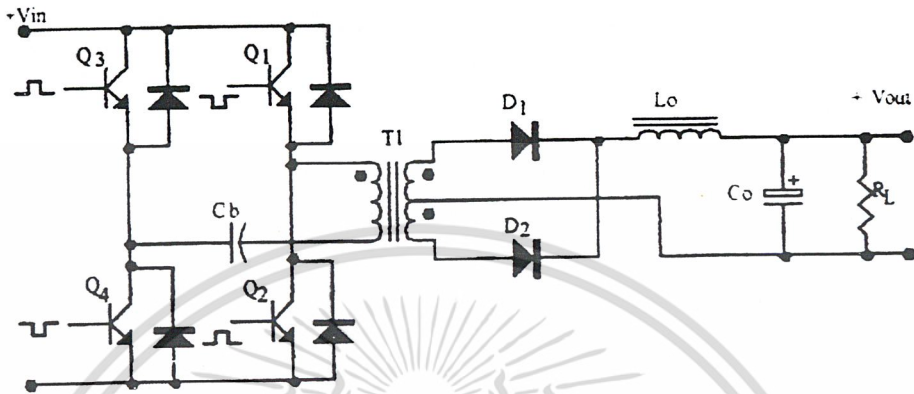


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

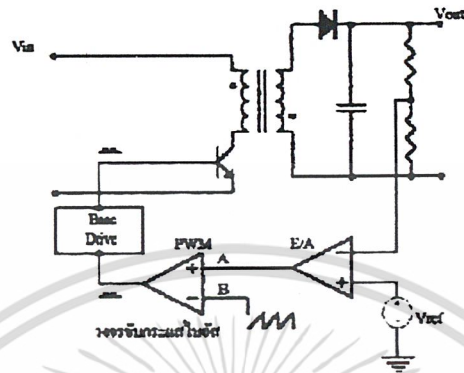
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

### 2.4 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ โนโหมคควบคุมจากแรงดันและโหมคควบคุมจากกระแส

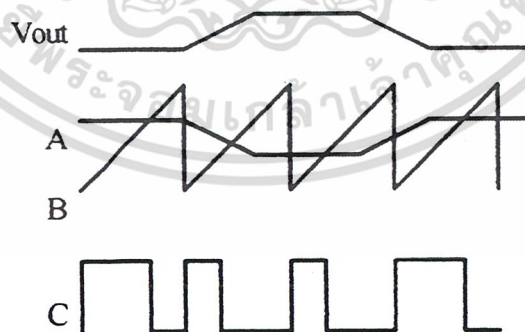
#### 2.4.1 วงจรควบคุมโนโหมคควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมโนโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมโนโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.7 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาท์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



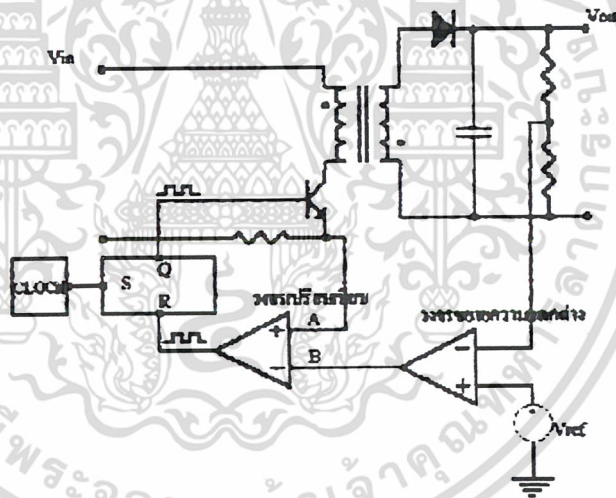
รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

#### 2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



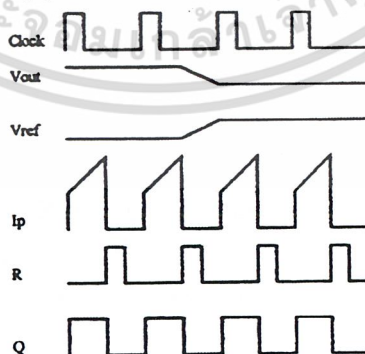
รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมเน้หมควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.9 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของ วงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบกับที่ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่เวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ก็จะนำกระแส เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ต่ออนุกรมไว้กับ  $Q_1$  ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

แรงดันตกคร่อม  $R_s$  ที่เกิดขึ้นถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ  $V_s$  เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของ แรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_s$  นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงนำเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน  $V_s$  มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.9 (ข)



รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. คอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่า แรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดการรบกวนและภาระเฟืองของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกิน ได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

## 2.5 วงจรขับ

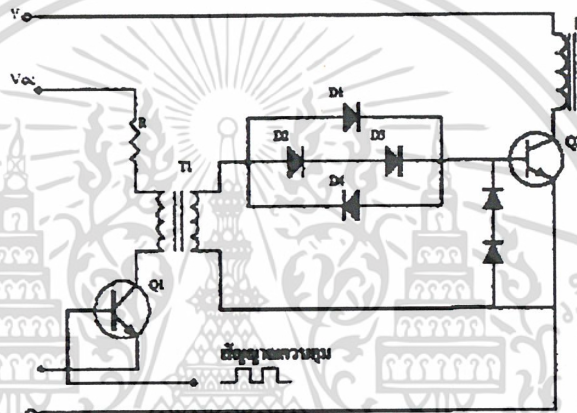
### 2.5.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้อง จะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้น ทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

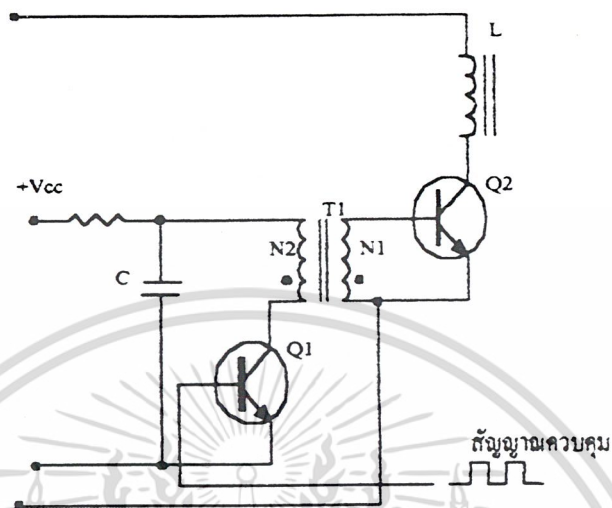
2.5.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์เคล็มปี เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกัน

การเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบอร์เกอร์เคลมปี

2.5.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบอร์เกอร์เคลมปี ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง ขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไปแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

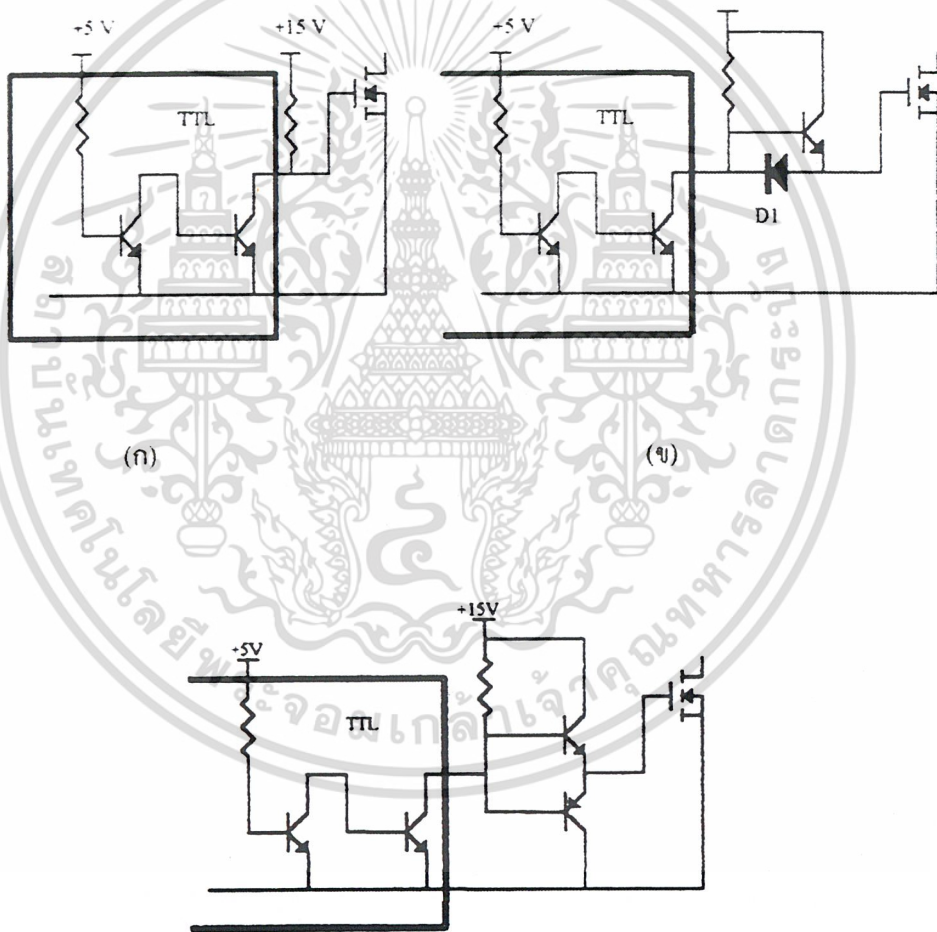
### 2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม SG 3526 โดยตรงเพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไปโพลาไรเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไปแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไปแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.5.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

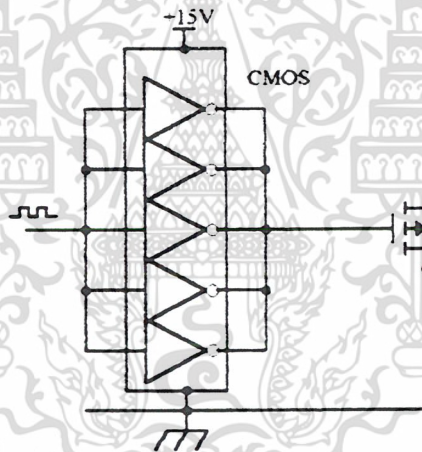
รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อฟูลอ๊ฟ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำ

กระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอ์ฟริซิเตอร์

รูปที่ 2.12 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรจับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมมากขึ้น

รูปที่ 2.12 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในการ ON-OFF ให้กับเพาเวอร์มอสเฟต

#### 2.5.2.2 วงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

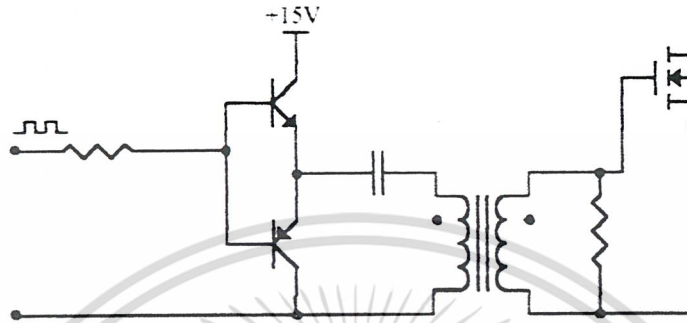


รูปที่ 2.13 แสดงการจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการจับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการจับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

### 2.5.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลง



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้มือแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้มือแปลงช่วย

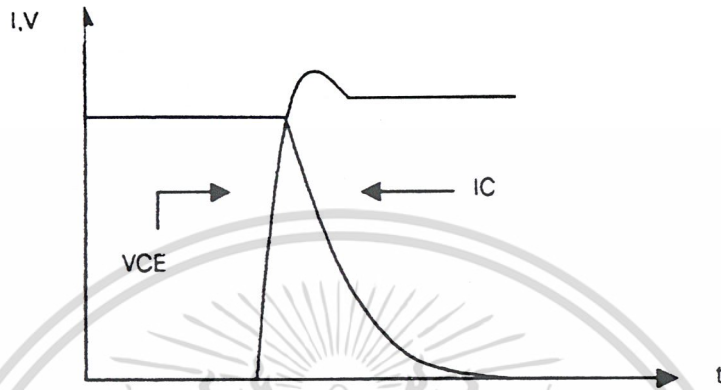
การต่อมือแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาท์พุทที่มือแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.14

## 2.6 วงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรั เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอรันี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอรัทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอรัซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

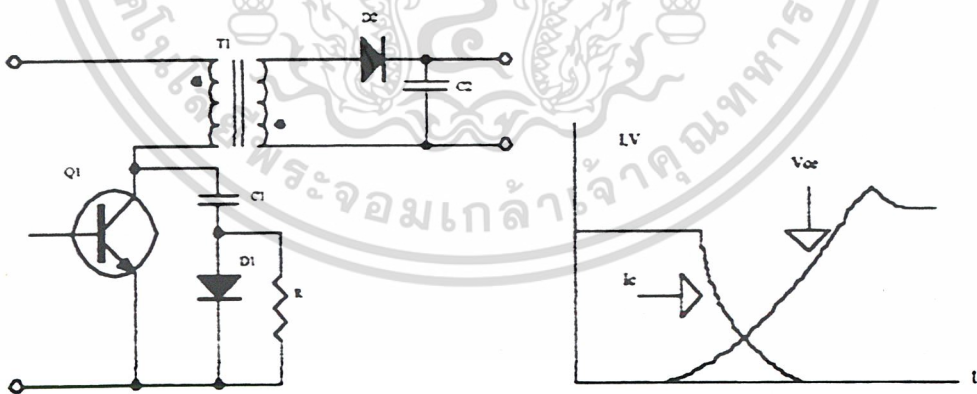
### 2.6.1 วงจรสับเบอรัช่วยหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันคกรวมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันคกรวมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ใต้หนึ่งกิโลแอมป์ และลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่อได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(Ip \times ton \pi)}{2 \times Vin} \dots\dots\dots(2.1)$$

$$R1 = \frac{ton(min)}{2 \times 3 \times C1} \dots\dots\dots(2.2)$$

- เมื่อ Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vin คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
- ton คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- toff คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

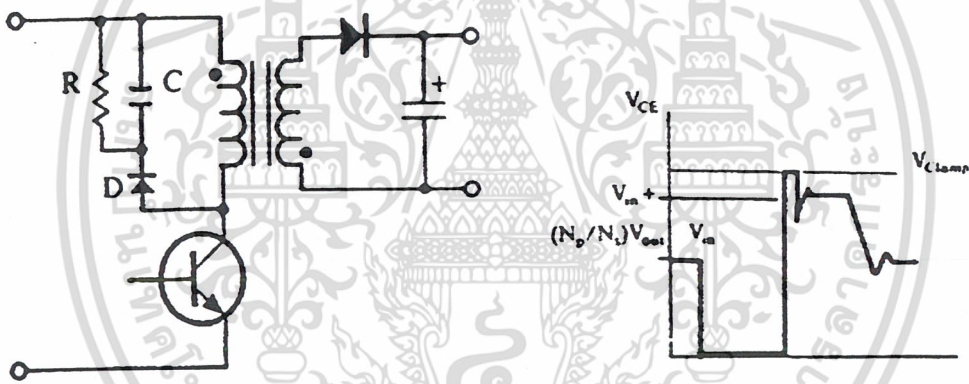
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

$$Pd = \frac{C1(2Vin)^2}{2T} \dots\dots\dots (2.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.6.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัด ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดขึ้นไปก็จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo - Vclamp ดังนั้น

$$C = \frac{L I_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

- เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vceo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off} (min)}{2 \times 3 \times C} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left[ \left( \frac{1}{2} \right) L I_p^2 \right]}{T} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

- เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- t<sub>off</sub> คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจร

คอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### 2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 750 nanoSec. ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 nanoSec. และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 100 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### 2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดำเนินตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

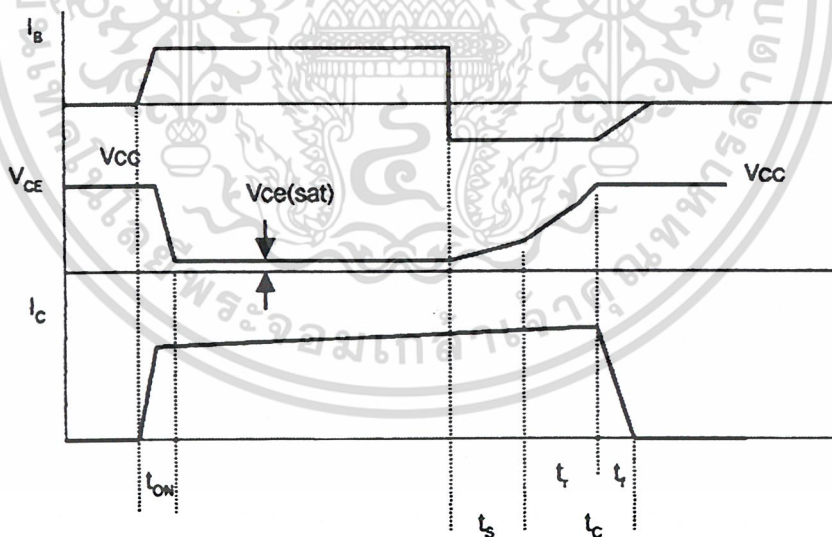
ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสสูง

### 2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อเสียอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาสูงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะ คือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอ้อมตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะยังมีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น  $V_{ce(sat)}$  ดังรูป 2.18 กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_s$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_s$  นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา  $t_s$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา  $t_r$  (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_r$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r + t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \dots\dots\dots (2.8)$$

เมื่อ	$P_{d(sw)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$V_{cc}$	คือ	แรงดันตกรวมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
	$I_{pk}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	$t_c$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	$T$	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

#### 2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะส่งผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพหุขุด หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

##### 2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสม

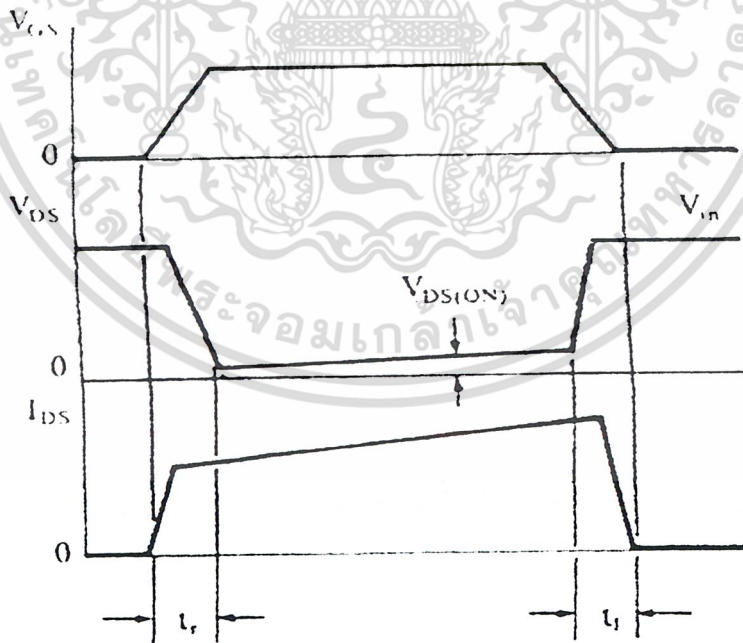
เกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_d$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \dots\dots (2.9)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.51_{pk(on)} \times Vin.tr}{T} \dots\dots (2.10)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.51_{pk(off)} \times Vin.tr}{T} \dots\dots (2.11)$$



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### หยุดการทำงาน

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{D_{son}}(T_j) \quad \dots\dots (2.12)$$

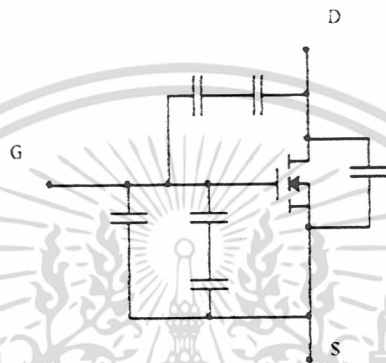
เมื่อ	$P_C$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw_{(off)}}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw_{(on)}}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk_{(on)}}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{D_{rms}}$	คือ	ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

#### 2.7.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

#### 2.7.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าค้ำอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.21

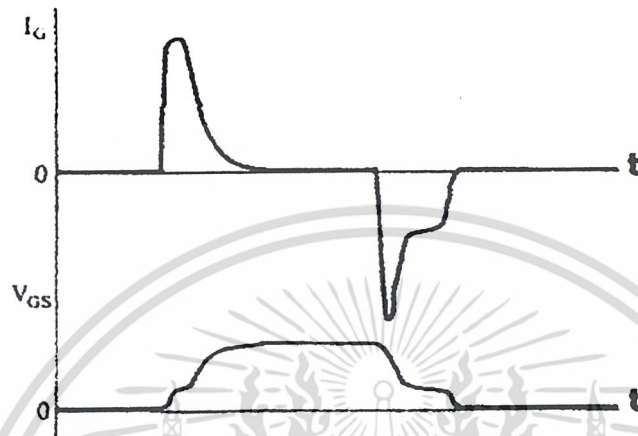


รูปที่ 2.20 แสดงตัวเก็บประจุแผงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่แสดง

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

#### 2.7.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์รีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์รีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

#### 2.7.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส  $V_{ds}$  สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

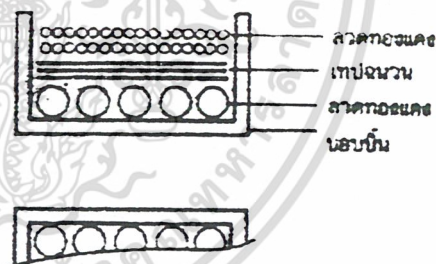
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง

ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

#### 3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนนอบบิ้น

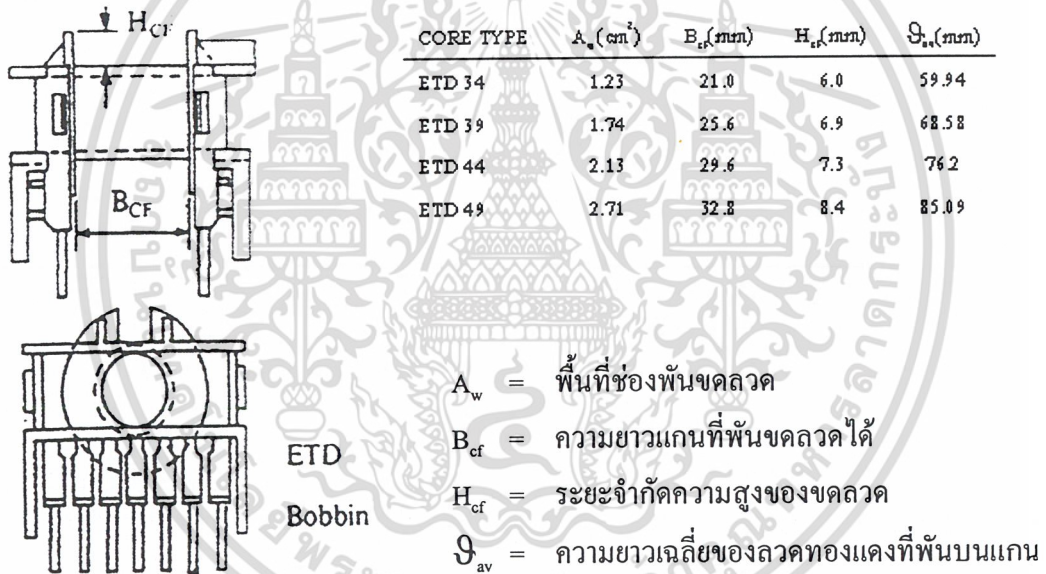
#### 3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000

เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์จึงนิยมใช้ แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

### 3.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 3.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกรอกแบบให้มีขาพิกลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC

### 3.1.3 ลวดทองแดงอบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟปฐมรีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

## 3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

### 3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

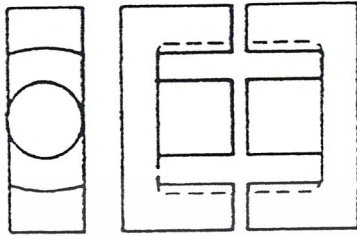
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.3

แกนแบบ POT นั้น จะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

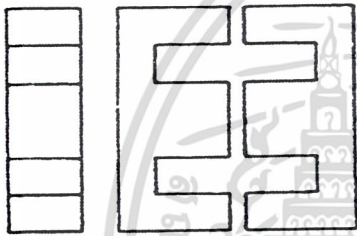
### 3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียลอะเรียลคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



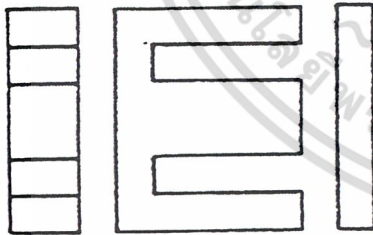
CORE TYPE	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0

ETD



CORE TYPE	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0

EE



CORE TYPE	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

EI

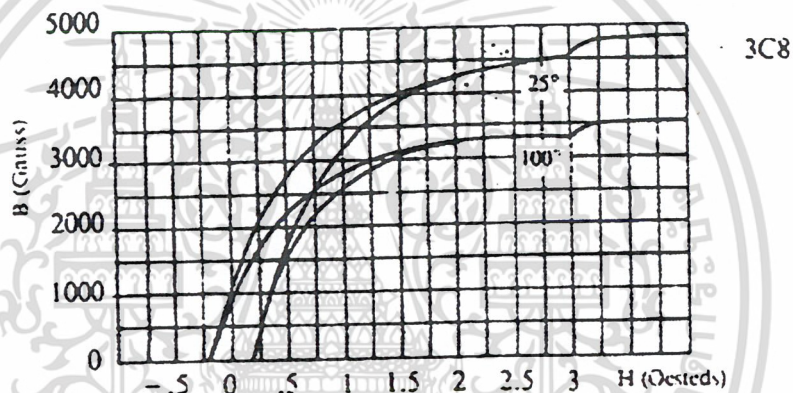
- $A_c$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์  
 $A_w$  = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น  
 $V_c$  = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์  
 $\varnothing$  = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD

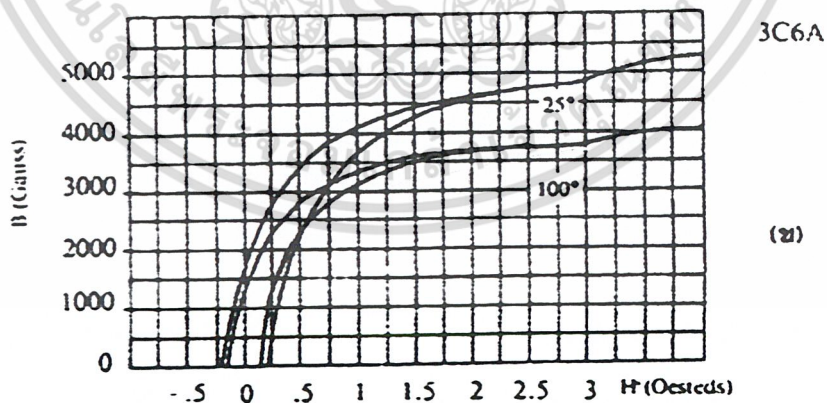
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 3.4 (ก) และ 3.4 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุด ดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



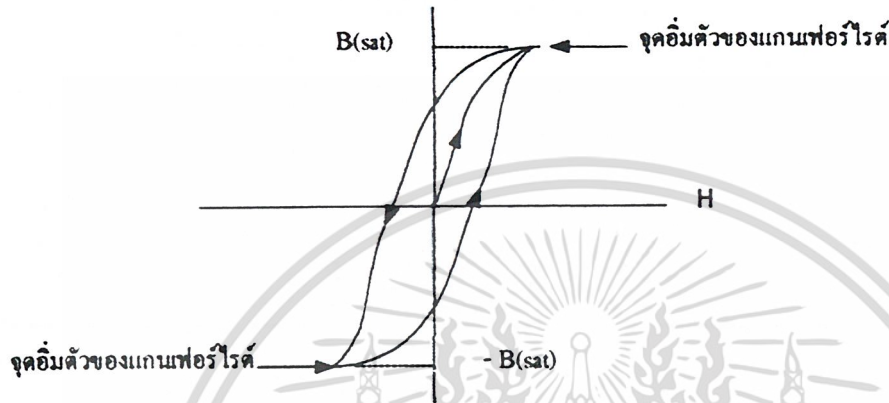
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.4

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง  
ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c} \quad (3.1)$$

เมื่อ	$\Delta B$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
	V	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
	$N_p$	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	$A_c$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	t	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

หมายเหตุ การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $\Delta B$  ให้กำหนดเป็น 2 เท่า ของค่าที่อ่านได้จากกราฟ ( $2 \times \Delta B$ ) และค่า  $\Delta B$  ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB คอนเวอร์เตอร์

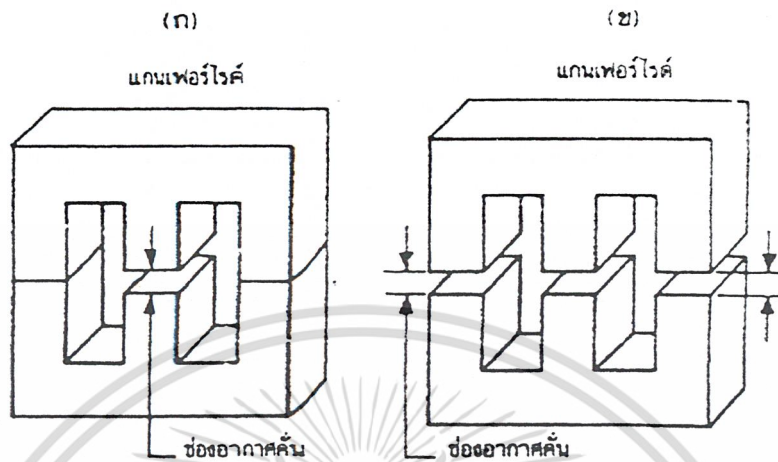
### 3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อนกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน ( $A_c$ ) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น ( $A_w$ )

### 3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่ แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 3.6 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประอบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประอบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประอบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

### 3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซ๊ค

หม้อแปลงสวิตซ์สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซ๊ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องการเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซ๊ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LIP(pk) = \frac{B^2_{(max)} \cdot I_g \cdot A_e \times 10^{-8}}{0.4\pi} \quad (3.2)$$

โดยที่	$I_g$	คือ	ระยะห่างช่องอากาศคันแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
	$A_e$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
	$B_{(max)}$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์
	$L$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต ไซค์ เป็นเฮนรี่

$I_{p(pk)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน  $L$  เป็นแอมป์

ค่าของ  $B_{(max)}$  โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลงได้ โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคัน  $I_g$  หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น ( $A_e$  เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคันจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิ่งและเอาต์พุต ไซค์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคันสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

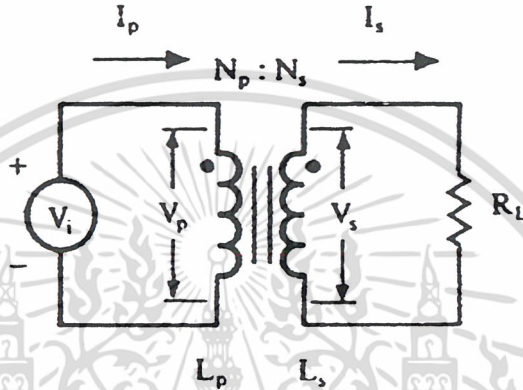
$$N = \frac{B_{max} \cdot I_g}{0.4\pi \cdot I_{p(pk)}} \quad (3.3)$$

เมื่อ  $N$  คือจำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคันหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

### 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟโพรมารีและขดเซคคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงซึ่งมีความสัมพันธ์ของขดไฟโพรมารีและขดเซคคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.7 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (3.4)$$

เมื่อ

$N_p$	คือ	จำนวนรอบของขดไฟโพรมารี
$N_s$	คือ	จำนวนรอบของขดเซคคันดารี
$V_p$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดไฟโพรมารี
$V_s$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคคันดารี
$L_p$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดไฟโพรมารี
$L_s$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคคันดารี
$I_p$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไฟโพรมารี
$I_s$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคคันดารี

มีข้อสังเกต คือ แรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟโพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไฟโพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอิน

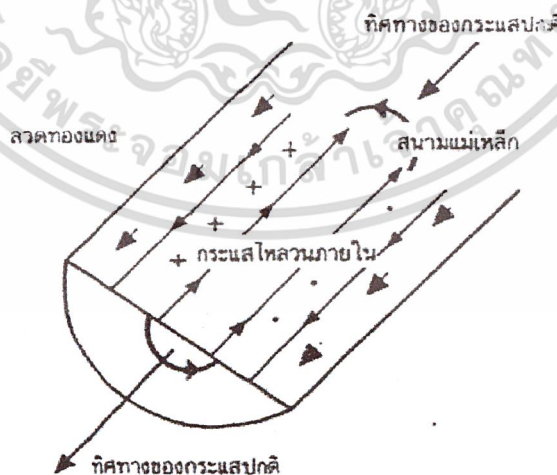
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การพันขลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขลวด

ปฏิกิริยาการพันขลวดทองแดงในหม้อแปลงสวิตช์จะใช้ขลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ กระแสสลับที่ไหลผ่านขลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ขลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

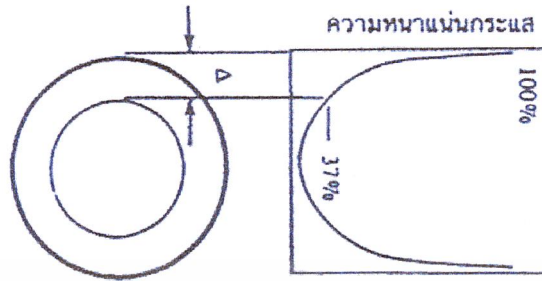
### 3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่ว่าผิวของขลวดทองแดง (Skin effect)

ขลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวขลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของขลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในขลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของขลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของขลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในขลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 3.9** แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 อกซาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $\Delta$  คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

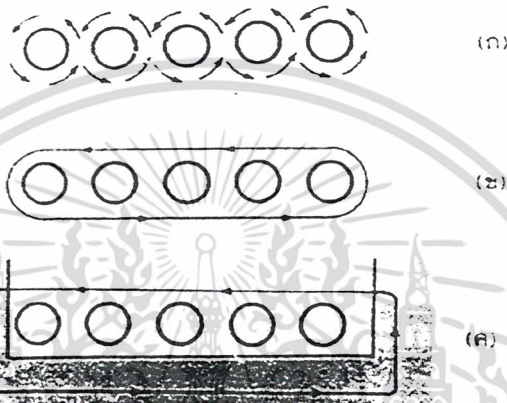
$f$  คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

### 3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability,  $\mu$  (มีว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกน เฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อธิบายต่อไป

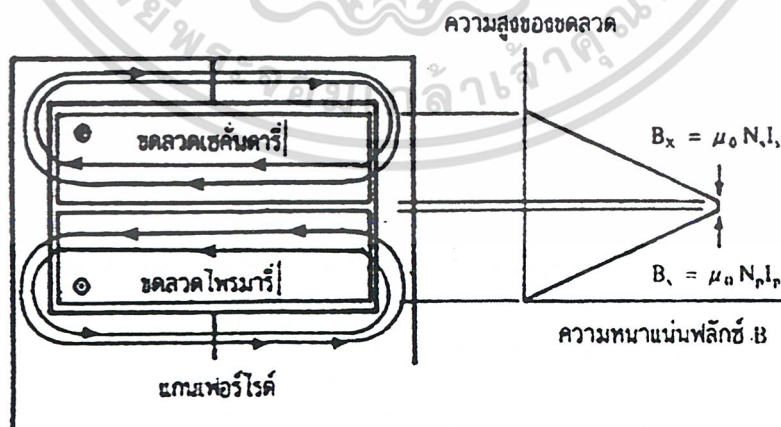
รูปที่ 3.10 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะ

รูปที่ 3.10 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 3.10 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็น ฟลักซ์รั่วนั่นเอง



รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิดซิ่ง

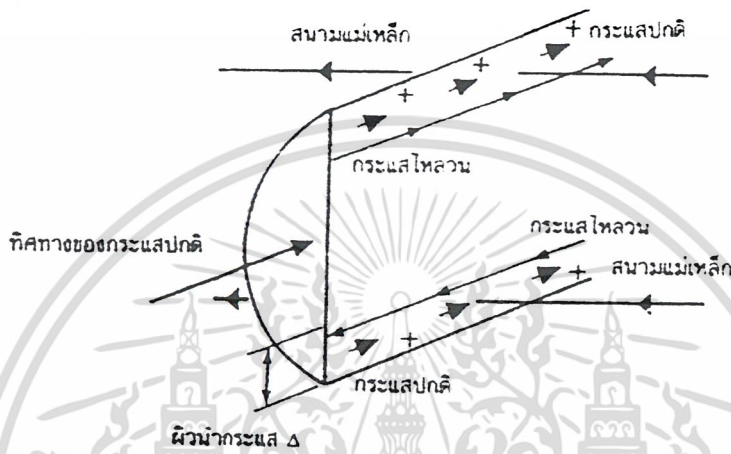
ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว ( $B_x$ ) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า  $B_x$  มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว  $B_x$  ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิดซิ่ง โดย  $B_x$  จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

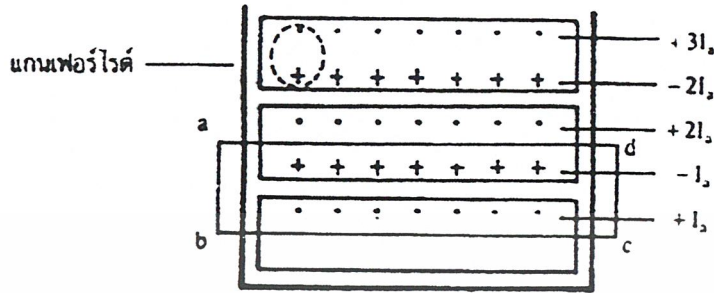
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกันกับการนำขดลวดวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.12



**รูปที่ 3.12** แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว ทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิว ด้านบน และด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทน ขดลวดแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พื้นเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ  $+I_u$  และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวหน้ากระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (Hd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมียุทธศาสตร์กับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดง ชั้นแรกมีค่าเท่ากับ  $+I_u$  ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ  $-I_u$  และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ  $+2I_u$  ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ  $+3I_u$  และค่ากระแสที่ผิวบนแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

## บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิต

### 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ  $Z$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \tag{4.1}$$



รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

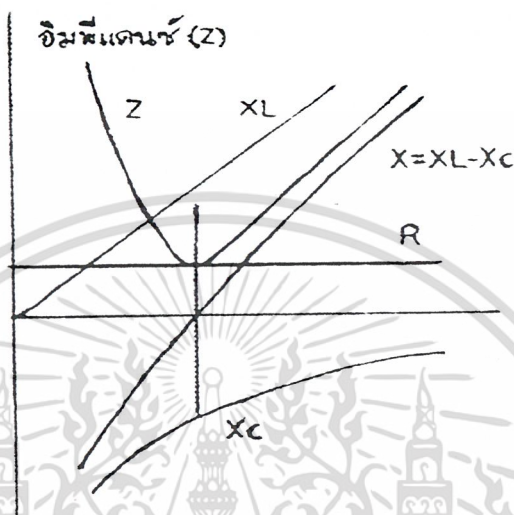
เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้  $X=0$  นั่นคือ  $\omega L = 1/\omega C$  หรือ  $\omega^2 = 1/LC$  หรือ  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{4.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

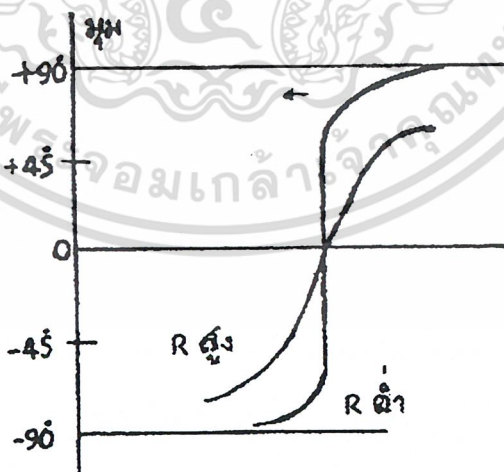
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.3}$$



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  และที่  $\omega = \omega_r$  จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

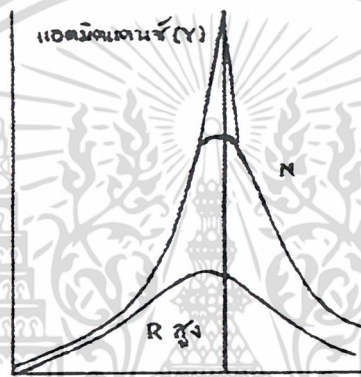


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $X_c$  จะมากกว่าค่าของ  $X_L$  และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำให้มุม  $\phi$  เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 4.3 และที่ความถี่  $\omega$  มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม  $\phi$  มีค่าประมาณ  $-90$  องศา

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $X_L$  จะมีค่ามากกว่าค่าของ  $X_c$  และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ  $+90$  องศา เมื่อความถี่  $\omega$  มีค่ามากกว่าความถี่  $\omega_r$  มากๆ



รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์

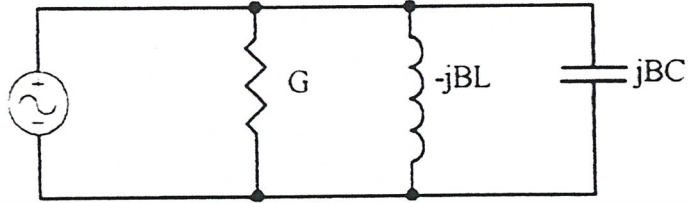
ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก  $I = EY$  ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่  $\omega_r$  และที่ความต้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่  $R = 0$  ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

#### 4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ  $Y$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\ &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\ &= G + jB \end{aligned} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในที่นี้  $B = B_c - B_L$ ,  $B_c = \omega C$  และ  $B_L = 1/\omega L$

เมื่ วงจรเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้  $B = 0$  นั่นคือ  $\omega C = 1/\omega L$  ความถี่รีโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (4.5)$$

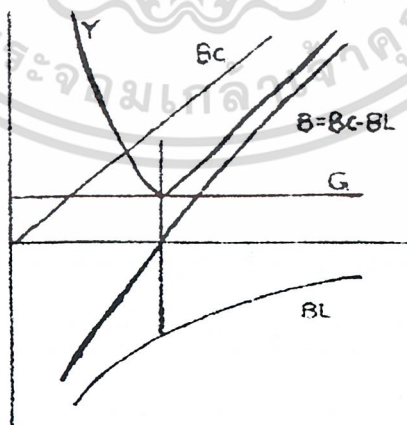
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

แอดมิตแตนซ์ (Y)

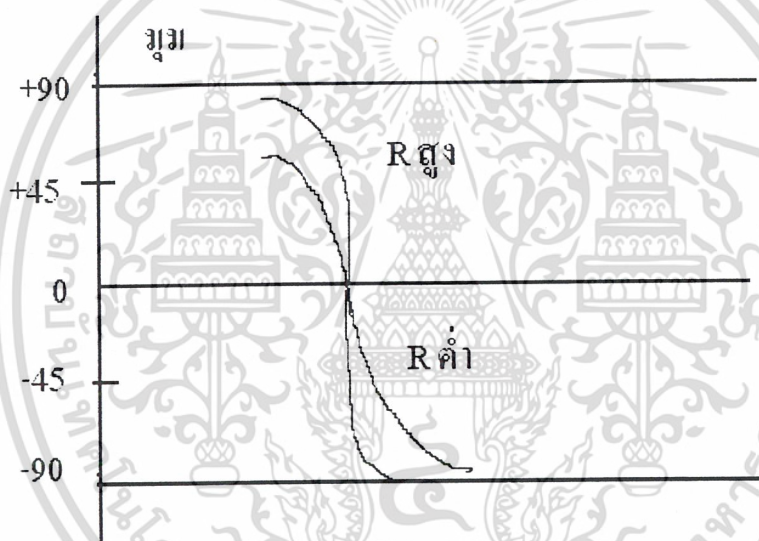


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมิตแตนซ์  $Y$  พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ  $G$ ,  $B_c$  และ  $B_L$  โดยพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  และที่  $\omega = \omega_r$  จะเห็นว่าค่าปฏิกิริยาคัพซเซฟแตนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักทีฟ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมิตแตนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีน้อยที่สุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $B_L$  จะมากกว่าค่าของ  $B_c$  จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิตแตนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ  $+90$  องศา เมื่อความถี่  $\omega$  มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูป 4.7



รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $B_c$  จะมากกว่าค่าของ  $B_L$  จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์  $Z$  มีค่าเป็นลบและมันเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่  $\omega$  เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

## บทที่ 5

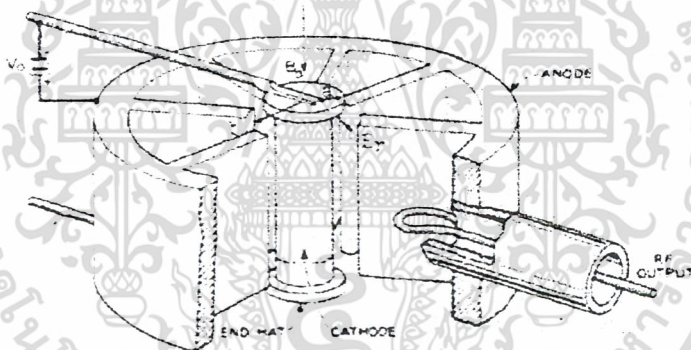
### หลอดแมกนีตรอน (Magnetron)

#### 5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

การทำงานของหลอดแมกนีตรอน โดยหลักการแล้วจะอาศัยการถ่ายเทพลังงานจลน์จากอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่กับสนามไมโครเวฟ ดังที่กล่าวในข้างต้นแล้วว่า หลอดแมกนีตรอนประกอบด้วยส่วนที่เป็นแอโนดซึ่งมักทำจากทองแดงหล่อเป็นชิ้นให้มีรูปร่างตามต้องการ และส่วนที่เป็นแคโทด มีขั้วแม่เหล็กถาวรวางขนานอยู่ทั้งด้านบนและด้านล่าง เพื่อให้สนามแม่เหล็กพุ่งลงมาตัดตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแอโนดกับแคโทด ความถี่ที่เกิดขึ้นในหลอดแมกนีตรอนจะถูกเหนี่ยวนำผ่านไปยังเอาต์พุทโดยส่วนที่เป็นสตัปแบบลัดวงจร (Short stub) โดยมีลักษณะเป็นวงแหวน ซึ่งเราเรียกว่า พิค-อัพ-ลูป (Pick-up Loop) สำหรับส่วนที่เราจะระงับเข้าไปในแอโนดเป็นรูปกลม นั่นก็คือที่จะให้เกิดเป็นรีโซแนนซ์ควิตี้ (Resonant Cavity) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่มีความถี่สูงๆ โดยที่ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุมาต่อกันจริงๆ เลย เพราะพื้นผิวด้านในส่วนที่เป็นวงกลมของควิตี้จะมีคุณสมบัติความเหนี่ยวนำ ในขณะที่ส่วนที่เป็นร่องต่อออกมาจากรูวงกลมจะมีคุณสมบัติเป็นความจุไฟฟ้า ควิตี้แต่ละอันจะมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้นพิก-อัพ-ลูป จะต่อกับควิตี้อันไหนก็ได้แล้วแต่ผู้ออกแบบ การออกแบบ ควิตี้เราจะต้องออกแบบให้ควิตี้มีค่า Q สูงๆ เพราะจะทำให้การออสซิลเลตในตัวมันเป็นไปได้โดยง่าย สมการของ Q ที่ใช้กันคือ  $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$  ดังนั้นการที่เราเอาทองแดงมาทำควิตี้ทำให้ความต้านทานที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยมาก ค่า Q ที่ได้จึงมีค่ามาก และเพื่อให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากแคโทดได้ง่ายขึ้น ช่องว่างระหว่างแอโนดกับแคโทดจึงต้องทำให้เป็นสูญญากาศโดยมีฝาปิดอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของแอโนด ฝาปิดนี้ยังช่วยไม่ให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องจากการแพร่คลื่นออกมาภายนอกด้วย สำหรับการจ่ายไฟเลี้ยงให้กับหลอดแมกนีตรอนนั้นจะต่อไฟบวก ขนาดแรงดันหลายกิโลวัตต์เข้ากับแอโนด และกราวด์เข้ากับแคโทด แต่เพื่อความสะดวกและป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นจากไฟฟ้าแรงสูงเช่นนี้ เราจึงต่อแอโนดเข้ากับกราวด์แล้วบ่อนแรงดันไปลบเข้ากับแอโนดแทนและแรงดัน ส่วนหนึ่งป้อนให้กับส่วนที่ทำหน้าที่ให้ความร้อนแก่แคโทดที่เรียกว่าฮีตเตอร์(Heater) เพื่อให้แคโทดสามารถปล่อยอิเล็กตรอนออกมาได้โดยง่าย เนื่องจากแคโทดจะต้องปล่อยกระแสไฟฟ้าออกมาเป็นจำนวนหลายแอมป์ทั้งยังต้องคำนึงผลต่างทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหลายกิโลวัตต์ ทำให้การออกแบบแคโทดจึงไม่ใช่เรื่องที่ย่างยาก

## 5.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน

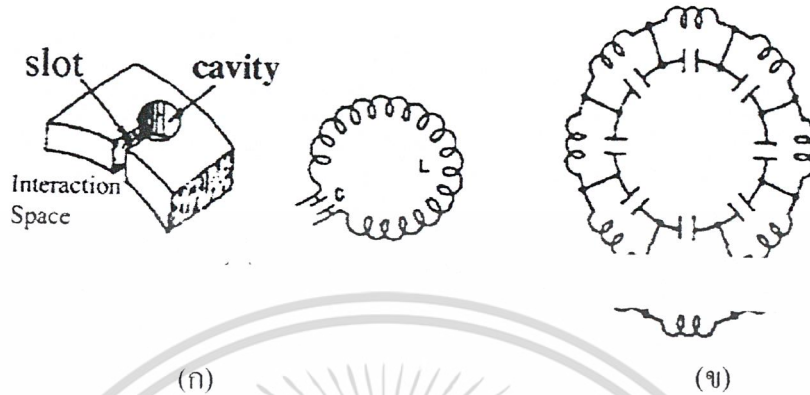
แมกนีตรอนเป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยขั้วแคโทดและแอโนดรูปทรงกระบอกที่มีแกนร่วมกัน ทางด้านขั้วแอโนดจะมีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงกระจายอยู่โดยรอบ และในแนวแกนจะมีสนามแม่เหล็กสถิตที่มีความเข้มที่เหมาะสมกระทำอยู่ในสภาพที่มีสนามแม่เหล็กในทิศแนวแกนดังกล่าวนี้อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดและถูกสนามไฟฟ้าดึงไปยังขั้วแอโนด จะได้รับแรงกระทำจากสนามแม่เหล็กทำให้เส้นทางของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไป ในช่วงที่สนามแม่เหล็กมีความเข้มต่ำ เส้นทางของอิเล็กตรอนจะเบี่ยงเบนไป จากเส้นตรงเป็นเส้นโค้งและอิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงขั้วแอโนดได้ ทำให้เกิดกระแสไหลในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.4 แต่เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มสูงขึ้นเกินกว่าค่าๆ หนึ่งอิเล็กตรอนจะถูกงอโค้งกลับมายังขั้วแคโทดอย่างเดิมและจะไม่มีกระแสไหล ความเข้มของสนามแม่เหล็กตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้เรียกว่าความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็ก (Critical magnetic field) แมกนีตรอนในสภาพที่มีความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กนี้จะออสซิลเลตได้ง่าย



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

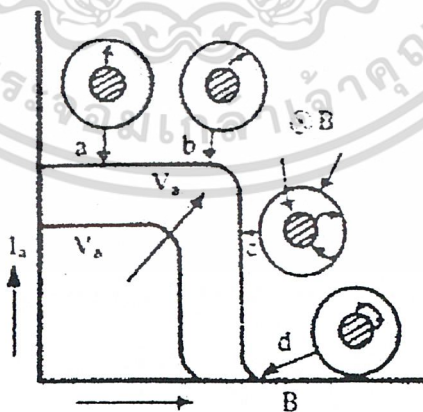
แคโทดจะถูกสร้างด้วยวัสดุที่มีคุณสมบัติที่สามารถปลดปล่อยอิเล็กตรอนได้ดี และทนต่ออุณหภูมิสูงๆ ได้ ทางด้านขั้วแอโนดนั้นจะมีควิตีเรโซแนนซ์กระจายอยู่โดยรอบ ทำหน้าที่คล้ายกับวงจรจูน LC (LC-tune) ที่มีค่า Q สูงๆ ซึ่งวงจรทางไฟฟ้าสมมูลสามารถแสดงในรูปที่ 5.2 (ก) [1] วงจรจูนทำหน้าที่เลือกความถี่ให้เรโซแนนซ์กับความถี่ไมโครเวฟที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วความลึกของควิตีจะมีค่าเท่ากับ  $\lambda_g/4$  โดยประมาณ [2] ช่องว่างระหว่างแอโนดและแคโทดจะเรียกว่า "อินเตอร์แอคชันสเปซ"(Interaction space) ซึ่งเป็นบริเวณที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกระทำต่ออิเล็กตรอนเป็นผลให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศทางต่างๆ กัน และวงจรทางไฟฟ้าสมมูลทั้งหมดเป็นดังรูปที่ 5.2 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 (ก) ความวิตรีโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรสมมูล  
(ข) วงจรสมมูลควาวิตรีโซแนนซ์ทั้งหมด

ถ้าจัดสนามไฟฟ้าค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอนที่ค่าสนามแม่เหล็กน้อยๆ อิเล็กตรอนที่ออกจากแคโทดทั้งหมดจะเดินทางไปยังแอโนดเป็นทางโค้งเล็กน้อย (a) ในรูป 5.3 ดังนั้นกระแสแอโนดจะมีค่าคงที่เมื่อเพิ่มค่าสนามแม่เหล็ก กระแสแอโนดจะค่อยๆ ลดลงและทางเดินของอิเล็กตรอนจะโค้งมากขึ้นเรื่อยๆ จนทางเดินของอิเล็กตรอนสัมผัสกับเส้นรอบวงแอโนดกระแสจะเริ่มลดลงอย่างรวดเร็ว (c) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กมีค่าสูงเกินกว่าค่าๆ หนึ่ง กระแสแอโนดจะมีค่าเป็นศูนย์ (d) ที่จุดนี้อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่โค้งกลับมาที่แคโทดเหมือนเดิม เราเรียกสนามแม่เหล็กนี้ว่าสนามแม่เหล็กวิกฤต



รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด

ในทางกลับกันถ้าเราจัดสนามแม่เหล็กค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอน ที่ค่าสนามไฟฟ้าน้อยๆ อิเล็กตรอนที่หลุดจากแคโทดจะวิ่งวกกลับไปที่แคโทดหมด เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าจนมีค่ามากกว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามไฟฟ้าวิกฤต ( $V_c$ ) อิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงแอโนดทำให้เกิดกระแสแอโนดขึ้น เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าเรื่อยๆ กระแสแอโนดจะคงที่เนื่องจากอิเล็กตรอนเดินทางถึงแอโนดทั้งหมด

เพราะฉะนั้นเราสามารถควบคุมกำลังของไมโครเวฟได้ โดยการบังคับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่มีค่าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าวิกฤต ( $V_c$ ) และจัดให้สนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่าค่าสนามแม่เหล็กวิกฤต ( $H_c$ ) เพื่อให้อิเล็กตรอนส่วนน้อยวิ่งถึงแอโนด ในขณะที่อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะถูกหน่วงให้เคลื่อนที่ช้าลงเป็นทางโค้งและบางส่วนจะวิ่งชนแอโนด พลังงานจลน์ส่วนใหญ่จึงถ่ายเทให้กับสนามไมโครเวฟในอินเตอร์เอ็กซ์สเปซ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้แมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานจากกำลังงานอินพุตพัลส์กระแสตรง เป็นกำลังเอาต์พุตไมโครเวฟได้ถึง 70 กว่าเปอร์เซ็นต์

อย่างไรก็ตามการทำงานของหลอดแมกนีตรอนแบบแตรฟเว็ลถึง-เวฟจะกล่าวได้ว่าเมื่ออิเล็กตรอนหลุดออกมาจากขั้วแคโทดและถูกเร่งด้วยแรงดันของแอโนดสนามของคลื่นไมโครเวฟจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น เนื่องจากอิเล็กตรอนบางส่วนจะถูกเร่งให้ความเร็วสูงขึ้น (รับพลังงานจากสนาม) และบางส่วนจะถูกหน่วงให้มีความเร็วต่ำลง (ถ่ายเทพลังงานให้กับสนาม) และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะได้รับแรงจากสนามแม่เหล็กและหมุนไปรอบๆ แกนของขั้วแคโทดโดยไม่มีจุดสิ้นสุด ตามรูปจะได้เหมือนกับกลุ่มอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปในบริเวณใกล้ๆ กับวงจรถัดขึ้นจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและหมุนไปรอบๆ แกน ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 การเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด

ในสภาพที่เกิดออสซิลเลชันนั้นกลุ่มอิเล็กตรอนจะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง แล้วถ่ายเทพลังงานให้กับสนามไมโครเวฟในขณะที่หมุนไปรอบๆ แกน และมีอิเล็กตรอนเพียงส่วนน้อยที่วิ่งถึงขั้วแอโนด ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลข้ามระหว่างขั้วทั้งสองมีขนาดต่ำเมื่อเทียบกับ

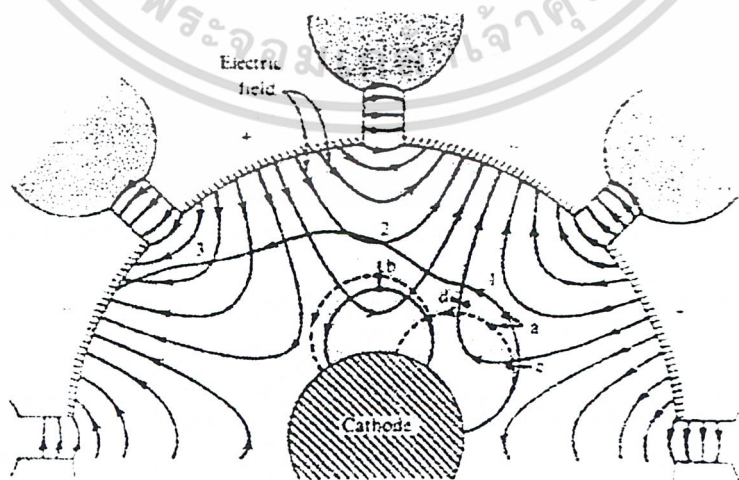
หลอดแบบอื่น และนี่เป็นสาเหตุที่หลอดแมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานสูงกว่าหลอดแบบอื่นๆ

เงื่อนไขสำคัญของการเกิดออสซิลเลชัน คือช่วงเวลาที่กลุ่มอิเล็กตรอนหมุนครบหนึ่งรอบนั้นต้องเป็นจำนวนเท่าลงตัวของคาบของคลื่นไมโครเวฟ หรือถ้าพิจารณาในรูปของเฟสแล้วคลื่นไมโครเวฟที่เกิดขึ้นในควิตี้เรโซแนนซ์ใน 1 รอบ จะมีเฟสต่างกันเป็นจำนวนเท่าลงตัวของ  $2\pi$  ดังนั้นถ้าให้  $\theta$  เป็นเฟสที่แตกต่างของคลื่นไมโครเวฟในควิตี้เรโซแนนซ์และ เป็นจำนวนของควิตี้เรโซแนนซ์จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตตามสมการ

$$N\theta = 2n\pi \quad (5.1)$$

เพื่อให้แน่ใจว่าสนามเอซีในควิตี้เรโซแนนซ์เว้นควิตี้มีขั้วสนามเหมือนกัน ในทางปฏิบัติจึงบังคับให้จำนวนควิตี้เรโซแนนซ์เป็นเลขคู่ นั่นคือ  $N = 2n$  โดยที่  $n = 1, 2, 3 \dots n$  เช่น  $n$  อาจเป็น 6 หรือ 8 ซึ่งจะทำให้สมการ (5.1) มี  $\theta = \pi$  การออสซิลเลตในเงื่อนไขเช่นนี้จะเรียกว่าเป็นการออสซิลเลตในโหมด  $\pi$  ( $\pi$ -mode Oscillation) ซึ่งจะมีเฟสต่างระหว่างสนามควิตี้ติดกัน 180 องศา หรือ  $\pi$  เรเดียน ที่โหมด  $\pi$  นี้จะให้กำลังงานเอาต์พุตสูงที่สุด แมกนีตรอนที่ใช้อยู่ทั่วไปจึงออสซิลเลตในโหมด  $\pi$  นี้

การเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้แก่สนามไมโครเวฟของออสซิลเลชันในโหมด  $\pi$  จะแสดงได้โดยใช้รูปที่ 5.5 ประกอบ

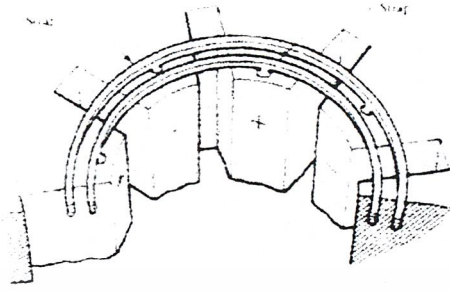


รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ

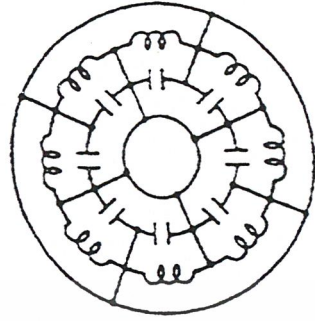
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในจังหวะของสนามไมโครเวฟตามที่แสดงไว้ในรูปนี้ อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a จะถูกหน่วงด้วยสนามไมโครเวฟและถ่ายเทพลังงานบางส่วนให้กับสนาม และอิเล็กตรอนนั้นจะมีพลังงานลดลงเมื่อความเร็วลดลง อิเล็กตรอนบางส่วนจะส่งผลต่อไปได้ แต่บางส่วนจะถูกดึงกลับมาที่ขั้วแคโทดดังที่แสดงไว้ในรูป เมื่อพิจารณาอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c อิเล็กตรอนนี้จะถูกเร่งด้วยสนามไมโครเวฟให้มีความเร็วสูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันก็จะถูกแรงจากสนามแม่เหล็กส่งไปในทิศทางของเส้นรอบวง จึงทำให้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c ตามทันอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a ได้ สำหรับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง d นั้นจะถูกสนามไฟฟ้าหน่วงให้ช้าลงทำให้ถูกตามทันจากอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a และ c ได้ ในที่สุดก็จะเกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะหมุนรอบแกนด้วยความเร็วเท่ากับการหมุนของสนามไมโครเวฟ จึงทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้กับสนามไมโครเวฟอย่างต่อเนื่องในแมกนีตรอนแบบ CW นั้นจะมีการคับปลิงกำลังคลื่นไมโครเวฟจะถูกคับปลิงออกไปใช้เป็นช่วงๆ โดยมีคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ประมาณ 0.001 ถึง 0.002 ทำให้กำลังคลื่นที่สะสมอยู่มีขนาดสูงขึ้นเป็นหลักของ MW ได้ การคับปลิงทำได้โดยการงอหลอดตัวนำแกนกลางของสายโคแอดหรือคอนเนคเตอร์กับตัวนำนอกของสายเชื่อมต่อกับคิวตี้แล้วยื่นเข้าไปในคิวตี้เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 5.1

ปัญหาที่เกิดขึ้นได้กับแมกนีตรอนที่เป็นแบบคิวตี้เรโซแนนซ์ที่กล่าวมาก็คือ ความถี่ในการออสซิลเลตจะเปลี่ยนแปลงไปตามการโหลดได้ [2] โหลดที่เป็นรีแอกทีฟ (Reactive component) จะทำให้เกิดการเลื่อนความถี่ไปเป็น การเพิ่มความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุ (Capacitance) ให้กับคิวตี้เรโซแนนซ์ ในขณะที่โหลดเป็นตัวต้านทาน (Resistive component) จะทำให้กำลังงานเอาท์พุทลดลง และปัญหาอีกประการหนึ่งของแมกนีตรอนแบบนี้ก็คือ การเปลี่ยนโหมคของการออสซิลเลต แมกนีตรอนโดยทั่วไปจะป้องกันการเคลื่อนย้ายความถี่ออสซิลเลต โดยจะติดตั้งแหวนสเตรป (Strap ring) [3] ไว้ 2 ชุด วงแหวนสเตรปแต่ละชุดจะต่อกับขั้วของคิวตี้เรโซแนนซ์ขั้ววันขั้วโดยที่ไม่ซ้อนกัน ดังแสดงในรูป 5.6 (ก) และ (ข) เป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า เสมือนการนำแต่ละคิวตี้เรโซแนนซ์มาวางขนานกัน ในสภาพเช่นนี้นอกจากโหมค  $\pi$  แล้ว โหมคอื่นๆ จะไม่สามารถออสซิลเลตได้เพราะค่าความแตกต่างเฟสระหว่างขั้วที่อยู่ห่างกันสองขั้วนี้จะไม่เท่ากับ  $2\pi$  ตามที่ถูกบังคับ โดยวงแหวนสเตรป



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.6 (ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ตามค่าของโหมด

(ข) วงจรสมมูลย์ของควิตที่ต่อกันแบบขนานเป็นผลจากแหวนสเตรป

นอกจากนี้การใช้ควิตีเรโซแนนซ์แบบรูปพระอาทิตย์ขึ้น(Rising sun) ก็สามารถป้องกันการกระโดดข้ามโหมดได้เช่นเดียวกัน เพราะความถี่เรโซแนนซ์ของควิตทั้งสองขนาดจะไม่เท่ากัน การอสซิลเลตจึงเกิดขึ้นที่ความถี่กลางๆ ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งสองควิตี โดยจะเกิดในโหมด  $\pi$  รูปที่ 5.7 แสดงตัวอย่างของควิตีแบบพระอาทิตย์ขึ้น



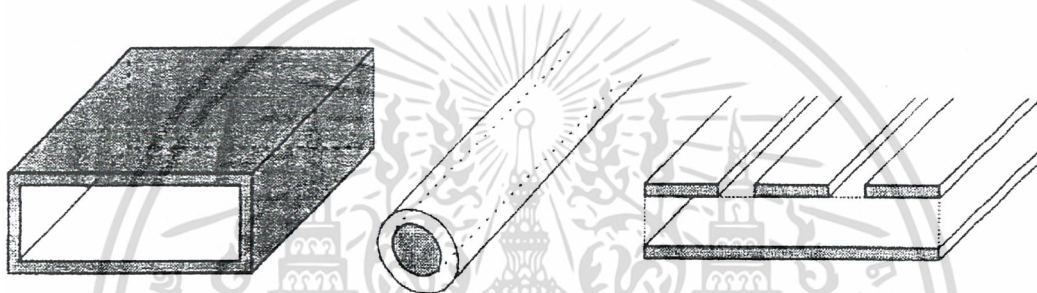
รูปที่ 5.7 โครงสร้างของขั้วแอโนดรูปพระอาทิตย์ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6 ท่อนำคลื่น

### 6.1 บทนำ

สายส่งสัญญาณไฟฟ้านั้นมีอยู่ด้วยกันหลายประเภทขึ้นอยู่กับความถี่และลักษณะการเคลื่อนที่ของสัญญาณในสายส่งนั้นๆ แต่ในโครงงานนี้มีความถี่สูงจะพิจารณาการเคลื่อนที่ของคลื่นคล้ายกับการเคลื่อนที่สัญญาณที่ประกอบด้วยสนามแม่เหล็กกับสนามไฟฟ้าหรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั่นเอง ส่วนในความถี่ต่ำนั้นจะพิจารณาการเคลื่อนที่คล้ายกับการไหลของกระแสไฟฟ้าตามท่อทั่วไป

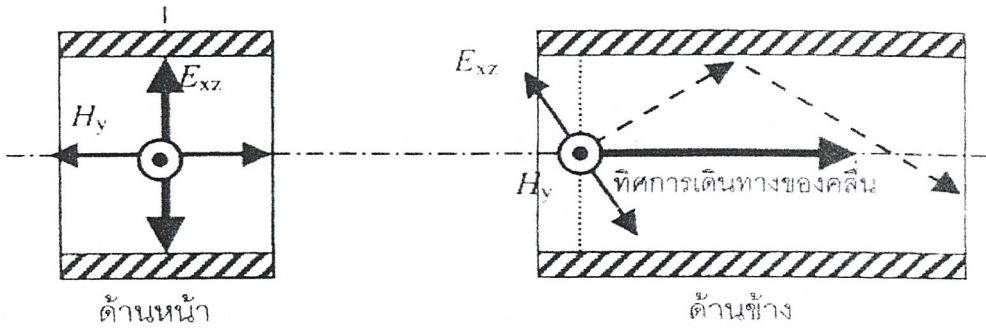


รูปที่ 6.1 ตัวอย่างท่อนำคลื่นแบบต่างๆ

### 6.2 โหมดการเคลื่อนที่ของคลื่น

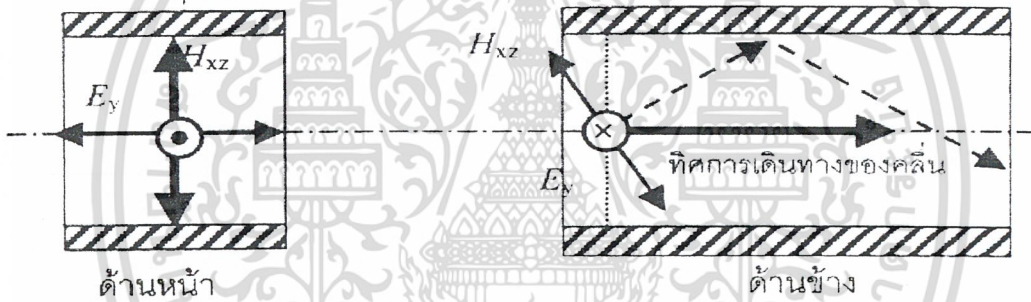
คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เคลื่อนที่ในสายส่งใดๆ นั้น จะมีลักษณะโหมดการเคลื่อนที่หรือลักษณะการเคลื่อนที่ภายในสายส่งนั้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะการพุ่งเข้าของคลื่นและรูปทรงภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณไฟฟ้านั้น โดยแต่ละ โหมดจะมีรูปแบบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปร่างลักษณะสอดคล้องกับภาคตัดขวางภายในของท่อนำสัญญาณนั้นๆ ซึ่งในทางคณิตศาสตร์จะเปรียบเสมือนรูปทรงตัดขวางว่าเป็นเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Conditions) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ภายในสายส่งสัญญาณไฟฟ้านั้น สนามแม่เหล็กภาคตัดขวางที่เกิดขึ้นมาจะอยู่ในรูปแบบของสนามเฉพาะที่เรียกว่าโหมดภาคตัดขวาง (Transverse Mode) โดยทั่วไปแล้วสายส่งสามารถจำแนกตามประเภทของโหมดการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยจำแนกออกเป็น โหมดพื้นฐาน ได้ 3 แบบคือ

6.2.1 โหมดสนามแม่เหล็กตัดขวาง (Transverse Magnetic TM Mode) เป็นโหมดที่คลื่นเคลื่อนที่ไปตามตัวกลางโดยแม่ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กเท่านั้นที่ตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นในท่อนำสัญญาณนั้นหรือคลื่นจะเดินทางไปตามตัวกลางโดยไม่มีสนามแม่เหล็กในทิศการเคลื่อนที่ของคลื่นในท่อนำสัญญาณ ดังรูป



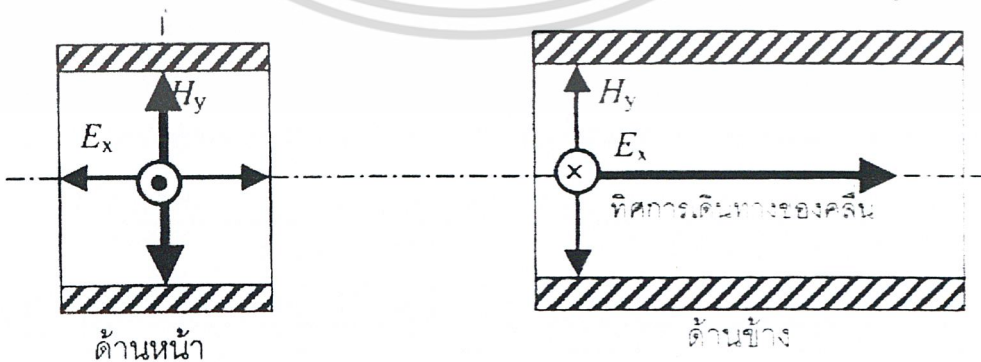
รูปที่ 6.2 การเคลื่อนที่ของคลื่นในโหมดสนามแม่เหล็กตัดขวาง

6.2.2 โหมดสนามไฟฟ้าตัดขวาง (Transverse Electric TE Mode) เป็นโหมดที่คลื่นเคลื่อนที่ไปตามตัวกลางโดยแม่ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้นที่ตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นในท่อนำสัญญาณนั้น หรือคลื่นจะเดินทางไปตามตัวกลางโดยไม่มีสนามไฟฟ้าในทิศการเคลื่อนที่ของคลื่นในท่อนำสัญญาณ ดังรูป



รูปที่ 6.3 การเคลื่อนที่ของคลื่นในโหมดสนามไฟฟ้าตัดขวาง

6.2.3 โหมดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวาง (Transverse Electromagnetic TEM Mode) เป็นโหมดที่คลื่นเคลื่อนที่ไปตามตัวกลางโดยแม่ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นในท่อนำสัญญาณนั้นหรือคลื่นจะเดินทางไปตามตัวกลางโดยไม่มีสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในทิศการเคลื่อนที่ของคลื่นในท่อนำสัญญาณ ดังรูป



รูปที่ 6.4 การเคลื่อนที่ของคลื่นในโหมดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3 ทฤษฎีท่อนำคลื่น(WAVEGUIDE)

ท่อนำคลื่นเป็นตัวกลางที่ใช้ส่งสัญญาณที่มีความถี่ระหว่าง 1GHz – 100GHz ย่านนี้เรียกว่า ย่านไมโครเวฟ ซึ่งเป็นย่านที่มีความยาวคลื่นสั้น ความยาวคลื่นสั้นนี้เป็นความถี่เปรียบอย่างหนึ่งของคลื่นไมโครเวฟนี่อย่างเช่น ใช้กำลังส่งต่ำและใช้สายอากาศในการส่งขนาดเล็ก จากความคิดนี้เองได้ถูกนำไปใช้ในเรดาร์ทางการพลเรือนและการทหารและการสื่อสารในทางอื่นๆ จากการที่สายอากาศที่มีขนาดเล็กนี้เองได้ถูกพัฒนาไปสู่การสื่อสารด้วยคลื่นไมโครเวฟที่อยู่บนเรือ ที่จำกัดทั้งพื้นที่และน้ำหนักโดยเฉพาะอย่างยิ่งได้ถูกนำไปพัฒนาเครื่องเรดาร์ที่อยู่บนเรือ ซึ่งจะสามารถจับเป้าหมายที่มีขนาดเล็กกว่าเรดาร์ที่อยู่บนพื้นดิน

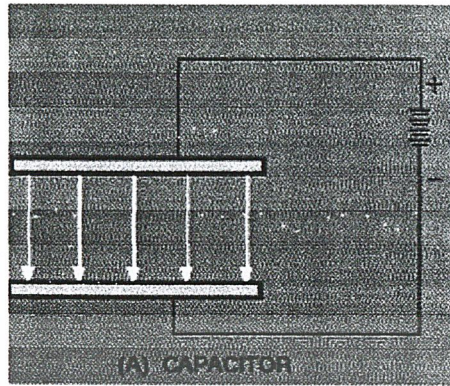
ความถี่เปรียบเทียบในการใช้ท่อนำคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับสายโคแอกเซียลคือ จะมีการสูญเสียเนื่องจากตัวนำน้อยเพราะ ตัวกลางนั้นเป็นท่อกลวง ใช้หลักการสะท้อนของคลื่นในการส่งสัญญาณและความถี่ที่ต่ำคือสำคัญอีกอย่างคือสามารถส่งสัญญาณที่ได้กำลังมากกว่าทั้งที่เนื่องจากสายโคแอกเซียลนั้นมีความจำกัดของพื้นผิวนำสัญญาณ

และความถี่เปรียบเทียบของท่อนำคลื่นก็คือความจำกัดในด้านการออกแบบซึ่งท่อนำสัญญาณนี้จะออกแบบความกว้างหน้าท่อกเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นซึ่งเมื่อในไปใช้ในคลื่นที่มีความถี่ต่ำจะทำให้ท่อกมีขนาดใหญ่ขึ้น และความถี่เปรียบเทียบอีกอย่างคือความยากในการติดตั้งซึ่งรอยต่อขึ้นต้องแนบสนิทกันพอดีถ้าไม่พอดีจะเกิดการ Loss ที่รอยต่อขึ้น

### 6.4 การเคลื่อนที่ของพลังงานภายในท่อนำคลื่น

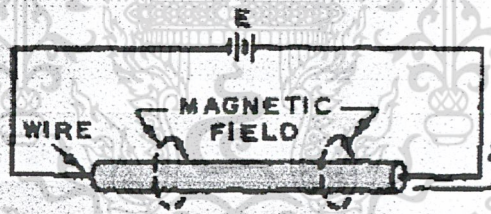
ตั้งแต่เราทราบแล้วว่าคลื่นเดินทางไปในท่อนำคลื่นด้วยหลักการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า แล้วนั้น เราต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะประกอบไปด้วยสนามไฟฟ้า (E-Field) และสนามแม่เหล็ก (H-Field)

สนามไฟฟ้า (E-Field) เป็นสนามที่เกิดจากความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าในบริเวณใดใดเล็กตริก ระหว่างจุดจุด ตัวอย่างง่ายที่สุดในการยกตัวอย่างนี้คือ ตัวเก็บประจุตนเอง ซึ่งสนามไฟฟ้าจะเกิดขึ้นระหว่าง โดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุ



รูปที่ 6.5 แสดงตัวอย่างสนามไฟฟ้า(E-Field)ที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุ

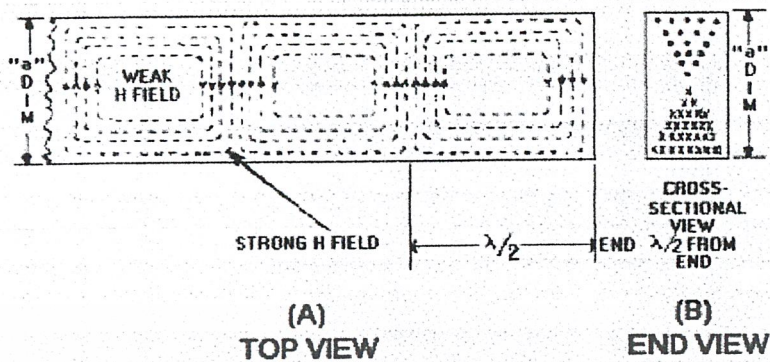
สนามแม่เหล็ก(H-Field) เป็นสนามในท่อนำคลื่นที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าไหลไปตามวัสดุตัวนำของท่อนำคลื่น และเส้นแรงแม่เหล็กนี้เอง เราเรียกว่า เส้นแรงแม่เหล็ก(H-Line) จะเป็นเส้นที่ต่อเนื่องภายในรูปปิด ดังแสดงในรูป ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดนี้เราเรียกโดยรวมว่า สนามแม่เหล็กไฟฟ้า และความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้านี้ จะขึ้นอยู่กับจำนวนของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดรวมกัน ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของกระแส



รูปที่ 6.6 แสดงตัวอย่างสนามแม่เหล็ก(H-Field)ที่เกิดขึ้นในสายตัวนำทั่วไป

### 6.5 รูปแบบของสนามแม่เหล็กภายในท่อนำคลื่น

ในรูปที่ 6.7 แสดงภาพตัดขวางของท่อนำคลื่นเพื่อจะดูลักษณะของเส้นแรงแม่เหล็กภายใน จะเห็นได้ว่าสนามแม่เหล็กจะมีความเข้มมากขึ้น ที่อยู่บริเวณขอบของท่อนำคลื่นแสดงว่าในบริเวณนี้ มีความเข้มของกระแสไฟฟ้าที่สูงมาก และบริเวณที่มีความเข้มของสนามแม่เหล็กน้อยที่สุดหรือเรียกว่าจุดกระแสเป็นศูนย์(Zero current point) จะเกิดขึ้นที่บริเวณ  $\frac{1}{2}$  ของความยาวท่อดังแสดง รูป จากรูปจะเห็นว่าบริเวณ  $\frac{1}{2}$  ของความยาวท่อจะเป็นบริเวณที่มีความเข้มของสนามไฟฟ้าสูงสุด



รูปที่ 6.7 แสดงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวางในท่อนำคลื่น

การเดินทางของคลื่นจะคล้ายคลึงกับการเดินทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทั่วไปแต่จะ  
ไปเหมือนกับการเดินทางใน free space โดยที่เดียว เพราะท่อนำคลื่นจะถูกจำกัดโดยลักษณะทาง  
กายภาพของท่อนำคลื่น

#### 6.6 การเดินทางของคลื่นภายในท่อนำคลื่น

เมื่อเราได้หลอดแมกนีตรอนแล้วคลื่นแพร่ไปในท่อนำคลื่น ซึ่งท่อนำคลื่นทำหน้าที่เหมือน  
สายอากาศแบบ quarter-wave vertical ซึ่งหน้าคลื่นจะเคลื่อนที่ไปอย่างรวดเร็วในท่อนำคลื่น  
ซึ่งจะมีลักษณะการเคลื่อนที่ของคลื่นดังรูปที่ 6.8

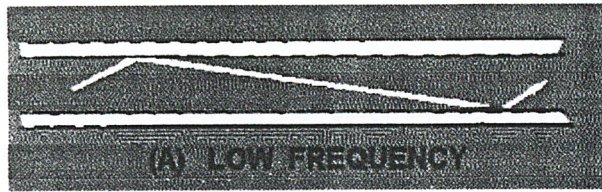


รูปที่ 6.8 แสดงหน้าคลื่นในท่อนำคลื่น

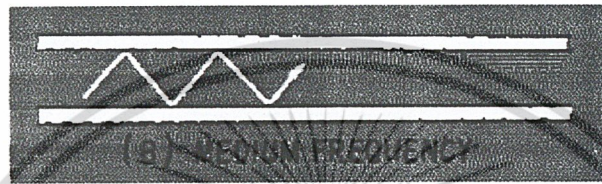
ดังรูปที่ 6.9 แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่น 2 แบบที่มีความถี่ที่ส่งออกมาจากหลอดแมกนีตรอน  
แตกต่างกัน ซึ่งคลื่นที่มีความถี่ต่ำจะเคลื่อนที่ได้รวดเร็วกว่าคลื่นที่มีความถี่สูง ซึ่งจะมีมุมตกกระทบ  
ที่สูงกว่าความถี่ต่ำ และที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ CUT OFF จะให้มุมตกกระทบที่ทำให้มุม  
สะท้อนเท่ากับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 6.10 แสดงการสะท้อนของคลื่นเมื่อคลื่นมีความถี่ต่ำ



รูปที่ 6.11 แสดงการสะท้อนของคลื่นเมื่อคลื่นมีความถี่ปานกลาง



รูปที่ 6.12 แสดงการสะท้อนของคลื่นเมื่อคลื่นมีความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7 การวัดสัญญาณ

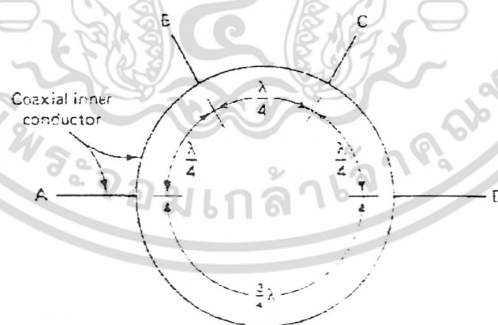
### 7.1 บทนำ

ที่พอร์ท B และ D เอาท์พุทจะมีเฟสรวมกัน แต่ เพราะว่ามี ความแตกต่างกัน  $\lambda/2$  เป็นส่วนที่แตกต่างกัน จะหักล้างที่พอร์ท C ซึ่งเอาท์พุทเป็นศูนย์ ถ้ามีสัญญาณอินพุทเกิดขึ้นที่พอร์ท C มันจะถูกแบ่งเท่าๆกันระหว่างพอร์ท B และ D แต่เอาท์พุทที่พอร์ท A เป็นศูนย์

ถ้า rat - race การทำงานแบบ E - plane กับ ความต้านทานคนละพอร์ทเท่ากันที่  $Z_0$  ค่าความต้านทานของ 1 วงรอบ คือ  $Z_0 / \sqrt{2}$  หรือ  $0.707 Z_0$  กับ การทำงานแบบ H - plane ค่าความต้านทาน 1 วงรอบ คือ  $\sqrt{2} Z_0$  หรือ  $1.414 Z_0$

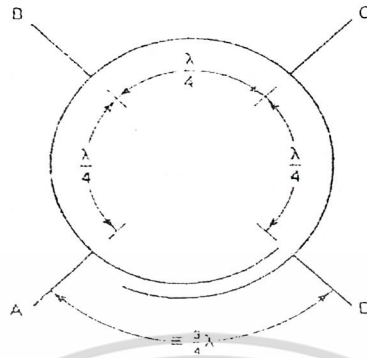
rat - race สามารถใช้รวม 2 สัญญาณ ได้อีกด้วย หรือแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ครั้งเท่ากัน ถ้า 2 สัญญาณไม่เท่ากันจะใช้ที่พอร์ท A เอาท์พุทจะเป็นสัดส่วนผลรวมที่เกิดขึ้นจากพอร์ท B และ D ขณะเดียวกันความแตกต่างของเอาท์พุท จะปรากฏที่พอร์ท C

วงรอบของสายนำสัญญาณ hybrid (รูปที่ 7-1) คือแบบเสมือนของสายนำสัญญาณแบบง่ายๆ ของวงจร rat - race ในรูปที่ 7-2 นำมาใช้ในการกลับเฟสสัญญาณ โดยการเหนี่ยวนำที่นำมาเชื่อมต่อกัน ทำให้เกิดผลของความแตกต่างเป็น  $3\lambda/4$  ระหว่างพอร์ท C และ D



รูปที่ 7.1 Coaxial hybrid ring

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

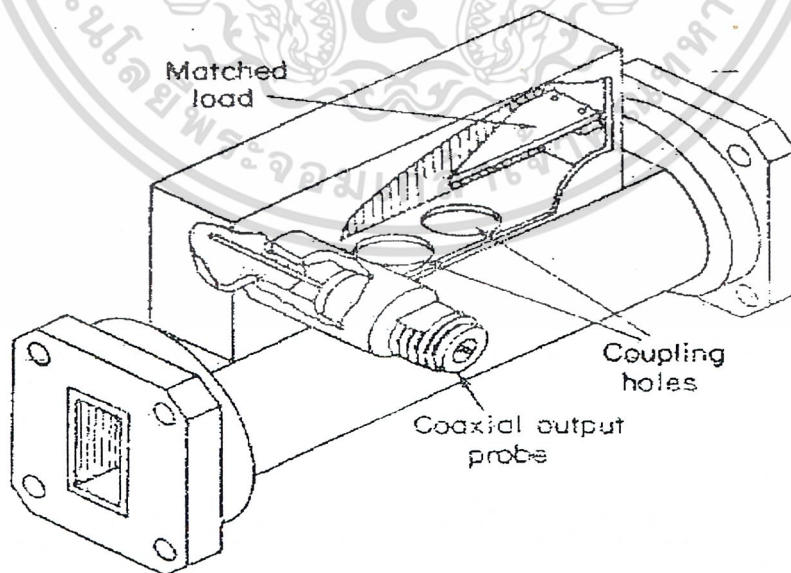


รูปที่ 7.2 Coaxial hybrid ring with inductive coupling

## 7.2 ทิศทางในการเชื่อมต่อ

นี่คือขอบ สร้างใน waveguide ที่ประกอบขึ้น ซึ่งจำนวนน้อยของกำลังงานไมโครเวฟ สำหรับจุดประสงค์ในการวัด หรือ การตรวจสอบระบบการทำงาน อย่างเช่น ต่อไว้เพื่อใช้วัดกำลังงานในการส่งสัญญาณ และ วัดการสะท้อนกลับของสัญญาณ เมื่อมีการทำงานของเครื่อง

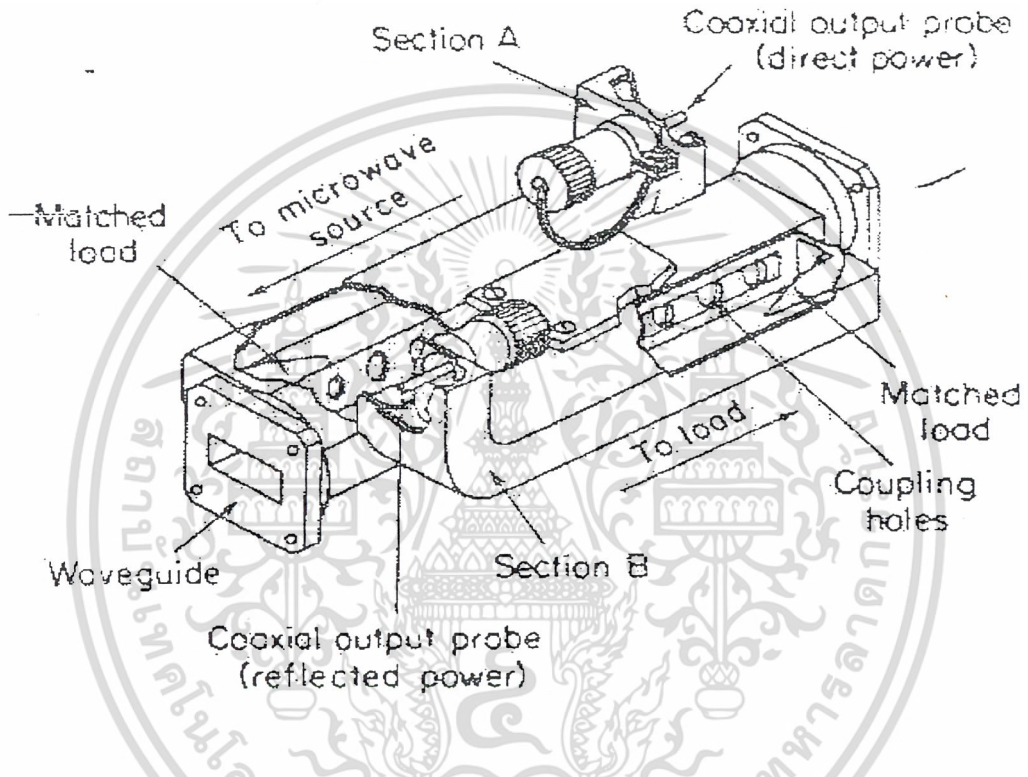
เป็นการเชื่อมต่อแบบทิศทางเดียว (รูปที่ 7-3) ใช้วัดเพียงกำลังงานที่เกิดขึ้นเท่านั้น หรือ มี 2 ทิศทาง เมื่อต้องการวัดกำลังงานและการสะท้อนกลับของสัญญาณไมโครเวฟ



รูปที่ 7.3 การเชื่อมต่อแบบทิศทางเดียว

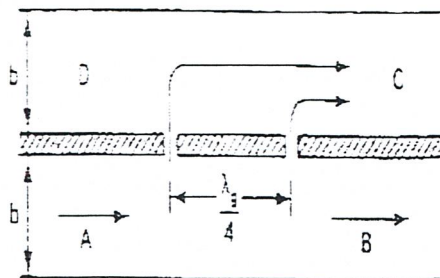
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการรวมการเชื่อมต่อของ 2 ทิศทาง (รูปที่ 7-4) ประกอบด้วยความยาวหลักของ waveguide กับ 2 ส่วนที่ติดตั้ง โดยแต่ละอันจะตรงกับผนัง ส่วนหนึ่งจะวัดกำลังงานที่เกิดขึ้น และอีกส่วนหนึ่งจะวัดกำลังงานที่สะท้อนกลับ ซึ่งมีขนาดน้อยมาก



รูปที่ 7.4 การเชื่อมต่อแบบ 2 ทิศทาง

รูปที่ 7-5 ภาพประกอบการวางชิ้นส่วนที่ช่วยในการวัดของ waveguide กับตัวอย่างทิศทางการทำงาน



รูปที่ 7.5 ทิศทางในการเชื่อมต่อแบบง่าย ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.3 ข้อควรระวัง 3 ข้อ ที่ไม่ควรมองข้ามเกี่ยวกับความสำคัญในการเชื่อมต่อ

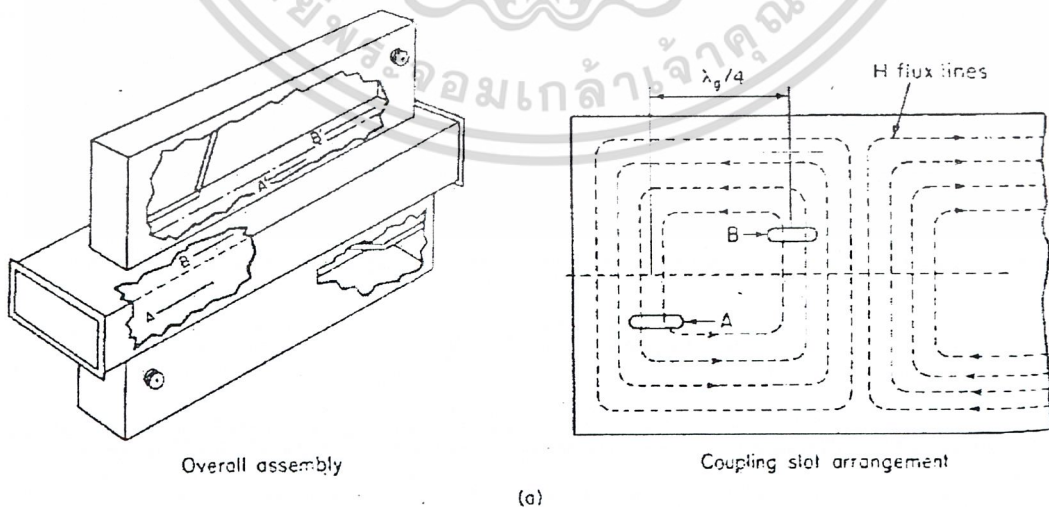
1. ต้องทำให้ช่องที่เชื่อมต่อ สัญญาณพลังงานเดินทางผ่านได้ ไปยังท่อนที่ช่วยในการวัด ต้องเจาะรูหลักทั้งคู่กับผนังส่วนช่วยวัด ดังนั้นรูจะรวมกัน ถึง waveguide หลัก ทั้งคู่และท่อนที่ช่วยวัด

2. สายสัญญาณที่อยู่ด้านในต้องใช้ตรวจจับกำลังงานของไมโครเวฟได้ เพื่อชี้ให้เห็นว่าการวัดสัญญาณ โดยทั่วไปแล้วส่วนวัดสัญญาณจะสิ้นสุดที่ขั้วต่อเอาท์พุท ถึงภายนอกจะต่อกับสายนำสัญญาณ

3. โลหคภายในของส่วนที่วัด จะลดทอนกำลังงานที่ไม่ต้องการจากช่องที่เชื่อมต่อเพื่อทำการวัด

### 7.4 พื้นฐานในการทำงานของอุปกรณ์ ที่ใช้วัดสัญญาณ

ในรูปที่ 7.6a แสดงถึง โครงสร้างของอุปกรณ์ที่ใช้วัดสัญญาณที่ประกอบไปด้วยส่วนที่วัดสัญญาณ(Probe) 2 แบบ คือ แบบแรกใช้วัดกำลังงานที่ส่งออกโดยตรงไปที่โหลด และแบบที่สองเป็นตัววัดสัญญาณสะท้อนกลับมายังแหล่งจ่าย และยังประกอบไปด้วยแผ่นโลหะต่างๆซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักของท่อนนำคลื่น ซึ่งจะมี 2 ส่วนประกอบด้านล่างจะไว้สำหรับสัญญาณที่ส่งออกไปยังโหลด (Incident Detector) และ ส่วนประกอบด้านบนจะไว้สำหรับวัดสัญญาณที่สะท้อนกลับมายังแหล่งจ่าย (Reflect Detect) ซึ่งภายในนั้นจะไม่ตัววัดสัญญาณ (Probe) ยื่นเข้ามาภายในส่วนนั้น และจะมีตัวที่ใช้ลดทอนสัญญาณ (Absorb) สัญญาณอยู่ภายในนั้นด้วย



รูป 7.6a โครงสร้างพื้นฐานของตัววัดสัญญาณ 2 ทิศทาง

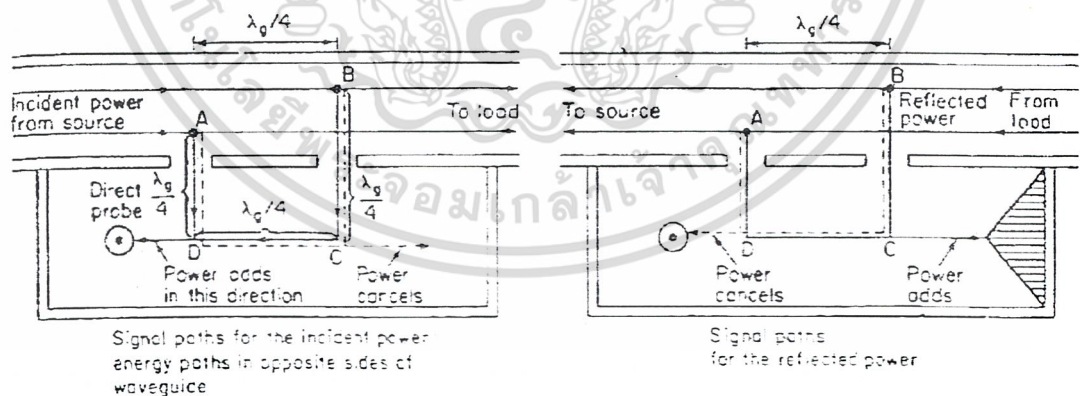
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.6b แสดงรายละเอียดของที่ใช้ในการตรวจวัดสัญญาณ ซึ่งช่อง A และ B จะห่างกันมีขนาดเท่ากับ  $\frac{1}{4}$  ของความยาวคลื่นและช่องนี้จะการวัดสัญญาณที่มีความแตกต่างของเฟส 180 องศา คลื่นไมโครเวฟจะเคลื่อนที่จากซ้ายไปขวาคือจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด

เมื่อสัญญาณไปข้างหน้า (Incident Signal) ผ่านไปยังช่องของ A คลื่นจะเดินทางด้วยความยาวคลื่น  $\frac{1}{4}$  เข้าไปในส่วนตรวจวัดสัญญาณ ไปสู่จุด D ในรูป และคลื่นที่ผ่านไปยังช่อง B จะมีขนาดของกำลังงานประมาณเท่ากัน ซึ่งจะเป็นการเคลื่อนที่ที่ครบวงจรทั้งหมด 360 องศา ซึ่งเส้นทางที่สมบูรณ์ ABCD ดังรูป

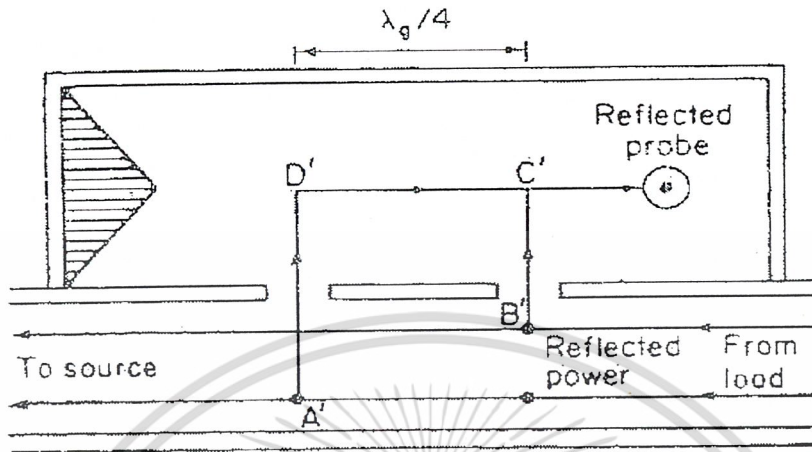
การวัดกำลังของสัญญาณไปข้างหน้าคือคือสัญญาณจะผ่านจุด A ไปยังจุด B และจะมีสัญญาณส่วนหนึ่งที่ผ่านไปตัววัดสัญญาณ โดยตรง และจะมีสัญญาณอีกส่วนหนึ่งที่จะวนกลับไปยังท่อนำสัญญาณหลัก สัญญาณที่วนกลับไปนี้มีขนาดที่ต่ำมาก เนื่องจากลดทอนจากตัวลดทอนสัญญาณ (Absorb)

และตัวอย่างของการวัดสัญญาณย้อนกลับ(Reflect Signal) เป็นการวัดสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากโหลดไปยังแหล่งจ่ายซึ่งคลื่นนี้จะผ่านจุด A ดังรูปที่ 7.6c การวัดจะมีลักษณะเหมือนการวัดสัญญาณไปข้างหน้า แต่สัญญาณผ่านไปทีตัวลดทอนสัญญาณน้อยกว่าแบบการวัดสัญญาณไปข้างหน้ามาก



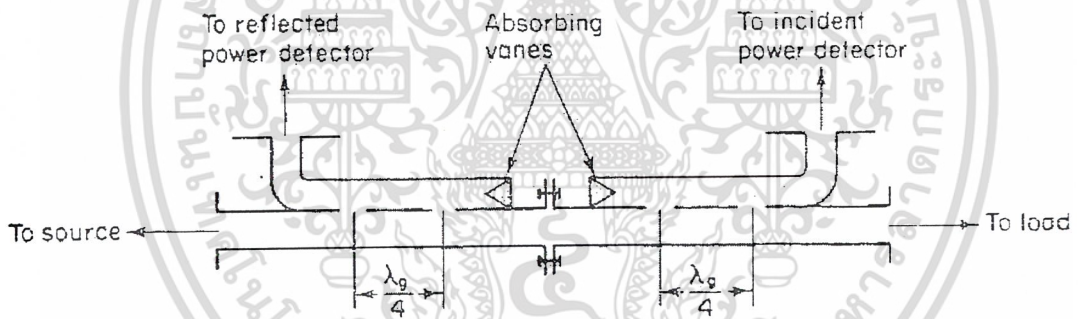
รูปที่ 7.6 b แสดงหลักการวัดสัญญาณไปข้างหน้า (Incident Power)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

รูปที่ 7.6 b แสดงหลักการวัดสัญญาณย้อนกลับ (Reflect Power)



(d)

รูปที่ 7.6 c แสดงหลักการพื้นฐานในการวัดสัญญาณภายในท่อนำสัญญาณ

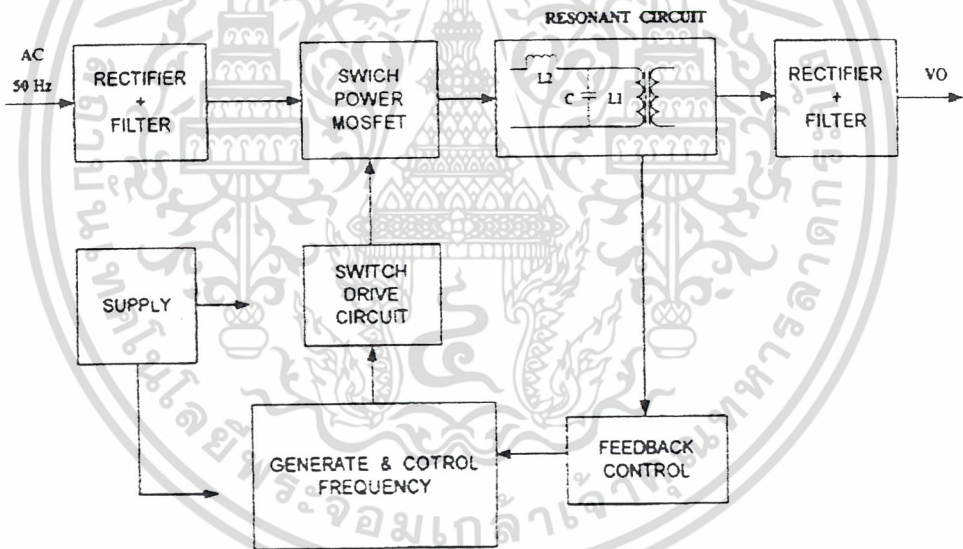
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 8

### หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง

#### 8.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร แสดงได้คร่าวๆ ดังบล็อกไดอะแกรมด้านล่าง ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ แรงดันที่เข้ามา 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิวเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และมีตัวเก็บประจุอีกชุดทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุมส่งสัญญาณเข้ามา



รูปที่ 8.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร

วงจรควบคุม ไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้ มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากไอซี TL494 ไป ขั้วนั้น จะต้องมีกรขยายสัญญาณให้มีขนาดโตพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟต ได้โดยจะมีภาค Drive switch ซึ่งก็ใช้ มอสเฟตเป็นชุดทำงานหลักและมี CMOS ที่ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์รีที่ขาเกต ของภาคนี้ เพื่อให้ได้แรงดันของกระแสที่เหมาะสมในการขับมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนการผลิตความถี่และการควบคุมจะใช้ IC 494 เป็นวงจร ผลิตความถี่เอาต์พุต ออกมาอีกขา 8 และ 11 และทั้งสองขานี้เป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยังไอซี 4049 ส่งต่อไปยังมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่าน ความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การจับเกทจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกับขาเกท เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

สัญญาณที่ได้จากเพาเวอร์มอสเฟต เป็นสัญญาณสลับ (AC) ที่มีแรงไฟสูงจะถูกส่งไปยัง วงจรรีโซแนนซ์ ตามหลักการของวงจรรีโซแนนซ์แล้วที่ความถี่รีโซแนนซ์ช่วงจะมีความต้านทาน ต่ำสุด จึงมีกระแสไหลผ่านสูงสุดการเหนี่ยวนำจากขดไฟโรมารี่ ที่ L1 ไปยังขดเซคกันดารีก็จะได้ ค่าแรงดันสูงสุดด้วย ดังนั้นการปรับความถี่ที่ภาคกำเนิดความถี่ต้องมีความระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง ในความเป็นจริงจะตั้งความถี่ไว้ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์เท่านั้น เพราะหากให้วงจรถูกทำงานที่ ความถี่รีโซแนนซ์เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

แรงดันไฟที่ได้จากขดเซคกันดารีจะถูกนำไปฟิลเตอร์และเรกติไฟเพื่อนำไปใช้งาน ต่อไป ในโครงการนี้แรงดันที่ต้องการ คือ 3 KV และกระแส 300mA

## 8.2 การออกแบบวงจร

### 8.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานของวงจร กำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ 0.47 uF 630 volt 4 ตัว ดังรูปที่ 8.3 ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุท แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุบนและคู่ล่าง จึงมีค่าเท่ากับ ครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท เพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนกับชุดล่างจะสลับกันทำงานคนละครึ่ง คาบเวลา โดยแต่ละชุดจะมีมอสเฟตต่อขนานกันอยู่ 2 ตัว เพื่อช่วยกันนำกระแสเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ถ้าหากใช้เพียงตัวเดียวจะมีกระแสไหลผ่านจำนวนมาก ก่อให้เกิดความเสียหายได้

### 8.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้าง พัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให่วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 ความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า  $R_T$  และ  $C_T$  ดังสมการที่ 6.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ  $R_T$  และ  $C_T$  ดูได้จากภาคผนวก)

$$f_{osc} = 1.1 / (R_T C_T) \quad \dots\dots\dots (7.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเพื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 - 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเพื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้เฟลปเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

### 8.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุท สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วน ของวงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุทสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (6.2)

- แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งแรงดันสูง

$$f_o = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)}}{\sqrt{(C_1 \times L_1 \times L_2)}} \times \frac{1}{2\pi} \dots (7.2)$$

จากวงจร

$$L_1 = 1.41 \text{ mH}$$

$$L_2 = 0.22 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0.1 \text{ uF}$$

เพราะฉะนั้น

$$f_o = \frac{\sqrt{(1.41 \text{ mH} + 0.22 \text{ mH})}}{\sqrt{(0.1 \text{ uF} \times 1.41 \text{ mH} \times 0.22 \text{ mH})}} \times \frac{1}{2\pi}$$

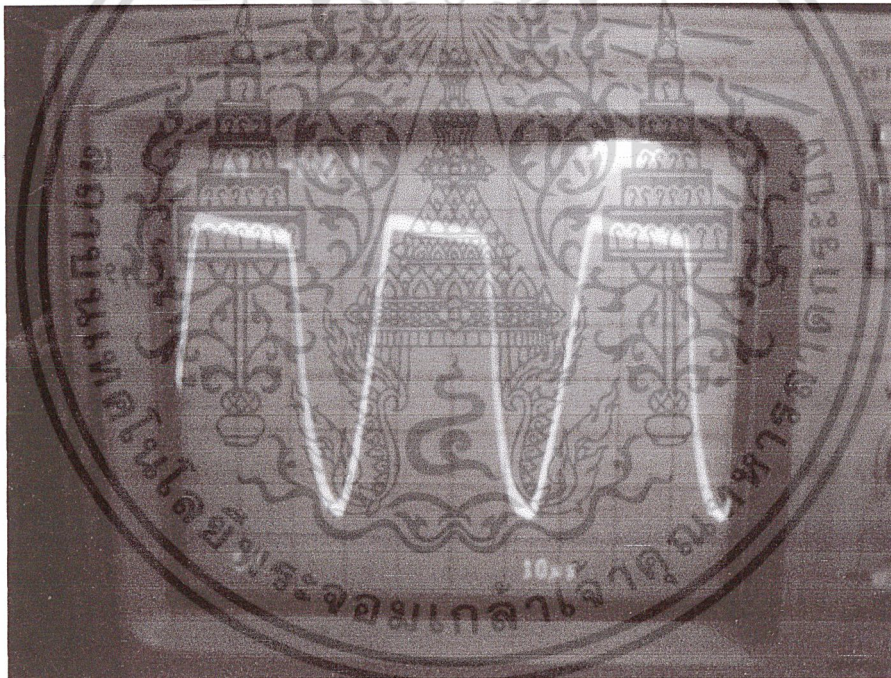
$$= 36.48 \text{ kHz}$$

ดังนั้นความถี่รีโซแนนซ์เท่ากับ 36.48 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง (โหลด $R = 10\text{ K}\Omega$ )

1. นำวงจรที่สร้างตามรูปที่ 8.2 และ 8.3 มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณไคร์ฟามอสเฟต) ที่ค่าความถี่ 36.48 KHz (ความถี่เรโซแนนซ์)
2. นำโหลดค่า  $10\text{ K}\Omega$  มาต่อเป็นโหลดที่เอาต์พุตของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่ใช้วัดแรงดันสูงต่อคร่อมโหลด  $10\text{ K}\Omega$  และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณไคร์ฟที่ได้
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง



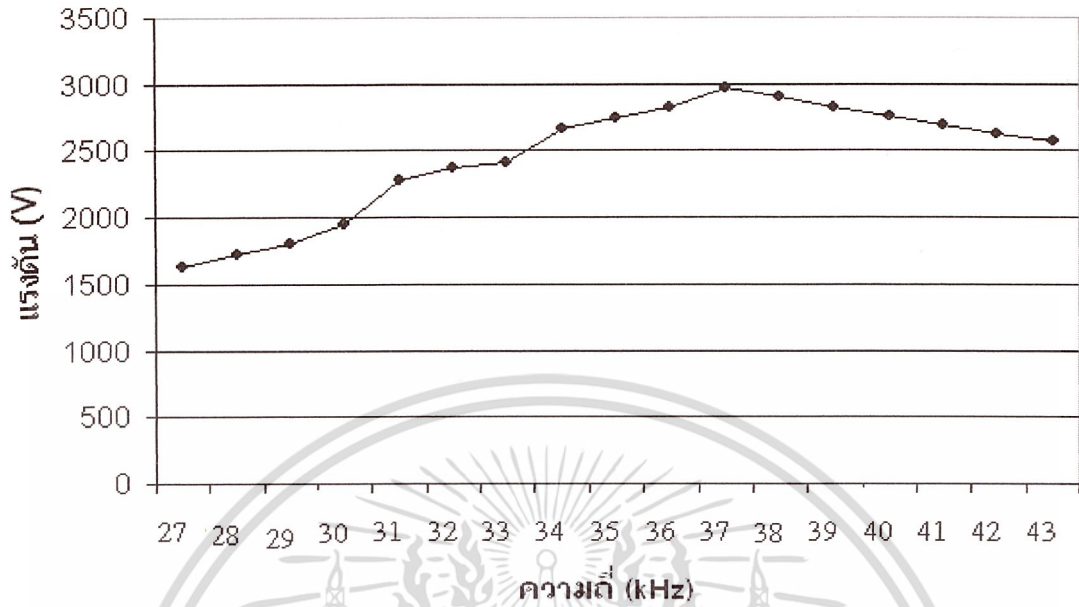
รูปที่ 8.2 รูปสัญญาณที่โหลด 10k โดยใช้โพรบ attenuate 100 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 8.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง

ความถี่ (KHz)	เอาต์พุต (V)	เอาต์พุต (mA)
27.0	1630	163
28.0	1720	172
29.0	1800	180
30.0	1950	195
31.0	2280	228
32.0	2370	237
33.0	2410	241
34.0	2670	267
35.0	2740	274
36.0	2820	282
37.0	2970	297
38.0	2910	291
39.0	2820	282
40.0	2760	276
41.0	2690	269
42.0	2630	263
43.0	2570	257

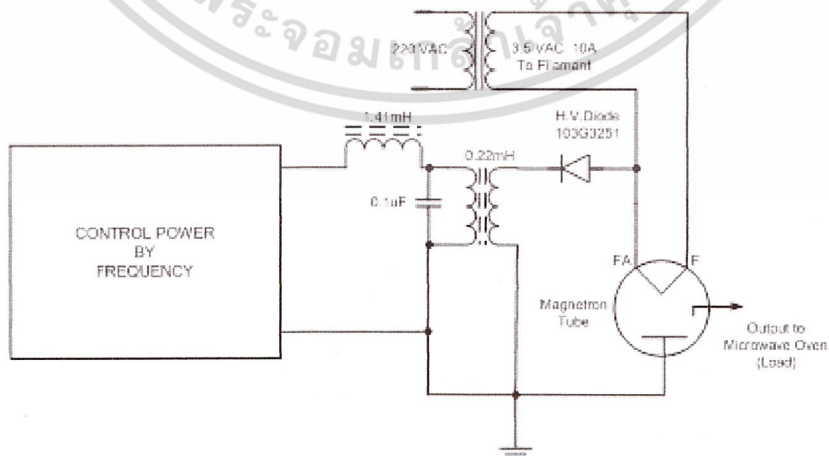
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.3 กราฟแสดงผลการทดลอง

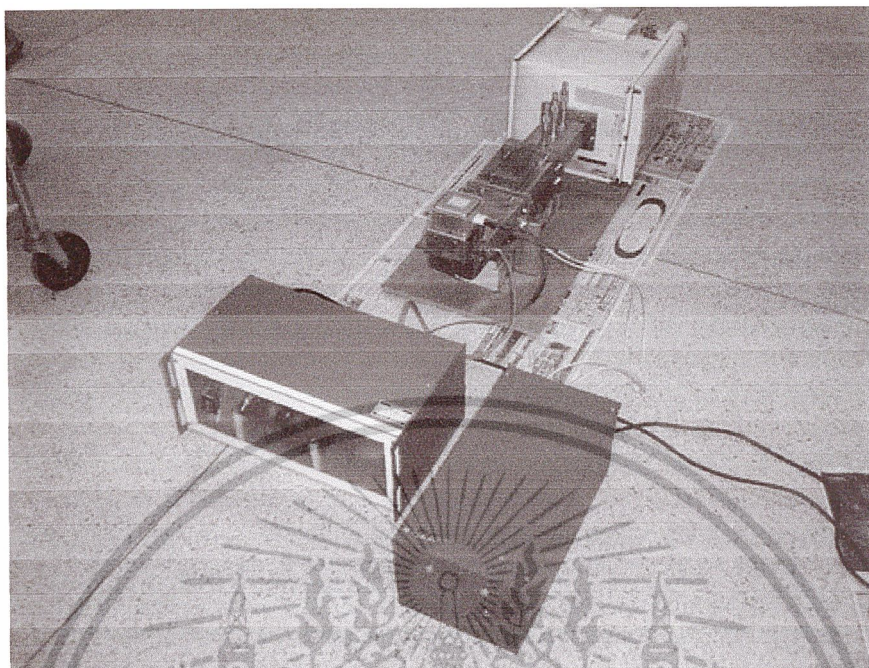
#### 8.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (หลอดแมกนีตรอน)

1. ต่อวงจรการทดลองตามรูปที่ 8.5
2. ทำการวัดค่าอุณหภูมิเทียบกับเวลา โดยจะทำการสังเกตค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปที่ค่าเวลาต่างๆ จนอุณหภูมิถึง  $100^{\circ}\text{C}$
3. นำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟ



รูปที่ 8.4 วงจรการทดลองโดยใช้หลอดเป็นหลอดแมกนีตรอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

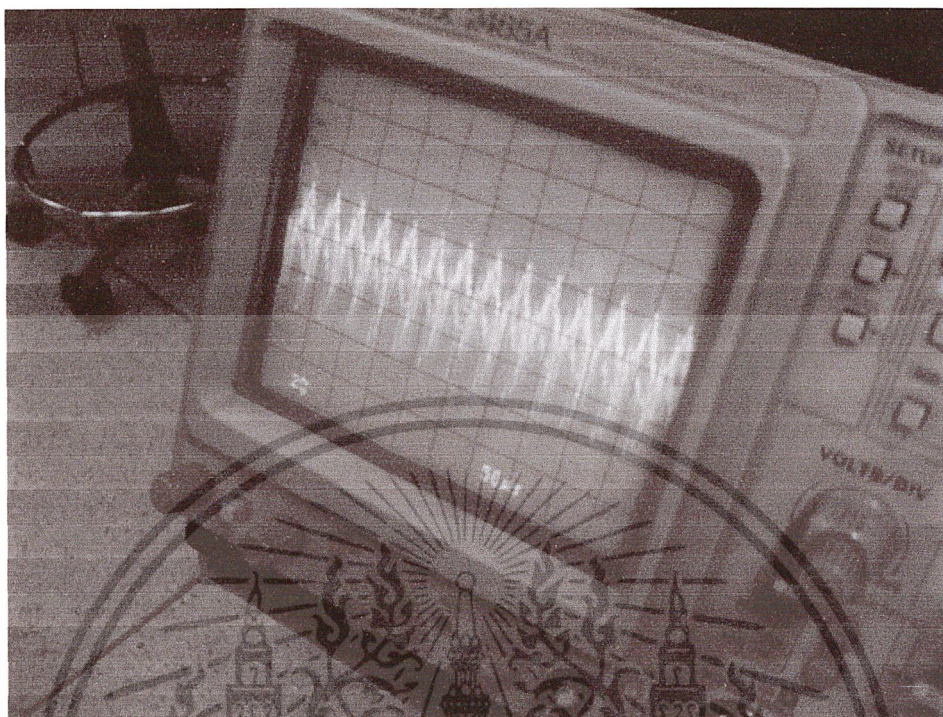


รูปที่ 8.5 แสดงการทดลองเรื่องความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับความถี่



รูปที่ 8.6 แสดงลักษณะสัญญาณที่ตำแหน่ง ไดโอด FORWARD SIGNAL DETECT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



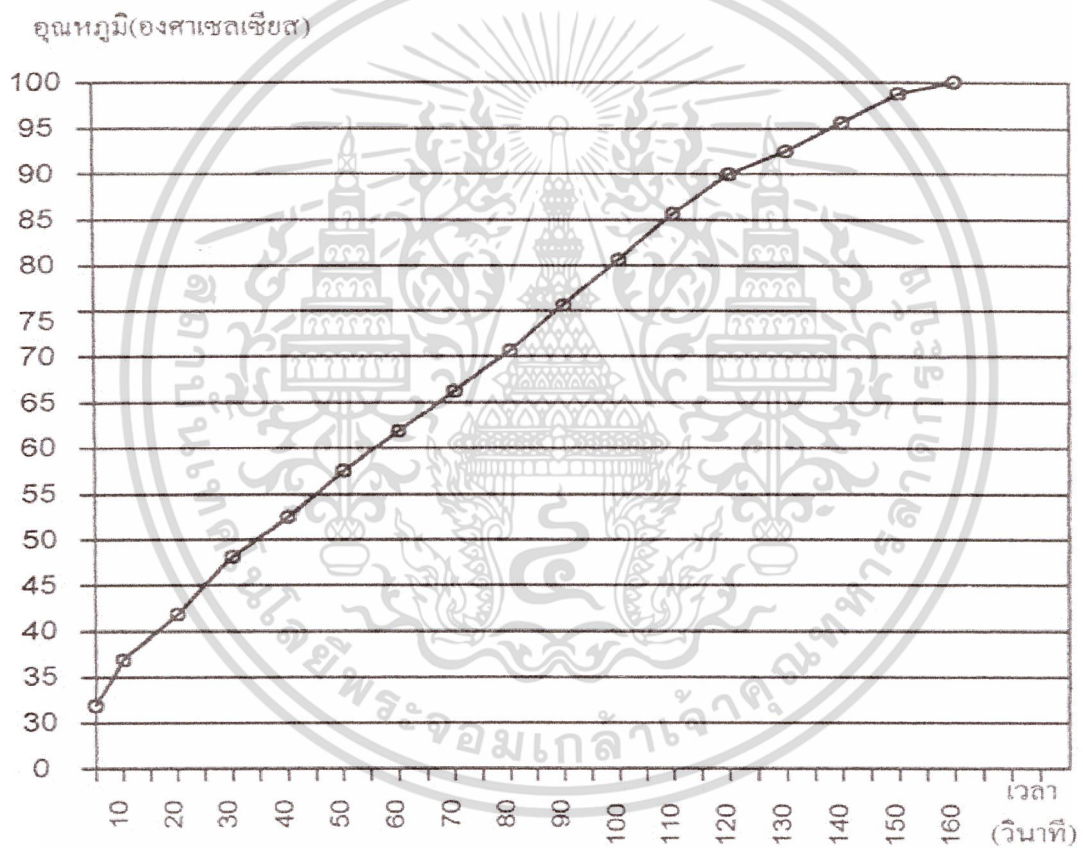
รูปที่ 8.7 แสดงลักษณะสัญญาณที่ตำแหน่งไดโอด REFLECT SIGNAL DETECT

ตารางที่ 8.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง (หลอดแมกนีตรอน)

เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)
10	37
20	42
30	48
40	52
50	58
60	62
70	66
80	71
90	76
100	81

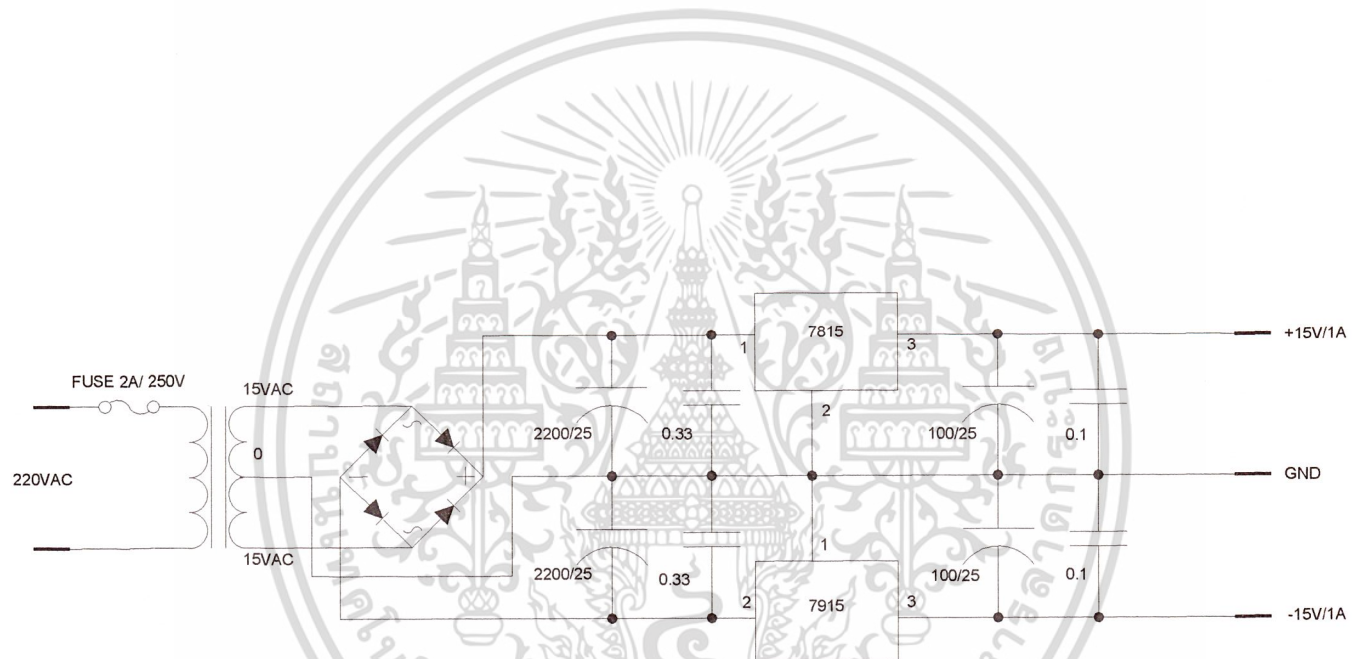
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

110	86
120	90
130	93
140	96
150	99
160	100



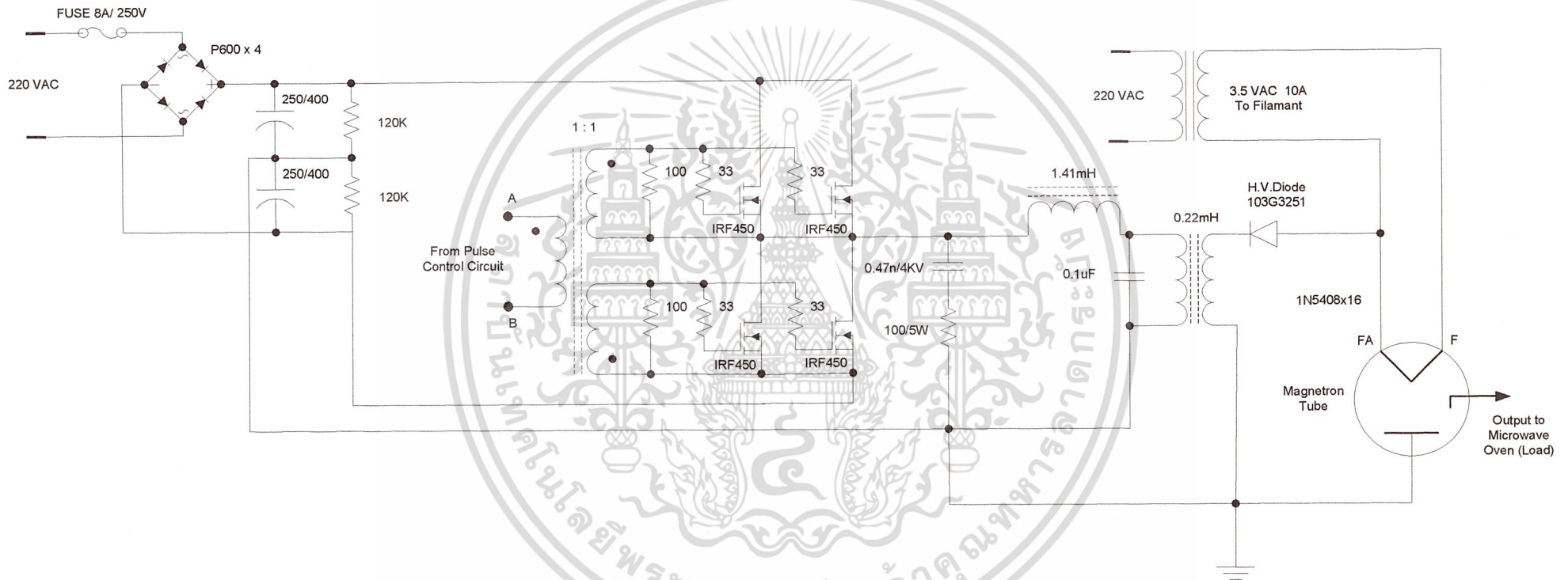
รูปที่ 8.8 กราฟแสดงผลการทดลอง (หลอดแมกนีตรอน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจร REGULATOR +15V/1A & -15V/1A





**วงจรภาค CONVERTER, OUTPUT RESONANCE  
AND OUTPUT MAGNETRON TUBE**

## บทที่ 9

### สรุปผลการทดลอง

#### 9.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานที่ภาคต่างๆ ได้ให้ผลเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของโครงงานชุดนี้ โดยสามารถอธิบายการทดลองต่างๆ ดังนี้ ที่ภาค Generate & Control frequency ซึ่งใช้ IC TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตความถี่ในช่วง 29 KHz – 60 KHz การกำหนดความถี่ทำได้โดยการกำหนดค่า RT โดยให้ CT คงที่ ค่า RT ที่ปรับเปลี่ยนไปมานี้จะเป็น Active Resistor โดยประกอบขึ้นมาจากวงจรของ Op-Amp และเปลี่ยนค่า ค.ต.ท. ตามแรงดันที่ขา Inverting และ Non-Inverting มีข้อดีคือมีเสถียรภาพดีกว่าของวงจรที่เรียกว่า Passive Resistor

ในส่วนของ Active Resistor จะมีด้วยกันทั้งหมด 3 ชุด 2 ชุดแรกเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ที่ต้องการใช้งาน ส่วนอีกชุดหนึ่งจะเป็นตัวรับ Feedback Control การทำงานของวงจรไม่ให้เกินค่ากำลัง output ที่กำหนด

สัญญาณ Pulse ที่ได้จากภาคนี้จะถูกขับให้แรงขึ้นที่ภาค Drive แล้วทำการ coupling ผ่าน Transformer เพื่อขับ Power Mosfet สัญญาณที่ได้จากภาคนี้จะมีค่าถึง 300 V. และจะส่งไปยังชุด Resonance เพื่อทำการส่ง coupling ไปยัง output ต่อไป

ความถี่ที่ปรับไว้ที่ภาค Control จะต้องสัมพันธ์กับความถี่ resonance ที่คำนวณไว้ที่ชุด resonance คือ 36.48 KHz แต่ในความเป็นจริงจะตั้งค่าความถี่ต่ำสุดไว้ที่ 37.5 KHz เพราะถ้าให้วงจรทำงานพอดีกับความถี่ resonance จะทำให้ชุด resonance มีค่า ค.ต.ท. ต่ำมาก Power Mosfet จะเกิดการนำกระแสอย่างรุนแรงและทำให้เกิดการเสียหายได้ ในการทดลองจะตั้งความถี่ไว้ที่สูงสุดคือ 60 KHz ก่อน แล้วค่อยๆ ลดลงมาที่ต่ำสุดคือ 37.5 KHz เราจะไม่ใช้ความถี่ทางด้านต่ำกว่า resonance เนื่องจากเป็นย่านที่มนุษย์ได้ยิน เวลาทำงานจะเกิดการรบกวนได้

โครงงานนี้จะได้แรงดันสูงสุด 2.4 KV และกระแสสูงสุด 500 mA (Power = 1200 W.) จะนำไปจ่ายให้กับหลอดแมกนีตรอน ซึ่งหลอดแมกนีตรอนนี้ได้ต่อกับท่อนำสัญญาณซึ่งแบ่งเป็น 3 ส่วนดังที่กล่าวในบทข้างต้นและท่อนำสัญญาณนี้จะต่อกับโหลดซึ่งเป็นตู้ไมโครเวฟที่ได้ทำขึ้นมา จากตู้ไมโครเวฟที่ผ่านการใช้งานมาแล้ว และทำการวัดอุณหภูมิเทียบกับเวลา ซึ่งผลการทดลองที่ออกมา นั้น เป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง แต่ถึงอย่างไรก็ตามก็ยังมีปัญหาซึ่งจะกล่าวดังต่อไปนี้เพื่อเป็นแนวทางแก้ไขแก่ผู้ที่ต้องการจะพัฒนาโครงงานนี้ต่อไป

## 9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข

- การวัดสัญญาณที่ภาค Control ขณะที่มีชุด Feedback และที่ Full Load มีผลทำให้สัญญาณ ภาค Control ผิดเพี้ยนไปและเกิดการ oscillate ขึ้นเป็นผลทำให้ Power Mosfet พังเสียหาย

⇒ แนวทางการแก้ไข หากจะวัดสัญญาณที่ภาค Control ต้องทำขณะที่ยังไม่มี Power Mosfet และ โหลด

- ปัญหาเรื่องความร้อน Power Mosfet

⇒ การแก้ไข โดยการเพิ่ม Power Mosfet เข้ามาอีกคู่หนึ่งต่อขนานเข้ากับตัวเดิมและติด Heatsink ขนาดใหญ่ขึ้น ในขั้นตอนการ package ลงกล่องจะเพิ่มพัดลมเพื่อระบายความร้อนด้วย

- ปัญหาเรื่องแรงดันและกระแสไม่พอ

⇒ การแก้ไขเปลี่ยนขนาดลวดทองแดงที่หม้อแปลงเรโซแนนซ์ เพิ่ม Power Mosfet อีก 1 คู่ ขนานกับชุดเดิมเพื่อเพิ่มกระแส

- ปัญหาแกนหม้อแปลง High Voltage ร้อน

⇒ การแก้ปัญหาโดยการทำให้ GAP ของหม้อแปลงติดกันแน่นทุกตัวไม่สามารถขยับได้

- การทดลองนี้กระแสต่ำแต่แรงดันสูงแล้วนำโหลดที่มีค่าความต้านทานสูงมาใช้ทำให้การวัดค่าแรงดันที่ออกมานั้นมีความผิดพลาดมาก

⇒ ใช้โหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำลงแต่ต้องระวังเพราะเครื่องวัดที่นำมาวัดนั้นอาจจะทนแรงดันสูงไม่ได้

- กำลังงานไม่ออกที่โหลด(ตู้ไมโครเวฟไม่ร้อน)

⇒ ให้ตรวจสอบการต่อที่นำคลื่นว่าแนบสนิทกันหรือไม่ ถ้าไม่แนบสนิทกันพอดีอาจจะมีคลื่นไมโครเวฟรั่ว นอกจาก POWER OUTPUT ไม่มีแล้ว ยังเป็นอันตรายกับคนรอบข้างด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

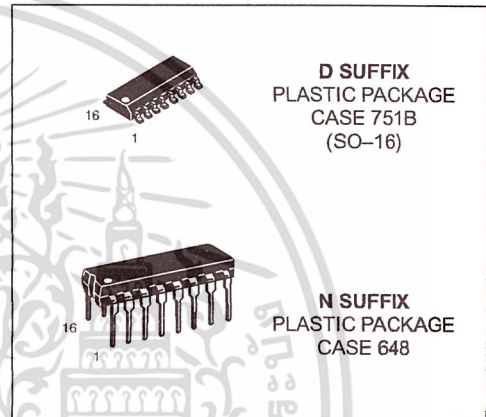
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

## TL494

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

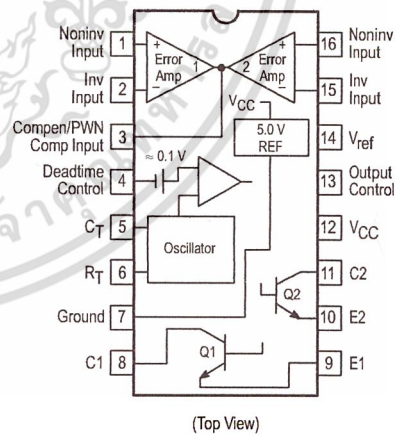


#### MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42		V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ 45°C	P <sub>D</sub>	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R <sub>θJA</sub>	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	125		°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T <sub>A</sub> = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T <sub>A</sub> = -25° to +85°C	Plastic

# TL494

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	$V_{C1}, V_{C2}$	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	$I_{C1}, I_{C2}$	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	$V_{in}$	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	$I_{fb}$	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	–	–	10	mA
Timing Resistor	$R_T$	1.8	30	500	k $\Omega$
Timing Capacitor	$C_T$	0.0047	0.001	10	$\mu$ F
Oscillator Frequency	$f_{osc}$	1.0	40	200	kHz

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ $\mu$ F, $R_T = 12$ k $\Omega$ , unless otherwise noted.)

For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

### REFERENCE SECTION

Reference Voltage ( $I_O = 1.0$ mA)	$V_{ref}$	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ( $V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	–	2.0	25	mV
Load Regulation ( $I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ( $V_{ref} = 0$ V)	$I_{SC}$	15	35	75	mA

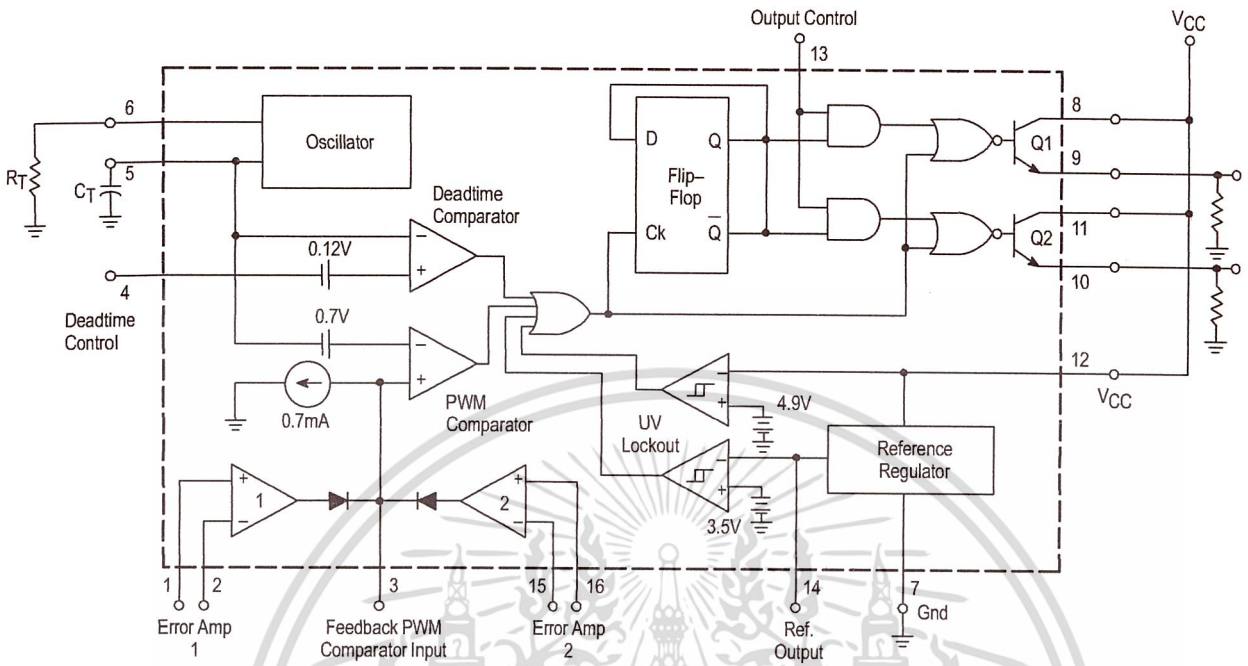
### OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	$\mu$ A
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	$\mu$ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ( $V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ( $V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$ $I_{OCH}$	– –	10 0.2	– 3.5	$\mu$ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	$t_r$	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	$t_f$	– –	25 40	100 100	ns

**NOTE:** 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

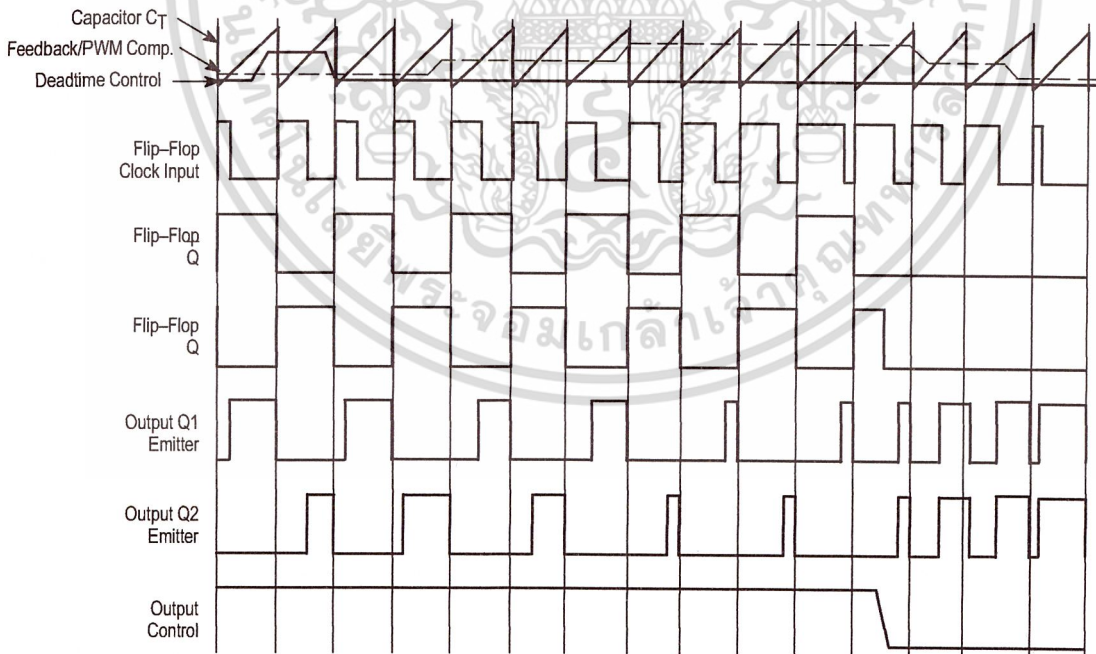
# TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



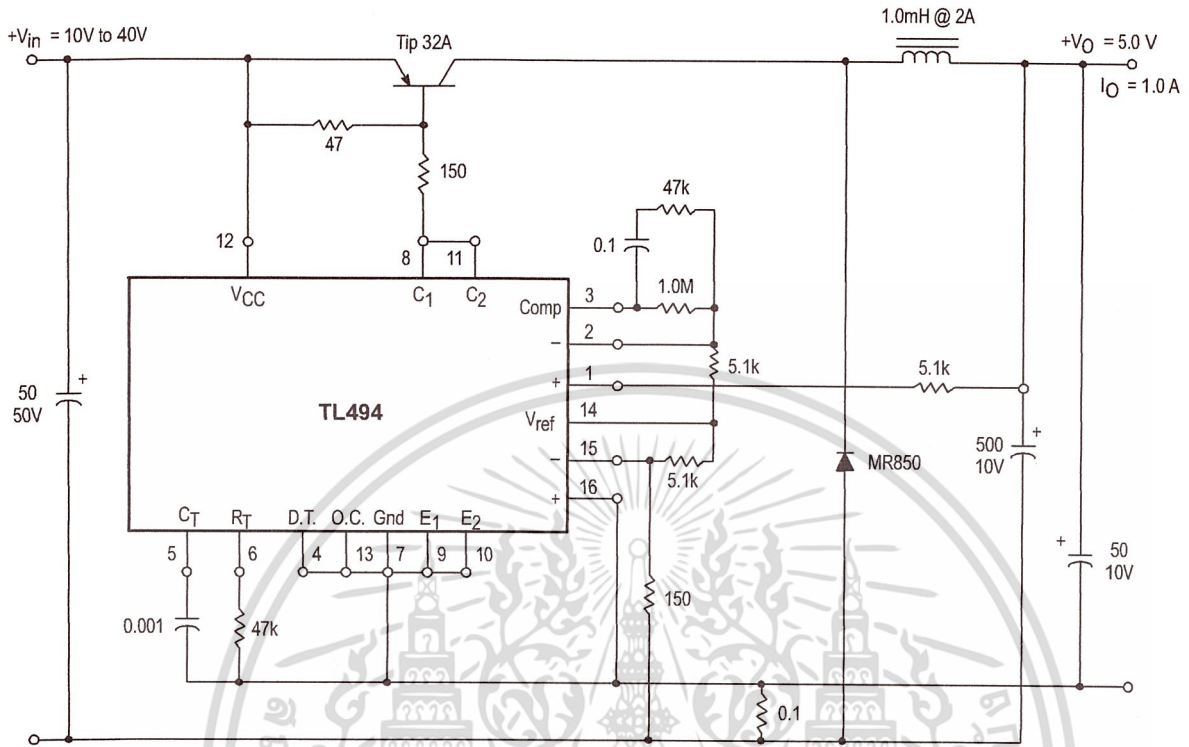
This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



## TL494

**Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter**



Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%



# IRFP450

## N - CHANNEL 500V - 0.33Ω - 14A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRFP450	500 V	< 0.4 Ω	14 A

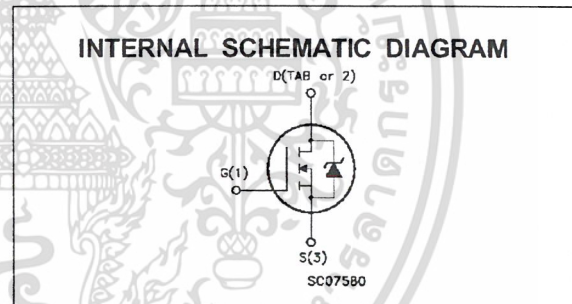
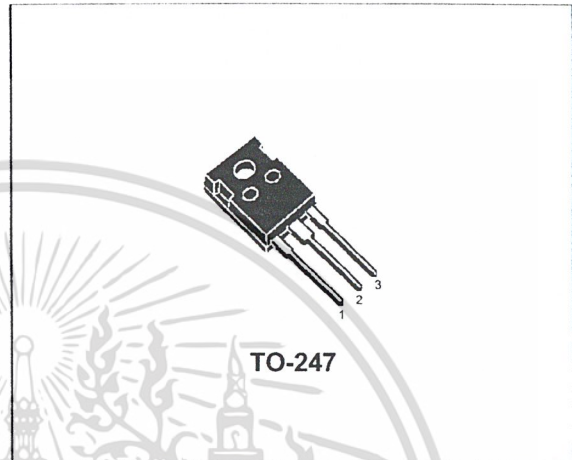
- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.33 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

### DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

### APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	V
V <sub>DGR</sub>	Drain- gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kΩ)	500	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	± 20	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 25 °C	14	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 100 °C	8.7	A
I <sub>DM</sub> (*)	Drain Current (pulsed)	56	A
P <sub>tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	190	W
	Derating Factor	1.5	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(\*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I<sub>SD</sub> ≤ 14 A, di/dt ≤ 130 A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub> ≤ T<sub>JMAX</sub>

## THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.66	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}C/W$
$T_l$	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

## AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by $T_j$ max)	14	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$ , $I_D = I_{AR}$ , $V_{DD} = 50 V$ )	800	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25^{\circ}C$  unless otherwise specified)

## OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ $V_{GS} = 0$	500			V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	$\mu A$ $\mu A$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20 V$			$\pm 100$	nA

## ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 8.4 A$		0.33	0.4	$\Omega$
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10 V$	14			A

## DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 8.4 A$	9.3	13		S
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25 V$ $f = 1 MHz$ $V_{GS} = 0$		2600		pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			330		pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			40		pF

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (continued)

**SWITCHING ON**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 7\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		24		ns
$t_r$	Rise Time			14		ns
$Q_g$	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75		nC
$Q_{gs}$	Gate-Source Charge			13.5		nC
$Q_{gd}$	Gate-Drain Charge			27		nC

**SWITCHING OFF**

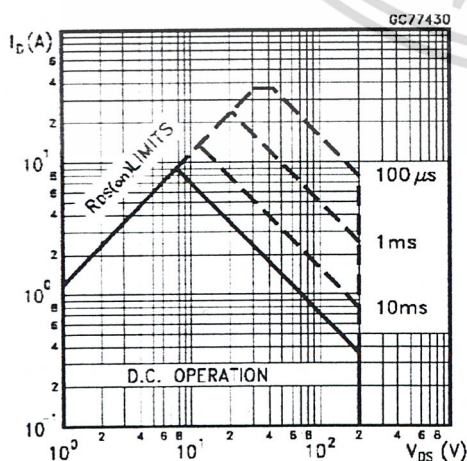
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(off)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		15		ns
$t_f$	Fall Time			25		ns
$t_c$	Cross-over Time			35		ns

**SOURCE DRAIN DIODE**

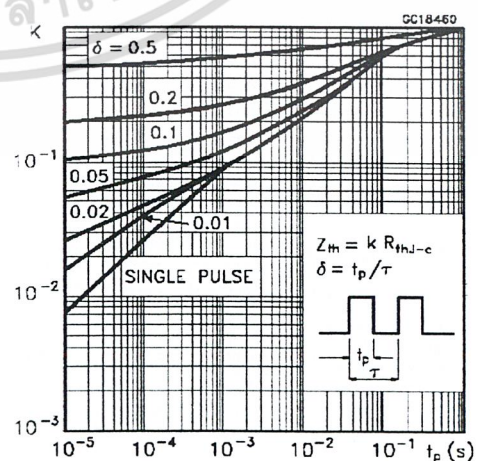
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$	Source-drain Current				14	A
$I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current (pulsed)				56	A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.4	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		680		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			9		$\mu\text{C}$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			26		A

(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %  
 (•) Pulse width limited by safe operating area

**Safe Operating Area**

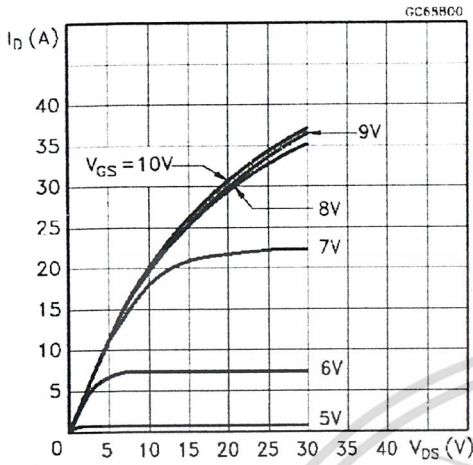


**Thermal Impedance**

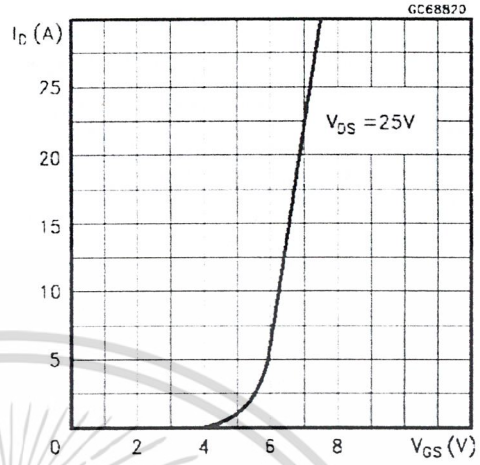


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

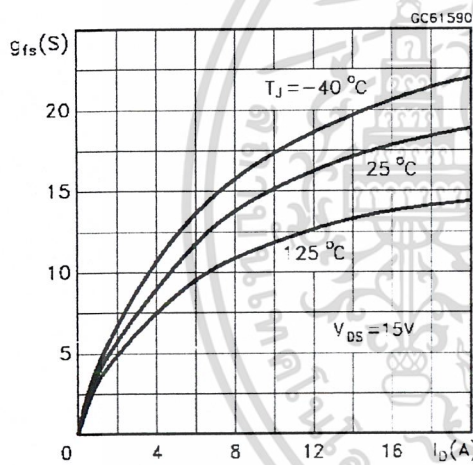
Output Characteristics



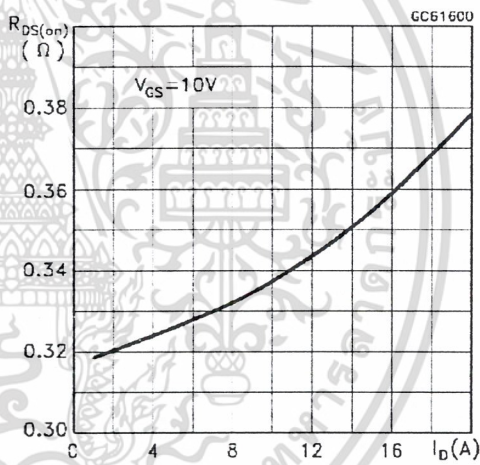
Transfer Characteristics



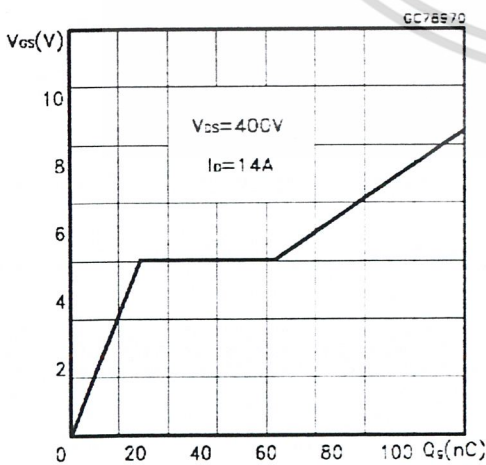
Transconductance



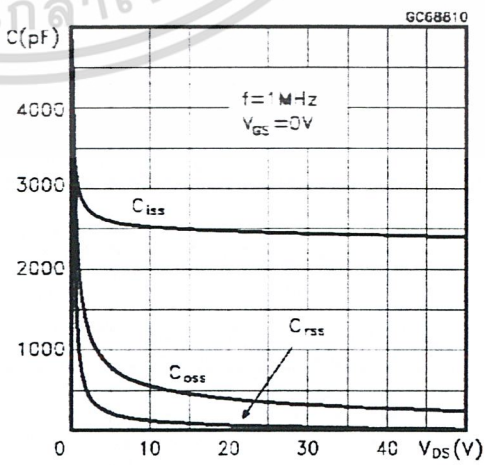
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

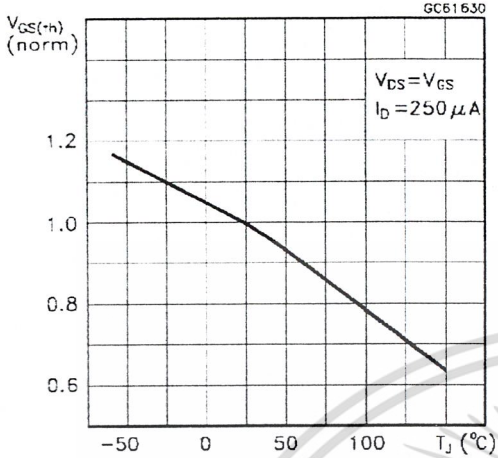


Capacitance Variations

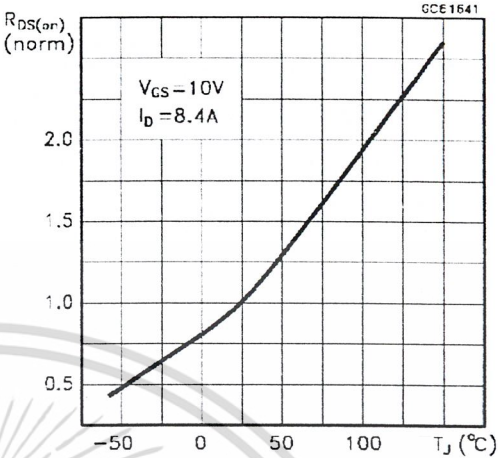


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

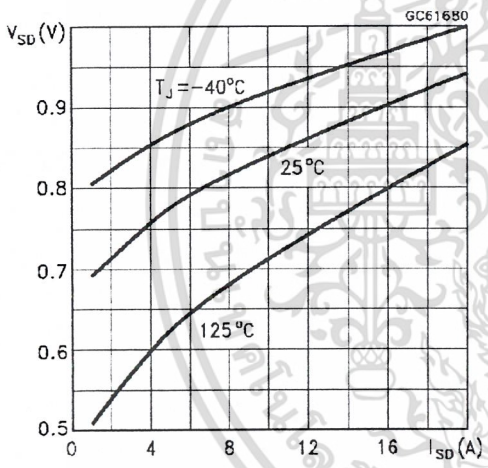
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

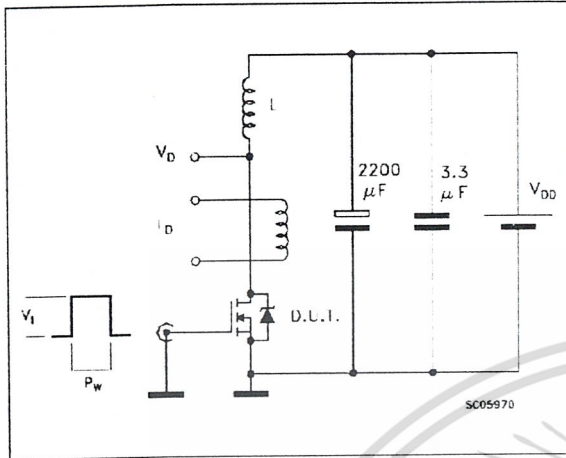


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

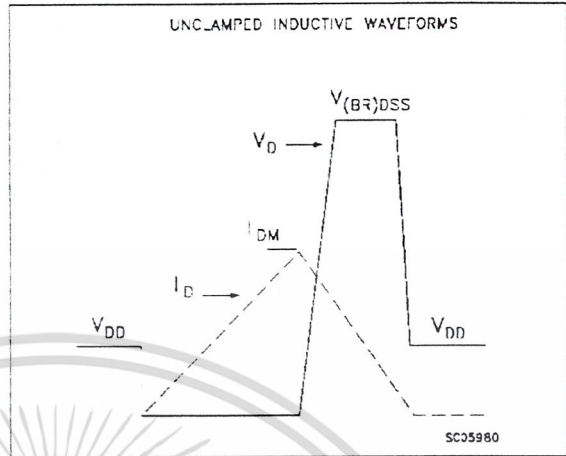


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

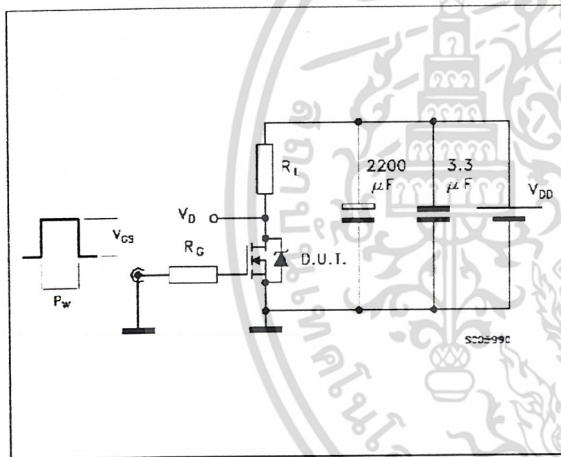


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

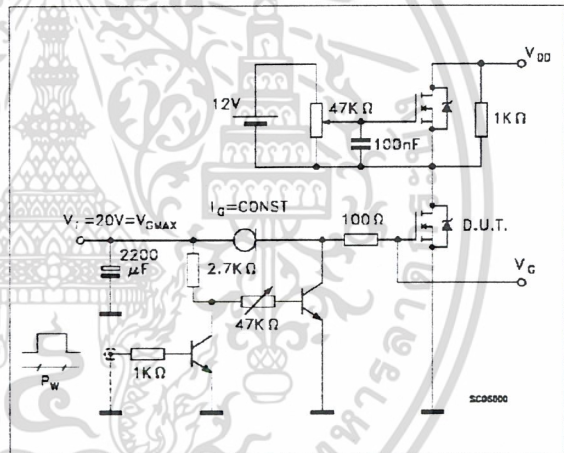
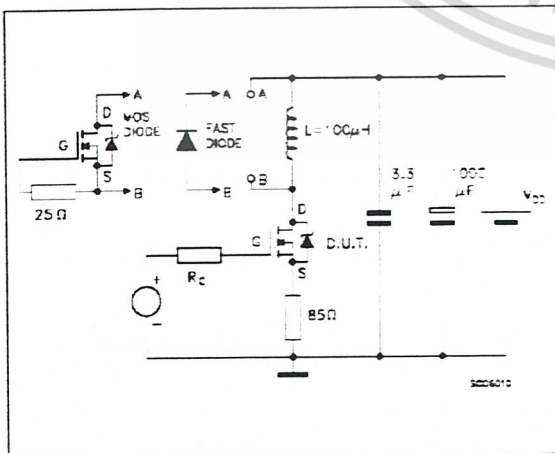
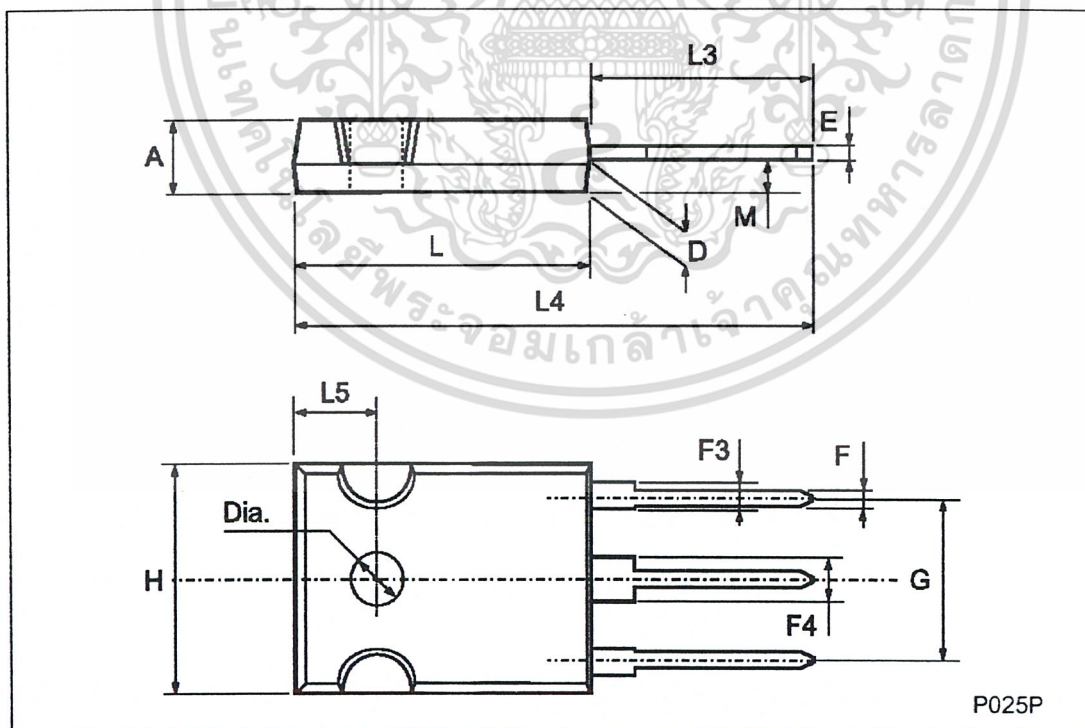


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



## TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.7		5.3	0.185		0.209
D	2.2		2.6	0.087		0.102
E	0.4		0.8	0.016		0.031
F	1		1.4	0.039		0.055
F3	2		2.4	0.079		0.094
F4	3		3.4	0.118		0.134
G		10.9			0.429	
H	15.3		15.9	0.602		0.626
L	19.7		20.3	0.776		0.779
L3	14.2		14.8	0.559	0.413	0.582
L4		34.6			1.362	
L5		5.5			0.217	
M	2		3	0.079		0.118
Dia	3.55		3.65	0.140		0.144



P025P



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

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved  
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

# Low power quad op amps

## LM124/224/324/324A/ SA534/LM2902

### DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

### UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

### FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply:  $3V_{DC}$  to  $30V_{DC}$  or dual supplies:  $\pm 1.5V_{DC}$  to  $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage ( $1mW/op$  amp at  $+5V_{DC}$ )
- Low input biasing current:  $45nA_{DC}$  (temperature-compensated)
- Low input offset voltage:  $2mV_{DC}$  and offset current:  $5nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage:  $0V_{DC}$  to  $V_{CC}-1.5V_{DC}$  swing

### PIN CONFIGURATION

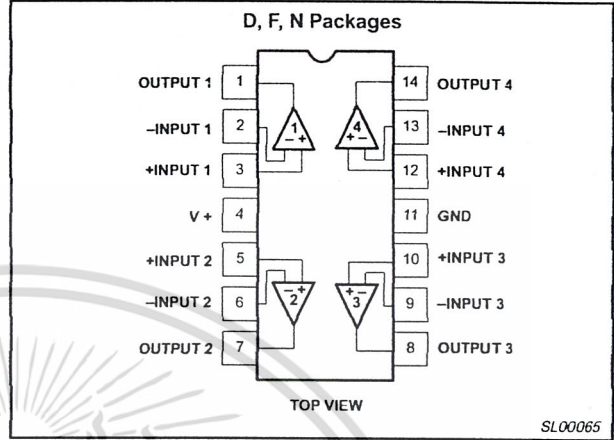


Figure 1. Pin Configuration

### ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM124F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LM224F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +85°C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0°C to +70°C	LM324F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA534F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2902N	SOT27-1

## Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
$V_{CC}$	Supply voltage	32 or $\pm 16$	$V_{DC}$
$V_{IN}$	Differential input voltage	32	$V_{DC}$
$V_{IN}$	Input voltage	-0.3 to +32	$V_{DC}$
$P_D$	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) <sup>1</sup>		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier <sup>2</sup> $V_{CC}<15V_{DC}$ and $T_A=25^\circ\text{C}$	Continuous	
$I_{IN}$	Input current ( $V_{IN}<-0.3V$ ) <sup>3</sup>	50	mA
$T_A$	Operating ambient temperature range		
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
	LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_{SOLD}$	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

## NOTES:

- Derate above  $25^\circ\text{C}$  at the following rates:  
F package at  $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$   
N package at  $11.4\text{mW}/^\circ\text{C}$   
D package at  $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Short-circuits from the output to  $V_{CC+}$  can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA, independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . At values of supply voltage in excess of  $+15V_{DC}$  continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input bias clamps. In addition, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This action can cause the output voltages of the op amps to go to the  $V+$  rail (or to ground for a large overdrive) during the time that the input is driven negative.

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub>=5V, T<sub>A</sub>=25°C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124/LM224			LM324/SA534/LM2902			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Offset voltage <sup>1</sup>	R <sub>S</sub> =0Ω		±2	±5		±2	±7	mV
		R <sub>S</sub> =0Ω, over temp.			±7			±9	
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Temperature drift	R <sub>S</sub> =0Ω, over temp.		7			7		μV/°C
I <sub>BIAS</sub>	Input current <sup>2</sup>	I <sub>IN</sub> (+) or I <sub>IN</sub> (-)		45	150		45	250	nA
		I <sub>IN</sub> (+) or I <sub>IN</sub> (-), over temp.		40	300		40	500	
ΔI <sub>BIAS</sub> /ΔT	Temperature drift	Over temp.		50			50		pA/°C
I <sub>OS</sub>	Offset current	I <sub>IN</sub> (+)-I <sub>IN</sub> (-)		±3	±30		±5	±50	nA
		I <sub>IN</sub> (+)-I <sub>IN</sub> (-), over temp.			±100			±150	
ΔI <sub>OS</sub> /ΔT	Temperature drift	Over temp.		10			10		pA/°C
V <sub>CM</sub>	Common-mode voltage range <sup>3</sup>	V <sub>CC</sub> ≤30V	0		V <sub>CC</sub> -1.5	0		V <sub>CC</sub> -1.5	V
		V <sub>CC</sub> ≤30V, over temp.	0		V <sub>CC</sub> -2	0		V <sub>CC</sub> -2	
CMRR	Common-mode rejection ratio	V <sub>CC</sub> =30V	70	85		65	70		dB
V <sub>OUT</sub>	Output voltage swing	R <sub>L</sub> =2kΩ, V <sub>CC</sub> =30V, over temp.	26			26			V
V <sub>OH</sub>	Output voltage high	R <sub>L</sub> ≤10kΩ, V <sub>CC</sub> =30V, over temp.	27	28		27	28		V
V <sub>OL</sub>	Output voltage low	R <sub>L</sub> ≤10kΩ, over temp.		5	20		5	20	mV
I <sub>CC</sub>	Supply current	R <sub>L</sub> =∞, V <sub>CC</sub> =30V, over temp.		1.5	3		1.5	3	mA
		R <sub>L</sub> =∞, over temp.		0.7	1.2		0.7	1.2	
A <sub>VOL</sub>	Large-signal voltage gain	V <sub>CC</sub> =15V (for large V <sub>O</sub> swing), R <sub>L</sub> ≥2kΩ	50	100		25	100		V/mV
		V <sub>CC</sub> =15V (for large V <sub>O</sub> swing), R <sub>L</sub> ≥2kΩ, over temp.	25			15			
	Amplifier-to-amplifier coupling <sup>5</sup>	f=1kHz to 20kHz, input referred		-120			-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	R <sub>S</sub> ≤0Ω	65	100		65	100		dB
I <sub>OUT</sub>	Output current source	V <sub>IN+</sub> =+1V, V <sub>IN-</sub> =0V, V <sub>CC</sub> =15V	20	40		20	40		mA
		V <sub>IN+</sub> =+1V, V <sub>IN-</sub> =0V, V <sub>CC</sub> =15V, over temp.	10	20		10	20		
	sink	V <sub>IN-</sub> =+1V, V <sub>IN+</sub> =0V, V <sub>CC</sub> =15V	10	20		10	20		
		V <sub>IN-</sub> =+1V, V <sub>IN+</sub> =0V, V <sub>CC</sub> =15V, over temp.	5	8		5	8		
		V <sub>IN-</sub> =+1V, V <sub>IN+</sub> =0V, V <sub>O</sub> =200mV	12	50		12	50		
I <sub>SC</sub>	Short-circuit current <sup>4</sup>		10	40	60	10	40	60	mA
GBW	Unity gain bandwidth			1			1		MHz
SR	Slew rate			0.3			0.3		V/μs
V <sub>NOISE</sub>	Input noise voltage	f=1kHz		40			40		nV/√Hz
V <sub>DIFF</sub>	Differential input voltage <sup>3</sup>				V <sub>CC</sub>			V <sub>CC</sub>	V

## Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

 $V_{CC}=5V$ ,  $T_A=25^\circ C$  unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM324A			UNIT
			Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Offset voltage <sup>1</sup>	$R_S=0\Omega$		$\pm 2$	$\pm 3$	mV
		$R_S=0\Omega$ , over temp.			$\pm 5$	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$ , over temp.		7	30	$\mu V/^\circ C$
$I_{BIAS}$	Input current <sup>2</sup>	$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$		45	100	nA
		$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$ , over temp.		40	200	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50		$pA/^\circ C$
$I_{OS}$	Offset current	$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$		$\pm 5$	$\pm 30$	nA
		$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$ , over temp.			$\pm 75$	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10	300	$pA/^\circ C$
$V_{CM}$	Common-mode voltage range <sup>3</sup>	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$ , over temp.	0		$V_{CC}-2$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	65	85		dB
$V_{OUT}$	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$ , $V_{CC}=30V$ , over temp.	26			V
$V_{OH}$	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$ , $V_{CC}=30V$ , over temp.	27	28		V
$V_{OL}$	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$ , over temp.		5	20	mV
$I_{CC}$	Supply current	$R_L=\infty$ , $V_{CC}=30V$ , over temp.		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$ , over temp.		0.7	1.2	mA
$A_{VOL}$	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large $V_O$ swing), $R_L\geq 2k\Omega$	25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large $V_O$ swing), $R_L\geq 2k\Omega$ , over temp.	15			V/mV
	Amplifier-to-amplifier coupling <sup>5</sup>	$f=1kHz$ to $20kHz$ , input referred		-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		dB
$I_{OUT}$	Output current source	$V_{IN+}=+1V$ , $V_{IN-}=0V$ , $V_{CC}=15V$	20	40		mA
		$V_{IN+}=+1V$ , $V_{IN-}=0V$ , $V_{CC}=15V$ , over temp.	10	20		mA
	Output current sink	$V_{IN+}=+1V$ , $V_{IN-}=0V$ , $V_{CC}=15V$	10	20		mA
		$V_{IN+}=+1V$ , $V_{IN-}=0V$ , $V_{CC}=15V$ , over temp.	5	8		mA
		$V_{IN+}=+1V$ , $V_{IN-}=0V$ , $V_O=200mV$	12	50		$\mu A$
$I_{SC}$	Short-circuit current <sup>4</sup>		10	40	60	mA
$V_{DIFF}$	Differential input voltage <sup>3</sup>				$V_{CC}$	V
GBW	Unity gain bandwidth			1		MHz
SR	Slew rate			0.3		V/ $\mu s$
$V_{NOISE}$	Input noise voltage	$f=1kHz$		40		nV/ $\sqrt{Hz}$

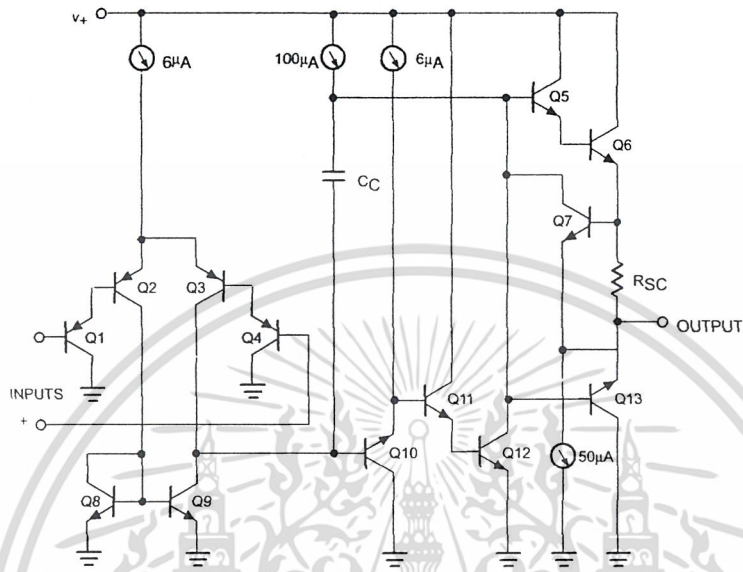
## NOTES:

- $V_O = 1.4V_{DC}$ ,  $R_S=0\Omega$  with  $V_{CC}$  from 5V to 30V and over full input common-mode range ( $0V_{DC}$  to  $V_{CC}-1.5V$ ).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is  $V_{CC}-1.5$ , but either or both inputs can go to  $+32V$  without damage.
- Short-circuits from the output to  $V_{CC}$  can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . At values of supply voltage in excess of  $+15V_{DC}$ , continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of coupling increases at higher frequencies.

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

EQUIVALENT CIRCUIT



SL00066

Figure 2. Equivalent Circuit

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

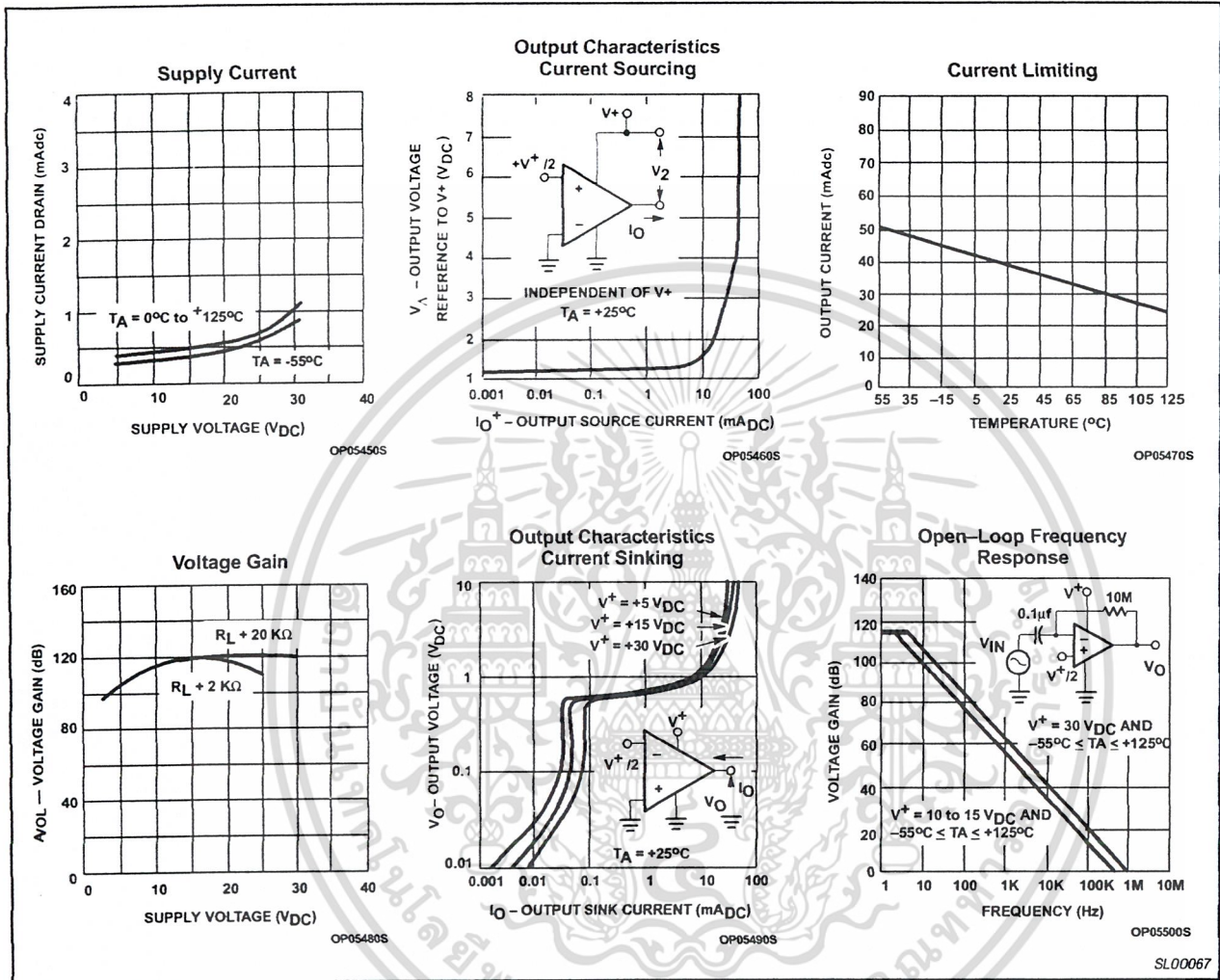


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

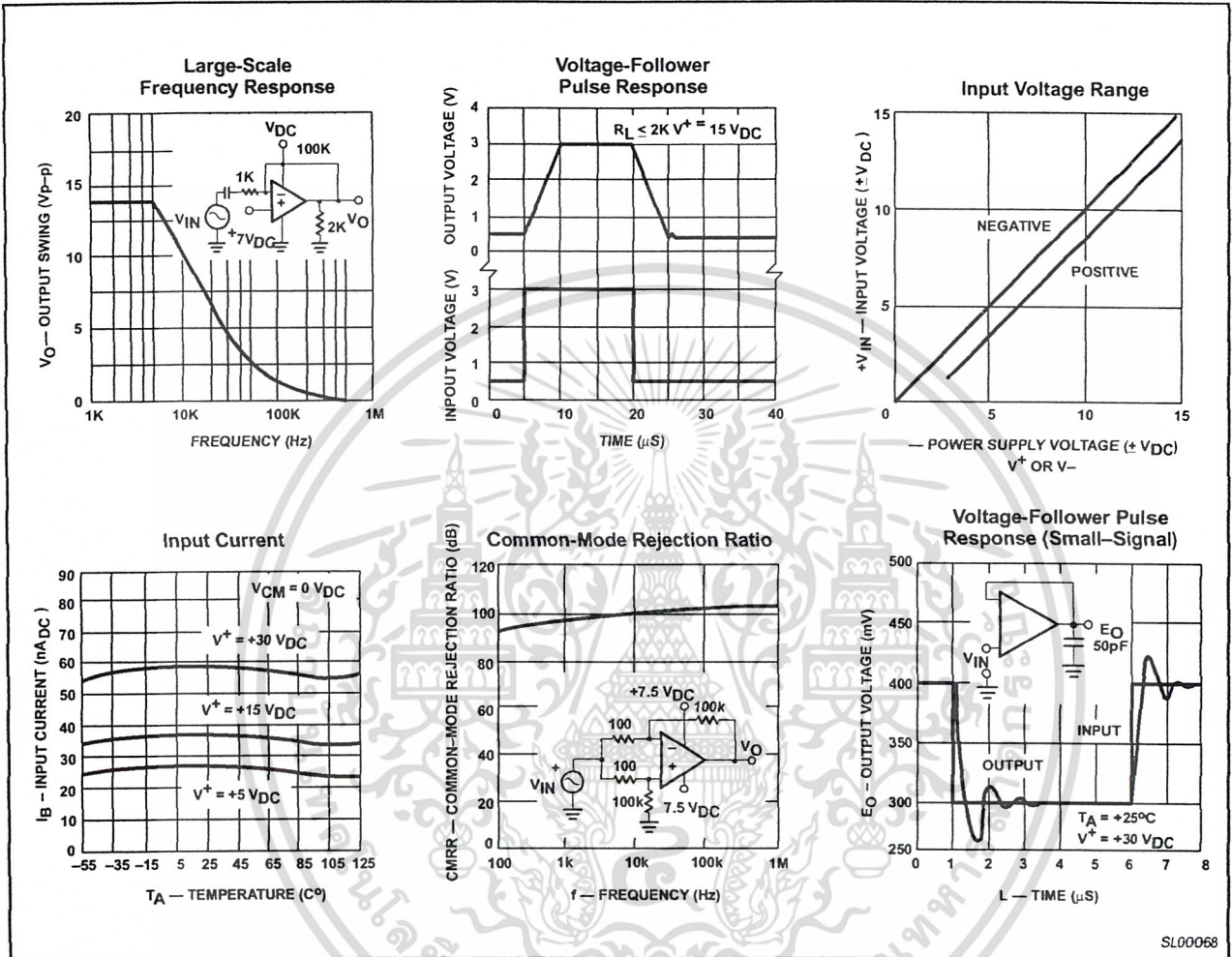


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TYPICAL APPLICATIONS

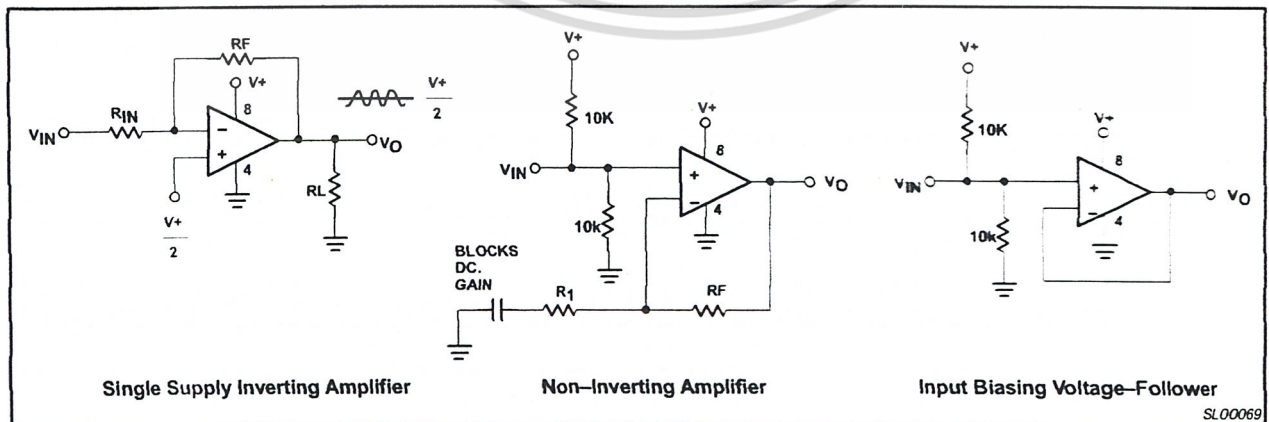


Figure 5. Typical Applications

**19A, 100V, 0.200 Ohm, P-Channel Power MOSFETs**

These are P-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistors. They are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. They can be operated directly from integrated circuits.

Formerly Developmental Type TA17521.

**Ordering Information**

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF9540	TO-220AB	IRF9540
RF1S9540SM	TO-263AB	RF1S9540

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S9540SM9A.

**Features**

- 19A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.200\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**



# IRF9540, RF1S9540SM

## Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	IRF9540, RF1S9540SM	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1) . . . . .	$V_{DS}$	-100
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1) . . . . .	$V_{DGR}$	-100
Continuous Drain Current . . . . .	$I_D$	-19
$T_C = 100^\circ\text{C}$ . . . . .	$I_D$	-12
Pulsed Drain Current (Note 3) . . . . .	$I_{DM}$	-76
Gate to Source Voltage . . . . .	$V_{GS}$	$\pm 20$
Maximum Power Dissipation (Figure 1) . . . . .	$P_D$	150
Linear Derating Factor (Figure 1) . . . . .		1
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) . . . . .	$E_{AS}$	960
Operating and Storage Temperature . . . . .	$T_J, T_{STG}$	-55 to 175
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s . . . . .	$T_L$	300
Package Body for 10s, See Techbrief 334 . . . . .	$T_{pk}$	260

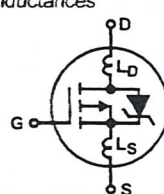
**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

**NOTE:**

1.  $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$ .

## Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = -250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	-100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = -250\mu\text{A}$	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	-25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	-	-	-250	$\mu\text{A}$
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ MAX}, V_{GS} = -10\text{V}$	-19	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = -10\text{A}, V_{GS} = -10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.150	0.200	$\Omega$
Forward Transconductance (Note 2)	$g_{fs}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ MAX}, I_D = -6\text{A}$ (Figure 12)	5	7	-	S
Turn-On Delay Time	$t_d(ON)$	$V_{DD} = -50\text{V}, I_D = 19\text{A}, R_G = 9.1\Omega, R_L = 2.3\Omega, V_{GS} = -10\text{V}$ , (Figures 17, 18)	-	16	20	ns
Rise Time	$t_r$	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	65	100	ns
Turn-Off Delay Time	$t_d(OFF)$		-	47	70	ns
Fall Time	$t_f$		-	28	70	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = -10\text{V}, I_D = -19\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{g(REF)} = -1.5\text{mA}$ (Figures 14, 19, 20)	-	70	90	nC
Gate to Source Charge	$Q_{gs}$	Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	14	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$		-	56	-	nC
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{DS} = -25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	-	1100	-	pF
Output Capacitance	$C_{OSS}$	(Figure 11)	-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	250	-	pF
Internal Drain Inductance	$L_D$	Measured From the Contact Screw on Tab to the Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to the Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Package to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Typical Socket Mount	-	-	62.5	$^\circ\text{C/W}$

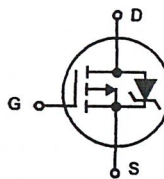


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF9540, RF1S9540SM

## Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	$I_{SD}$	Modified MOSFET Symbol	-	-	-19	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	$I_{SDM}$	Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	-76	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	$V_{SD}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = -19\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	-1.5	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 19\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	170	-	ns
Reverse Recovery Charge	$Q_{RR}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 19\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	0.8	-	$\mu\text{C}$



### NOTES:

2. Pulse test: pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$ .
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4.  $V_{DD} = 25\text{V}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 4\text{mH}$ ,  $R_G = 25\Omega$ , peak  $I_{AS} = 19\text{A}$ . (Figures 15, 16).

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

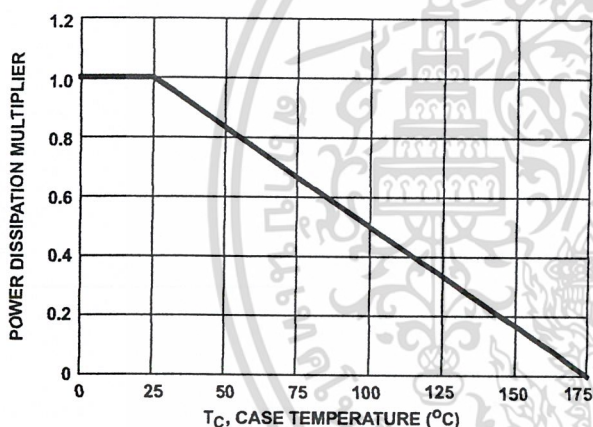


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

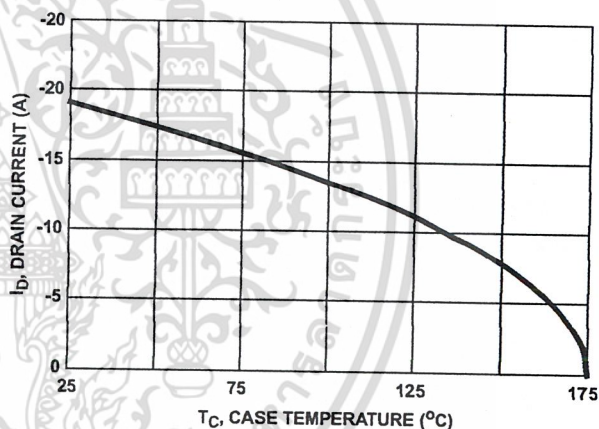


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

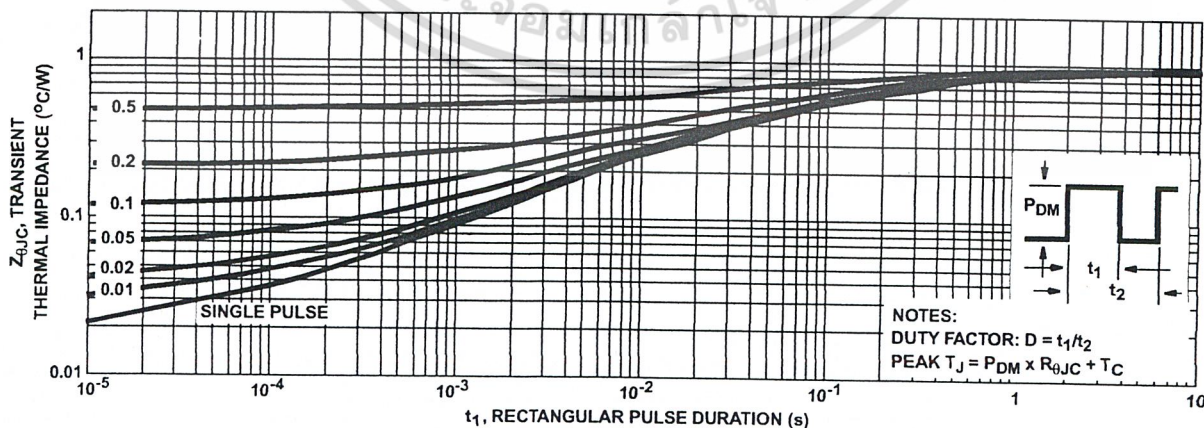


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

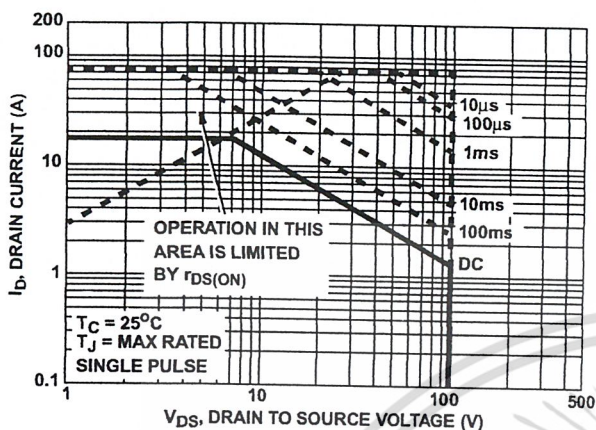


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

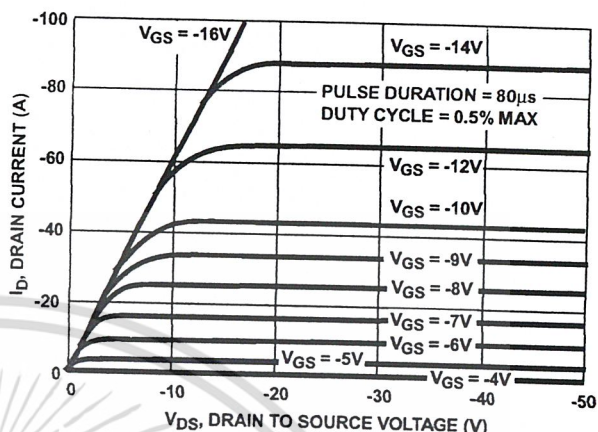


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

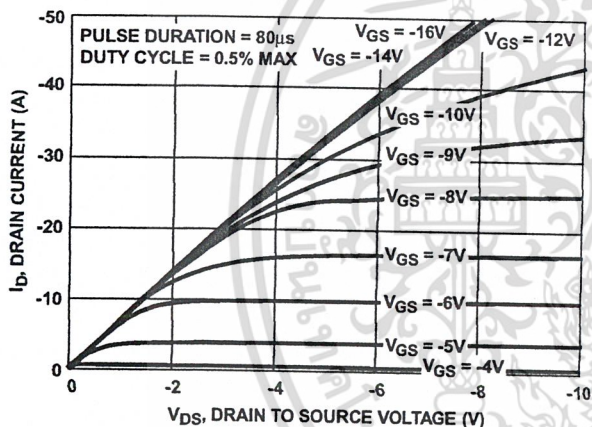


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

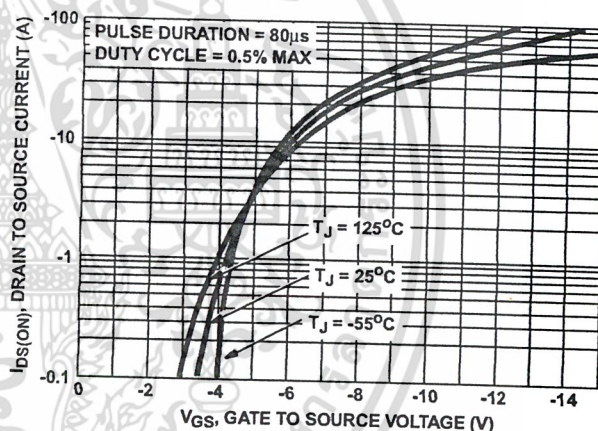
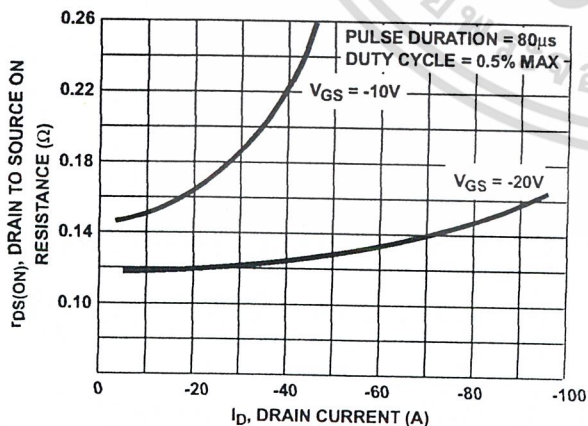


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS



NOTE: Heating effect of 2µs pulse is minimal.

FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

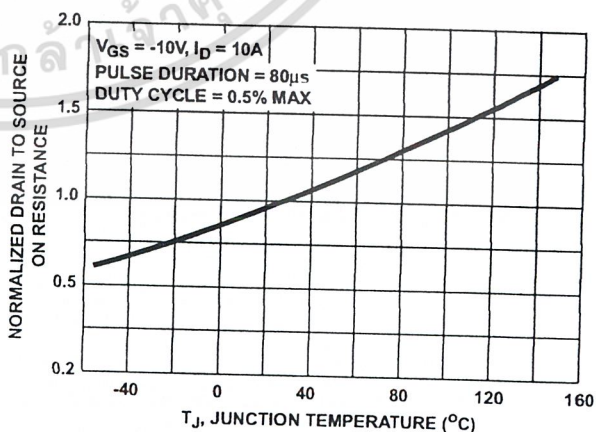


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

# IRF9540, RF1S9540SM

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

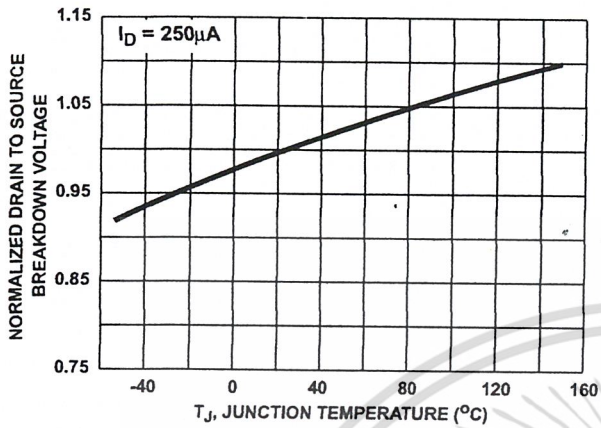


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

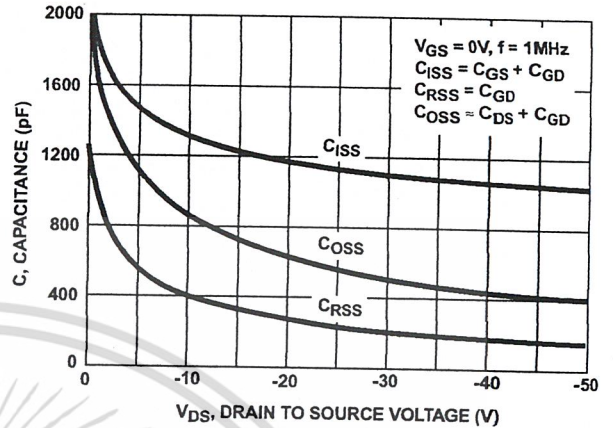


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

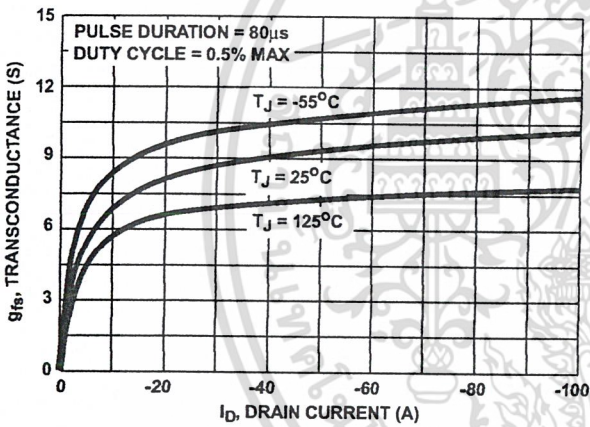


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

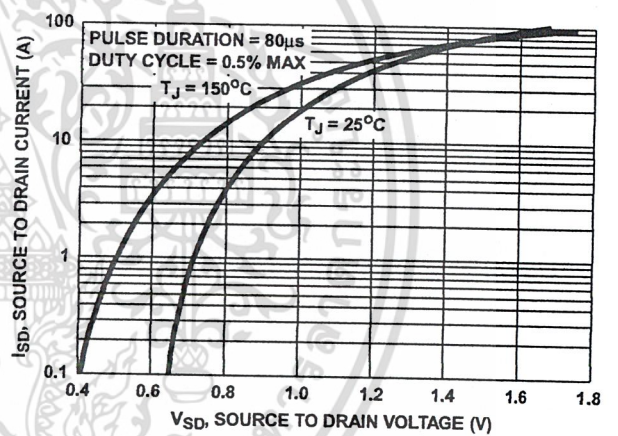


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

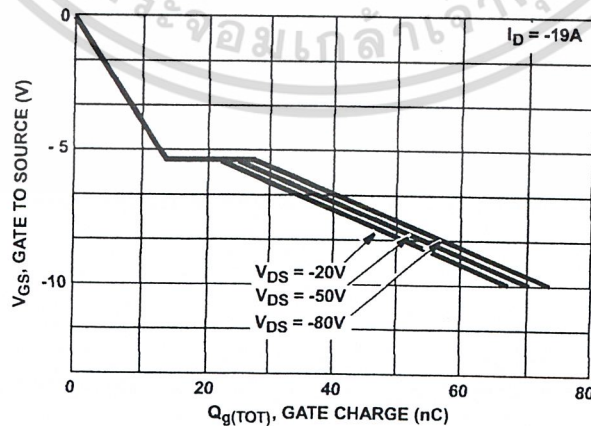


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

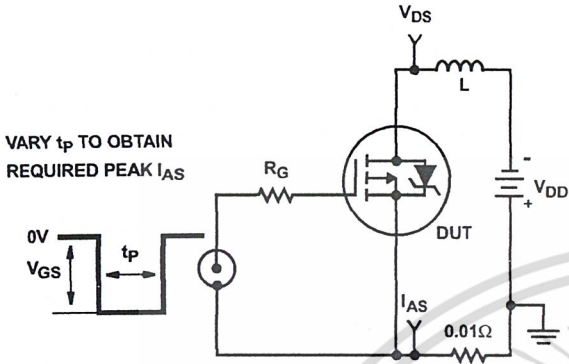


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

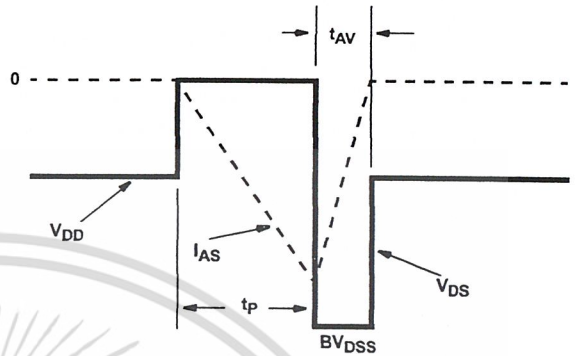


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

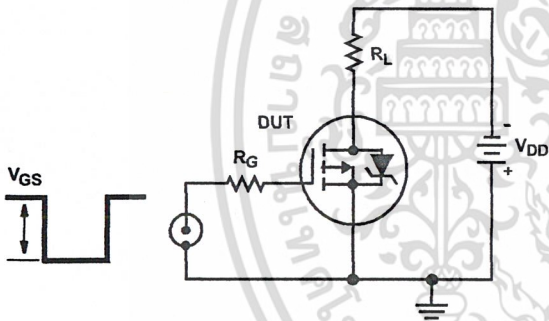


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

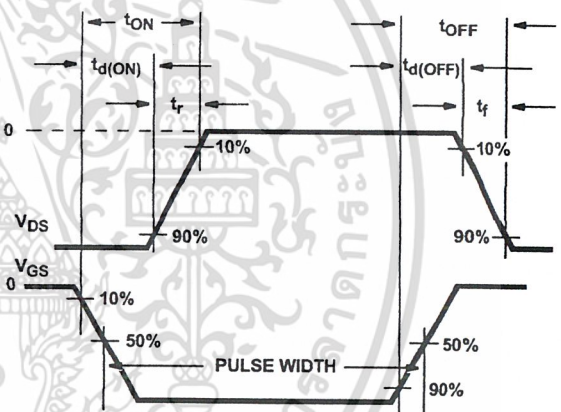


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

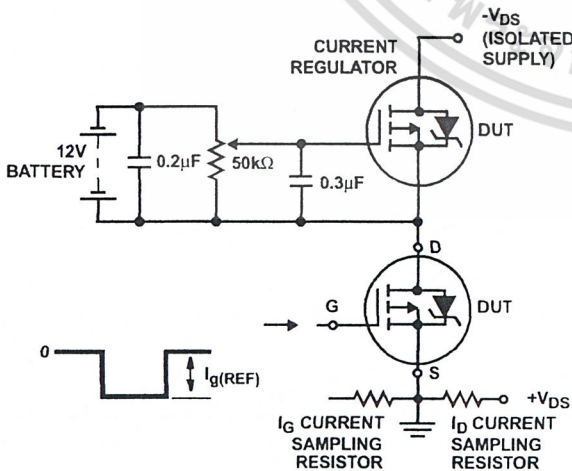


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

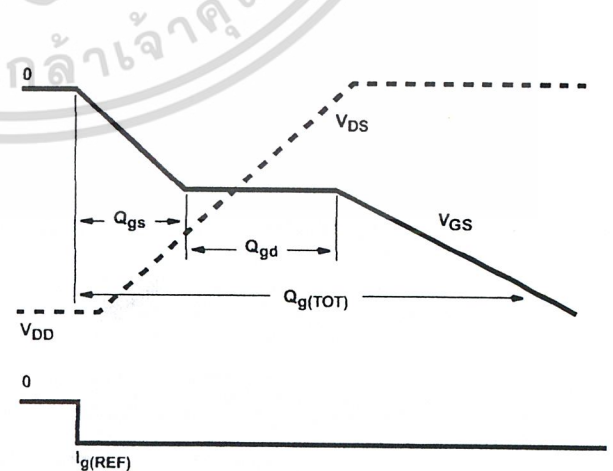


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS



All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

*Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.*

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

### Sales Office Headquarters

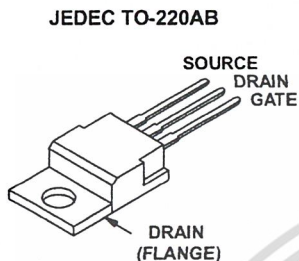
**NORTH AMERICA**  
Intersil Corporation  
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204  
Melbourne, FL 32902  
TEL: (407) 724-7000  
FAX: (407) 724-7240

**EUROPE**  
Intersil SA  
Mercure Center  
100, Rue de la Fusee  
1130 Brussels, Belgium  
TEL: (32) 2.724.2111  
FAX: (32) 2.724.22.05

**ASIA**  
Intersil (Taiwan) Ltd.  
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road  
Taipei, Taiwan  
Republic of China  
TEL: (886) 2 2716 9310  
FAX: (886) 2 2715 3029

33A, 100V, 0.040 Ohm, N-Channel Power MOSFET

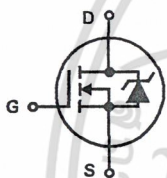
Packaging



Features

- Ultra Low On-Resistance
  - $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega, V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
  - Temperature Compensated PSPICE™ and SABER® Electrical Models
  - Spice and SABER® Thermal Impedance Models
  - www.intersil.com
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve

Symbol



Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540N	TO-220AB	IRF540N

Absolute Maximum Ratings  $T_C = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

	IRF540N	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1).....	$V_{DSS}$ 100	V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1).....	$V_{DGR}$ 100	V
Gate to Source Voltage.....	$V_{GS}$ $\pm 20$	V
Drain Current		
Continuous ( $T_C = 25^\circ C, V_{GS} = 10V$ ) (Figure 2).....	$I_D$ 33	A
Continuous ( $T_C = 100^\circ C, V_{GS} = 10V$ ) (Figure 2).....	$I_D$ 23	A
Pulsed Drain Current.....	$I_{DM}$ Figure 4	
Pulsed Avalanche Rating.....	UIS Figures 6, 14, 15	
Power Dissipation.....	$P_D$ 120	W
Derate Above $25^\circ C$ .....	0.80	W/°C
Operating and Storage Temperature.....	$T_J, T_{STG}$ -55 to 175	°C
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.....	$T_L$ 300	°C
Package Body for 10s, See Techbrief TB334.....	$T_{pkg}$ 260	°C

NOTES:

1.  $T_J = 25^\circ C$  to  $150^\circ C$ .

**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

## IRF540N

### Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>OFF STATE SPECIFICATIONS</b>							
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = 250\mu\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 11)	100	-	-	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 95\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	1	$\mu\text{A}$	
		$V_{DS} = 90\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$	
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA	
<b>ON STATE SPECIFICATIONS</b>							
Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$ , $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	2	-	4	V	
Drain to Source On Resistance	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 33\text{A}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 9)	-	0.033	0.040	$\Omega$	
<b>THERMAL SPECIFICATIONS</b>							
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	TO-220	-	-	1.25	$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		-	-	62	$^\circ\text{C/W}$	
<b>SWITCHING SPECIFICATIONS (<math>V_{GS} = 10\text{V}</math>)</b>							
Turn-On Time	$t_{ON}$	$V_{DD} = 50\text{V}$ , $I_D = 33\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$ , $R_{GS} = 9.1\Omega$ (Figures 18, 19)	-	-	100	ns	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$		-	9.5	-	ns	
Rise Time	$t_r$		-	57	-	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	-	ns	
Fall Time	$t_f$		-	55	-	ns	
Turn-Off Time	$t_{OFF}$		-	-	145	ns	
<b>GATE CHARGE SPECIFICATIONS</b>							
Total Gate Charge	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $20\text{V}$	$V_{DD} = 50\text{V}$ , $I_D = 33\text{A}$ , $I_{g(REF)} = 1.0\text{mA}$ (Figures 13, 16, 17)	-	66	79	nC
Gate Charge at 10V	$Q_{g(10)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $10\text{V}$		-	35	42	nC
Threshold Gate Charge	$Q_{g(TH)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to $2\text{V}$		-	2.4	2.9	nC
Gate to Source Gate Charge	$Q_{gs}$			-	5.4	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$			-	13	-	nC
<b>CAPACITANCE SPECIFICATIONS</b>							
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{DS} = 25\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $f = 1\text{MHz}$ (Figure 12)	-	1220	-	pF	
Output Capacitance	$C_{OSS}$		-	295	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	100	-	pF	

### Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Source to Drain Diode Voltage	$V_{SD}$	$I_{SD} = 33\text{A}$	-	-	1.25	V
		$I_{SD} = 17\text{A}$	-	-	1.00	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	112	ns
Reverse Recovered Charge	$Q_{RR}$	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	400	nC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ Intersil การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540N

## Typical Performance Curves

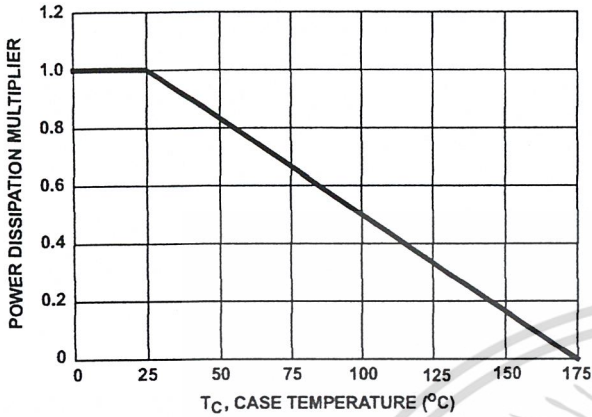


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

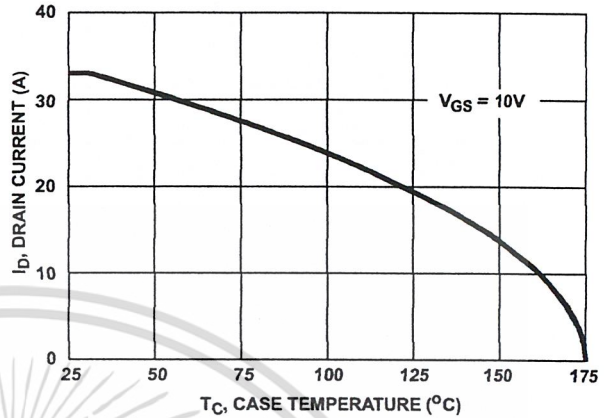


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

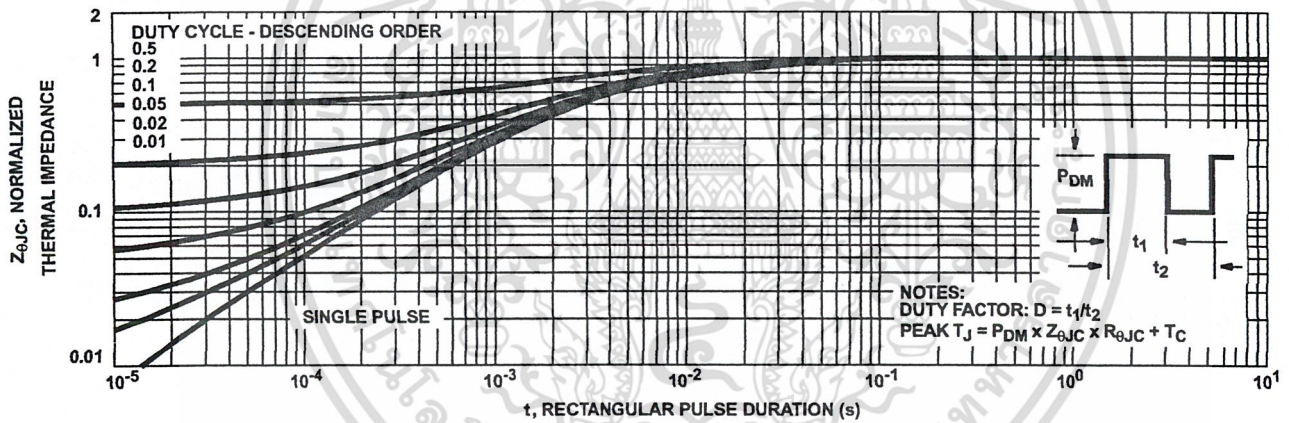


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

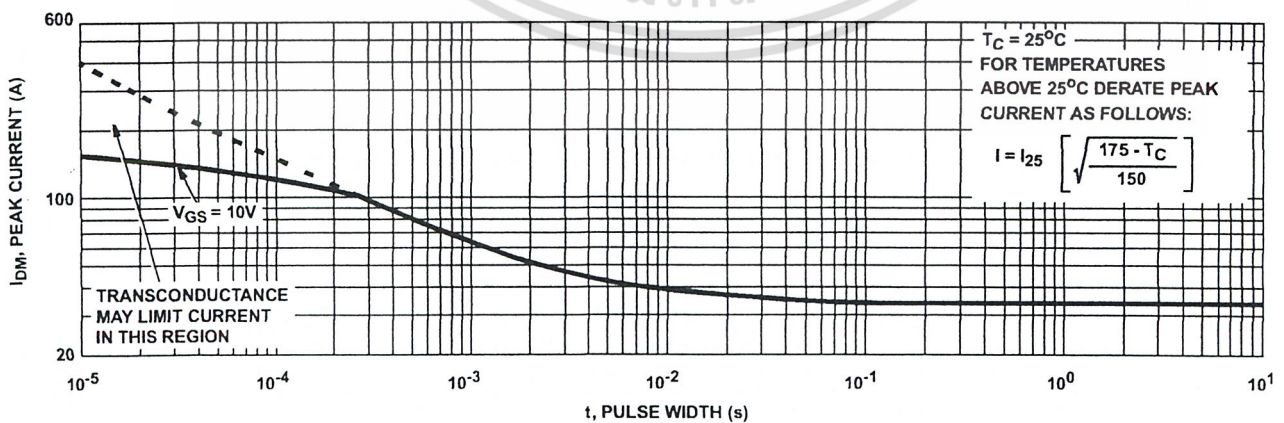


FIGURE 4. PEAK CURRENT CAPABILITY

Typical Performance Curves (Continued)

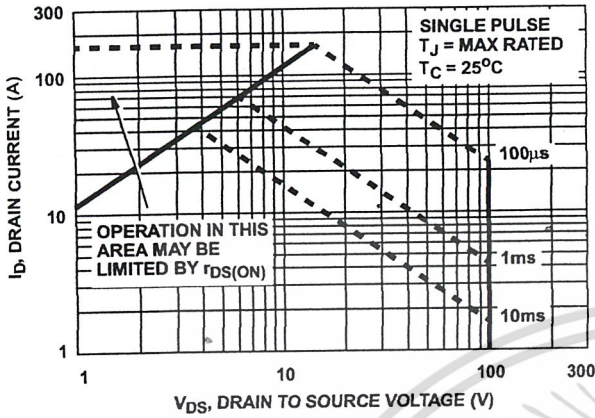
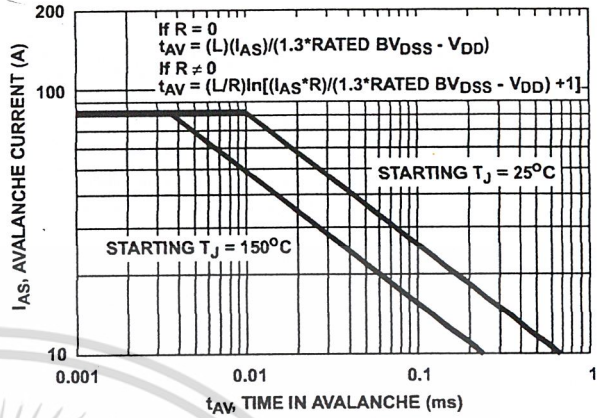


FIGURE 5. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN9321 and AN9322.

FIGURE 6. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING CAPABILITY

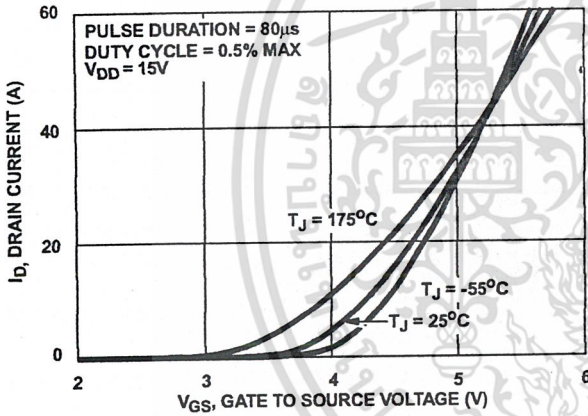


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

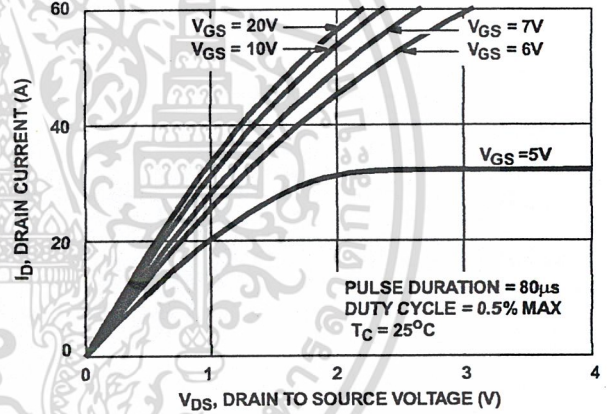


FIGURE 8. SATURATION CHARACTERISTICS

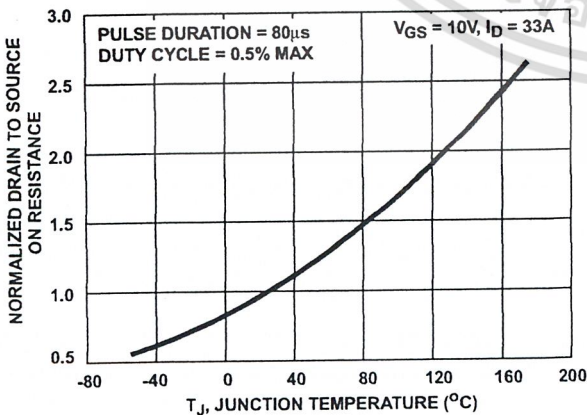


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

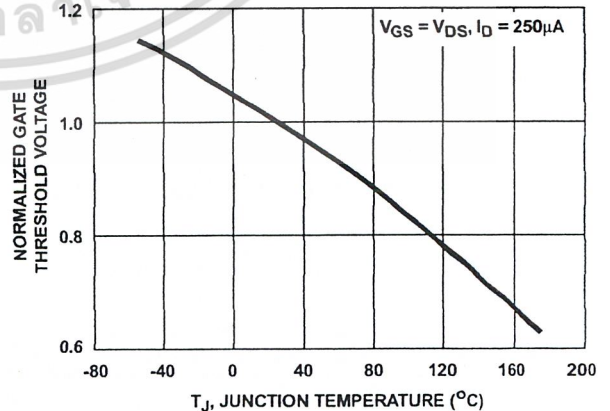


FIGURE 10. NORMALIZED GATE THRESHOLD VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

# IRF540N

## Typical Performance Curves (Continued)

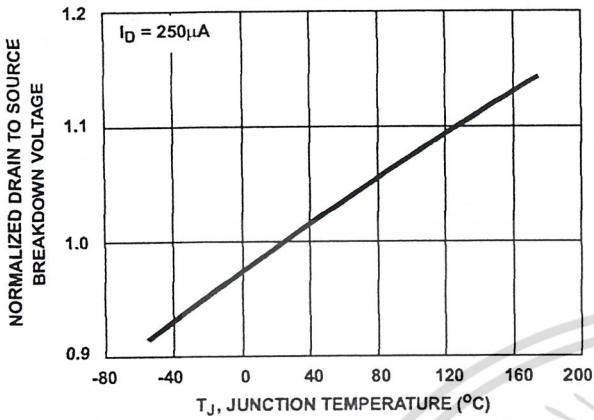


FIGURE 11. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

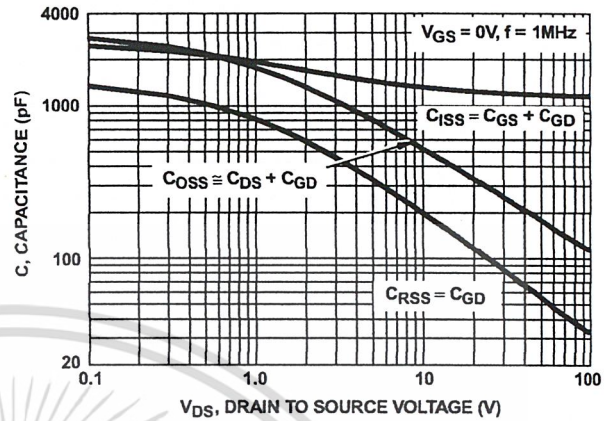
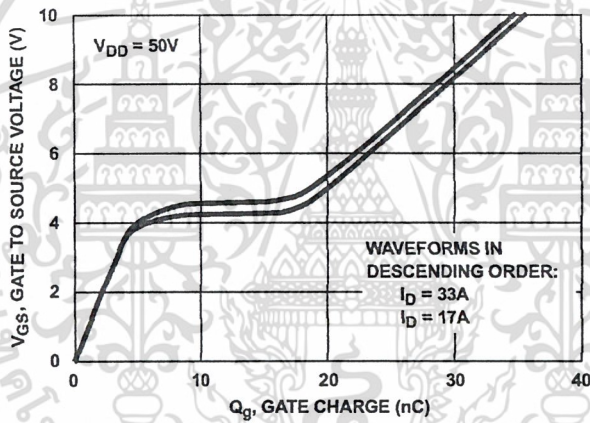


FIGURE 12. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN7254 and AN7260.

FIGURE 13. GATE CHARGE WAVEFORMS FOR CONSTANT GATE CURRENT

# IRF540N

## Test Circuits and Waveforms

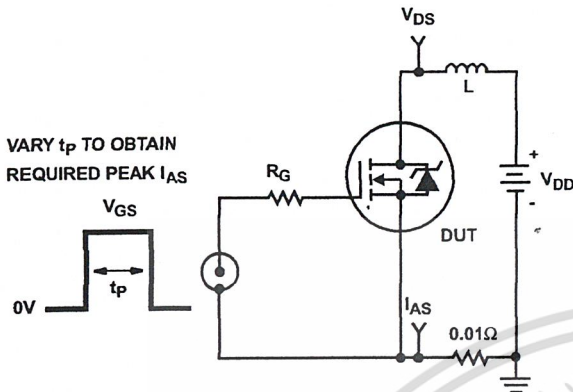


FIGURE 14. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

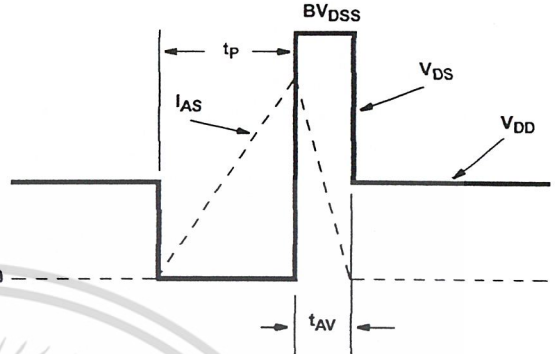


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

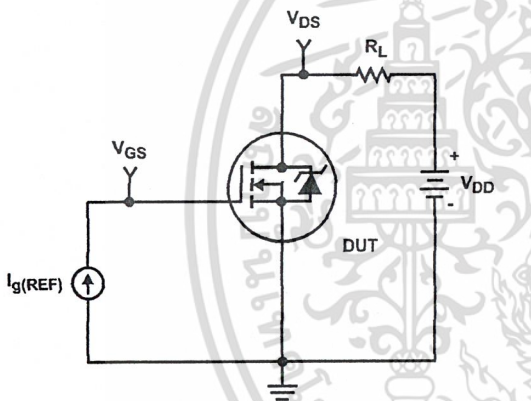


FIGURE 16. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

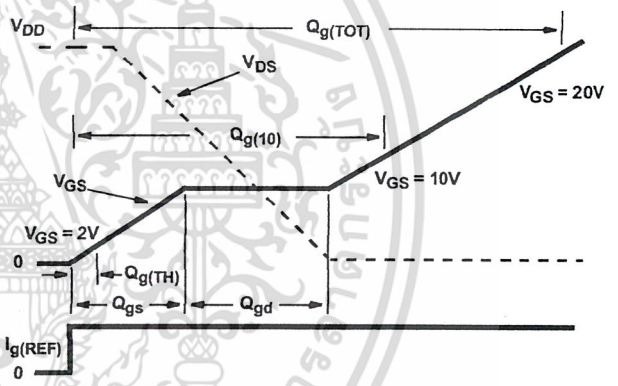


FIGURE 17. GATE CHARGE WAVEFORMS

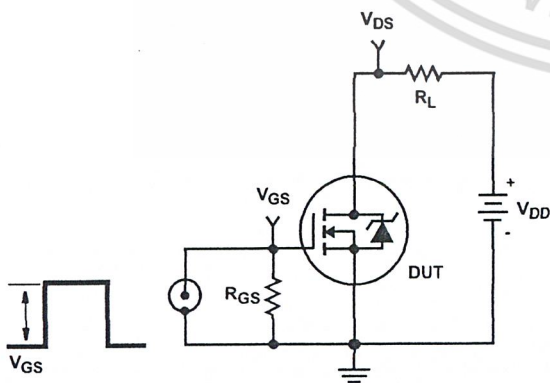


FIGURE 18. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

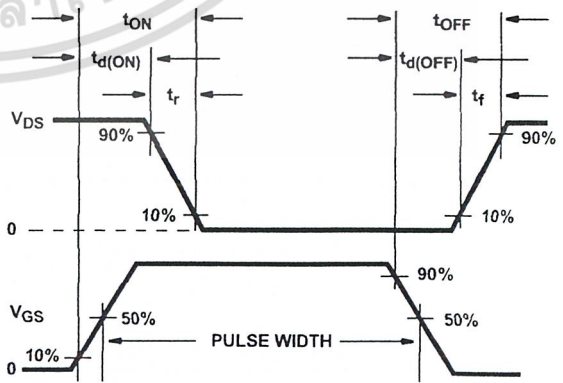


FIGURE 19. SWITCHING TIME WAVEFORM

# IRF540N

## PSPICE Electrical Model

.SUBCKT IRF540N 2 1 3 ; rev 19 July 1999

CA 12 8 1.95e-9  
 CB 15 14 1.90e-9  
 CIN 6 8 1.12e-9

DBODY 7 5 DBODYMOD  
 DBREAK 5 11 DBREAKMOD  
 DPLCAP 10 5 DPLCAPMOD

EBREAK 11 7 17 18 112.8  
 EDS 14 8 5 8 1  
 EGS 13 8 6 8 1  
 ESG 6 10 6 8 1  
 EVTHRES 6 21 19 8 1  
 EVTEMP 20 6 18 22 1

IT 8 17 1

LDRAIN 2 5 1.0e-9  
 LGATE 1 9 6.19e-9  
 LSOURCE 3 7 2.18e-9

MMED 16 6 8 8 MMEDMOD  
 MSTRO 16 6 8 8 MSTROMOD  
 MWEAK 16 21 8 8 MWEAKMOD

RBREAK 17 18 RBREAKMOD 1  
 RDRAIN 50 16 RDRAINMOD 2.00e-2  
 RGATE 9 20 1.77  
 RLRAIN 2 5 10  
 RLGATE 1 9 26  
 RLSOURCE 3 7 11  
 RSLC1 5 51 RSLCMOD 1e-6  
 RSLC2 5 50 1e3  
 RSOURCE 8 7 RSOURCEMOD 6.5e-3  
 RVTHRES 22 8 RVTHRESMOD 1  
 RVTEMP 18 19 RVTEMPMOD 1

S1A 6 12 13 8 S1AMOD  
 S1B 13 12 13 8 S1BMOD  
 S2A 6 15 14 13 S2AMOD  
 S2B 13 15 14 13 S2BMOD

VBAT 22 19 DC 1

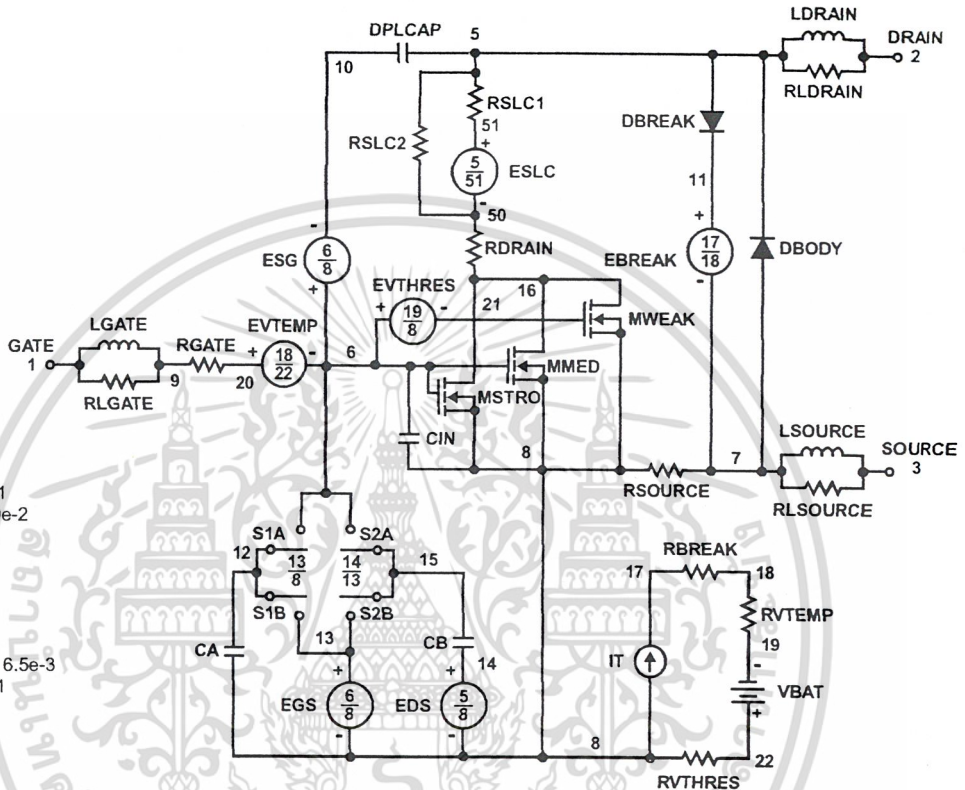
ESLC 51 50 VALUE=((V(5,51)/ABS(V(5,51)))^(PWR(V(5,51))/(1e-6\*71),3.5)))

.MODEL DBODYMOD D (IS = 1.20e-12 RS = 4.2e-3 XTI = 5 TRS1 = 1.3e-3 TRS2 = 8.0e-6 CJO = 1.50e-9 TT = 7.47e-8 M = 0.63)  
 .MODEL DBREAKMOD D (RS = 4.2e-1 TRS1 = 8e-4 TRS2 = 3e-6)  
 .MODEL DPLCAPMOD D (CJO = 1.45e-9 IS = 1e-30 M = 0.82)  
 .MODEL MMEDMOD NMOS (VTO = 3.11 KP = 5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 1.77)  
 .MODEL MSTROMOD NMOS (VTO = 3.57 KP = 33.5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u)  
 .MODEL MWEAKMOD NMOS (VTO = 2.68 KP = 0.09 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 17.7)  
 .MODEL RBREAKMOD RES (TC1 = 1.05e-3 TC2 = -5e-7)  
 .MODEL RDRAINMOD RES (TC1 = 9.40e-3 TC2 = 2.93e-5)  
 .MODEL RSLCMOD RES (TC1 = 3.5e-3 TC2 = 2.0e-6)  
 .MODEL RSOURCEMOD RES (TC1 = 1e-3 TC2 = 1e-6)  
 .MODEL RVTHRESMOD RES (TC1 = -1.8e-3 TC2 = -8.6e-6)  
 .MODEL RVTEMPMOD RES (TC1 = -3.0e-3 TC2 = 1.5e-7)

.MODEL S1AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -6.2 VOFF = -3.1)  
 .MODEL S1BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -3.1 VOFF = -6.2)  
 .MODEL S2AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -1.0 VOFF = 0.5)  
 .MODEL S2BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = 0.5 VOFF = -1.0)

.ENDS

NOTE: For further discussion of the PSPICE model, consult **A New PSPICE Sub-Circuit for the Power MOSFET Featuring Global Temperature Options**; IEEE Power Electronics Specialist Conference Records, 1991, written by William J. Hepp and C. Frank Wheatley.





**SPICE Thermal Model**

REV 26 July 1999

IRF540NT

CTHERM1 th 6 2.60e-3  
 CHERM2 6 5 8.85e-3  
 CHERM3 5 4 7.60e-3  
 CHERM4 4 3 7.65e-3  
 CHERM5 3 2 1.22e-2  
 CHERM6 2 tl 8.70e-2

RHERM1 th 6 9.00e-3  
 RHERM2 6 5 1.80e-2  
 RHERM3 5 4 9.15e-2  
 RHERM4 4 3 2.43e-1  
 RHERM5 3 2 3.10e-1  
 RHERM6 2 tl 3.21e-1

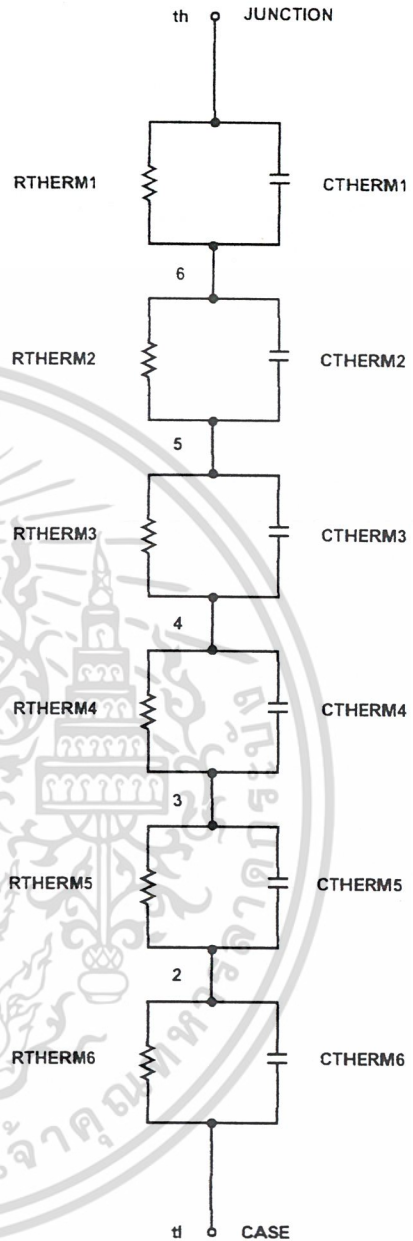
**SABER Thermal Model**

SABER thermal model IRF540NT

template thermal\_model th tl  
 thermal\_c th, tl

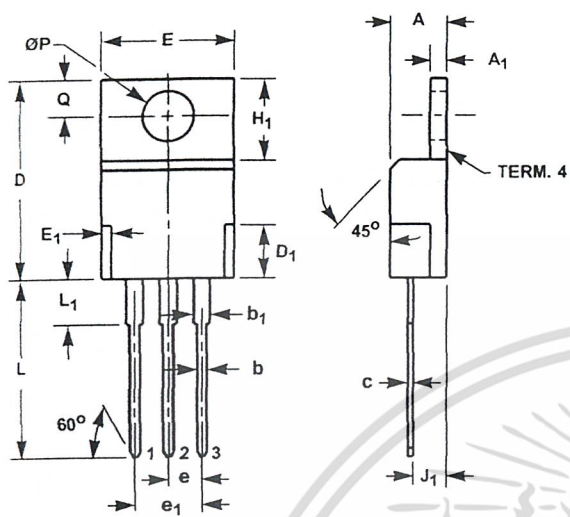
```
{
ctherm.ctherm1 th 6 = 2.60e-3
ctherm.ctherm2 6 5 = 8.85e-3
ctherm.ctherm3 5 4 = 7.60e-3
ctherm.ctherm4 4 3 = 7.65e-3
ctherm.ctherm5 3 2 = 1.22e-2
ctherm.ctherm6 2 tl = 8.70e-2
```

```
rtherm.rtherm1 th 6 = 9.00e-3
rtherm.rtherm2 6 5 = 1.80e-2
rtherm.rtherm3 5 4 = 9.15e-2
rtherm.rtherm4 4 3 = 2.43e-1
rtherm.rtherm5 3 2 = 3.10e-1
rtherm.rtherm6 2 tl = 3.21e-1
}
```



TO-220AB

3 LEAD JEDEC TO-220AB PLASTIC PACKAGE



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.170	0.180	4.32	4.57	-
A <sub>1</sub>	0.048	0.052	1.22	1.32	-
b	0.030	0.034	0.77	0.86	3, 4
b <sub>1</sub>	0.045	0.055	1.15	1.39	2, 3
c	0.014	0.019	0.36	0.48	2, 3, 4
D	0.590	0.610	14.99	15.49	-
D <sub>1</sub>	-	0.160	-	4.06	-
E	0.395	0.410	10.04	10.41	-
E <sub>1</sub>	-	0.030	-	0.76	-
e	0.100 TYP		2.54 TYP		5
e <sub>1</sub>	0.200 BSC		5.08 BSC		5
H <sub>1</sub>	0.235	0.255	5.97	6.47	-
J <sub>1</sub>	0.100	0.110	2.54	2.79	6
L	0.530	0.550	13.47	13.97	-
L <sub>1</sub>	0.130	0.150	3.31	3.81	2
$\varnothing P$	0.149	0.153	3.79	3.88	-
Q	0.102	0.112	2.60	2.84	-

NOTES:

1. These dimensions are within allowable dimensions of Rev. J of JEDEC TO-220AB outline dated 3-24-87.
2. Lead dimension and finish uncontrolled in L<sub>1</sub>.
3. Lead dimension (without solder).
4. Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
5. Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension D.
6. Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension D.
7. Controlling dimension: Inch.
8. Revision 2 dated 7-97.

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

*Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.*

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site [www.intersil.com](http://www.intersil.com)

Sales Office Headquarters

**NORTH AMERICA**  
 Intersil Corporation  
 P. O. Box 883, Mail Stop 53-204  
 Melbourne, FL 32902  
 TEL: (321) 724-7000  
 FAX: (321) 724-7240

**EUROPE**  
 Intersil SA  
 Mercure Center  
 100, Rue de la Fusee  
 1130 Brussels, Belgium  
 TEL: (32) 2.724.2111  
 FAX: (32) 2.724.22.05

**ASIA**  
 Intersil (Taiwan) Ltd.  
 7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road  
 Taipei, Taiwan  
 Republic of China  
 TEL: (886) 2 2716 9310  
 FAX: (886) 2 2715 3029

# Philips Semiconductors – a worldwide company

**Argentina:** see South America

**Australia:** 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113, Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

**Austria:** Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213, Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

**Belarus:** Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6, 220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

**Belgium:** see The Netherlands

**Brazil:** see South America

**Bulgaria:** Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor, 51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA, Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

**Canada:** PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS, Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

**China/Hong Kong:** 501 Hong Kong Industrial Technology Centre, 72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG, Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

**Colombia:** see South America

**Czech Republic:** see Austria

**Denmark:** Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V, Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

**Finland:** Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO, Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

**France:** 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex, Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

**Germany:** Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG, Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

**Hungary:** see Austria

**India:** Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor, 254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025, Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

**Indonesia:** PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division, Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510, Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

**Ireland:** Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14, Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

**Israel:** RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053, TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

**Italy:** PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3, 20124 MILANO, Tel. +39 02 67 52 2531, Fax. +39 02 67 52 2557

**Japan:** Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku, TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5057

**Korea:** Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL, Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

**Malaysia:** No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR, Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

**Mexico:** 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905, Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

**Middle East:** see Italy

**Netherlands:** Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB, Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

**New Zealand:** 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND, Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

**Norway:** Box 1, Manglerud 0612, OSLO, Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

**Pakistan:** see Singapore

**Philippines:** Philips Semiconductors Philippines Inc., 106 Valero St. Salcedo Village, F.O. Box 2108 MCC, MAKATI, Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

**Poland:** Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA, Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

**Portugal:** see Spain

**Romania:** see Italy

**Russia:** Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW, Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

**Singapore:** Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762, Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

**Slovakia:** see Austria

**Slovenia:** see Italy

**South Africa:** S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale, 2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 58088 Newville 2114, Tel. +27 11 471 5401, Fax. +27 11 471 5398

**South America:** Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor, 04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil, Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

**Spain:** Balmes 22, 08007 BARCELONA, Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

**Sweden:** Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM, Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

**Switzerland:** Almendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH, Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

**Taiwan:** Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1, TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2886, Fax. +886 2 2134 2874

**Thailand:** PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd., 209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260, Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

**Turkey:** Yukarı Dudullu, Org. San. Blg., 2.Cad. Nr. 28 81260 Umraniye, ISTANBUL, Tel. +90 216 522 1500, Fax. +90 216 522 1813

**Ukraine:** PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7, 252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

**United Kingdom:** Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes, MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

**United States:** 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409, Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

**Uruguay:** see South America

**Vietnam:** see Singapore

**Yugoslavia:** PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD, Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors International Marketing & Sales Communications, Building BE-2, P.O. Box 218, 5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands. Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA65

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights

Printed in The Netherlands

115002/03:pp8

Date of release: 1999 May 25

Document order number: 9397 750 05892

Let's make things better.

Philips Semiconductors เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น กรุณาติดต่อ Philips Semiconductors สำหรับข้อมูลเพิ่มเติม และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่ใช้



PHILIPS

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำ  
แนวทางการแก้ไขปัญหา และคอยให้คำปรึกษาตลอดเวลา จนโครงการสามารถสำเร็จ  
ลุล่วงไปได้ด้วยดี

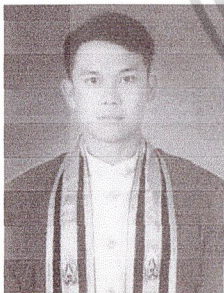
และขอขอบคุณ ข้าราชการแผนกซ่อมเรดาร์ภาคพื้น กองโรงงาน กรมสื่อสาร  
ทหารอากาศ กองบัญชาการสนับสนุนทหารอากาศ ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับท่อนำคลื่น  
และเรื่องของคลื่นไมโครเวฟ ทำให้เข้าใจอย่างลึกซึ้ง และข้าราชการแผนกซ่อมบำรุงกอง  
ข่าวอากาศ กรมควบคุมการปฏิบัติทางอากาศ กองบัญชาการยุทธทางอากาศ ที่ให้การช่วย  
ทางด้านเครื่องกล และอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในโครงการชิ้นนี้

อาจารย์ทุกๆ ท่านที่ให้ความรู้ด้านต่างๆ จนมีวันนี้ได้

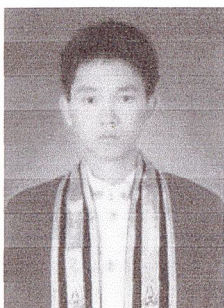
บิดา มารดา ครูคนแรก ผู้ให้การสนับสนุนทุนทรัพย์ และให้กำลังใจทางการ  
ศึกษามาโดยตลอด

เพื่อนๆ และรุ่นพี่ โดยเฉพาะจากแผนกวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยี  
ราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ที่คอยให้ความช่วยเหลือ และให้คำแนะนำดีๆ เสมอมา

คณะผู้จัดทำ



จ่าอากาศเอกอุดมศักดิ์ เชาวลิต



จ่าอากาศเอกสิทธิกร จันทร์ชู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. นรินทร์ เนาวประทีป “ออปแอมป์ 741” สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ หน้า 42 – 46
2. วิโรจน์ อัสวรังสี “การออปแอมป์ และลิเนียร์ไอซี” ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, หน้า 333 – 341
3. สุวัฒน์ คั่น “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, 2537
4. ผศ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง, รศ. ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์ “สนามและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า” แผนกตำรา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้