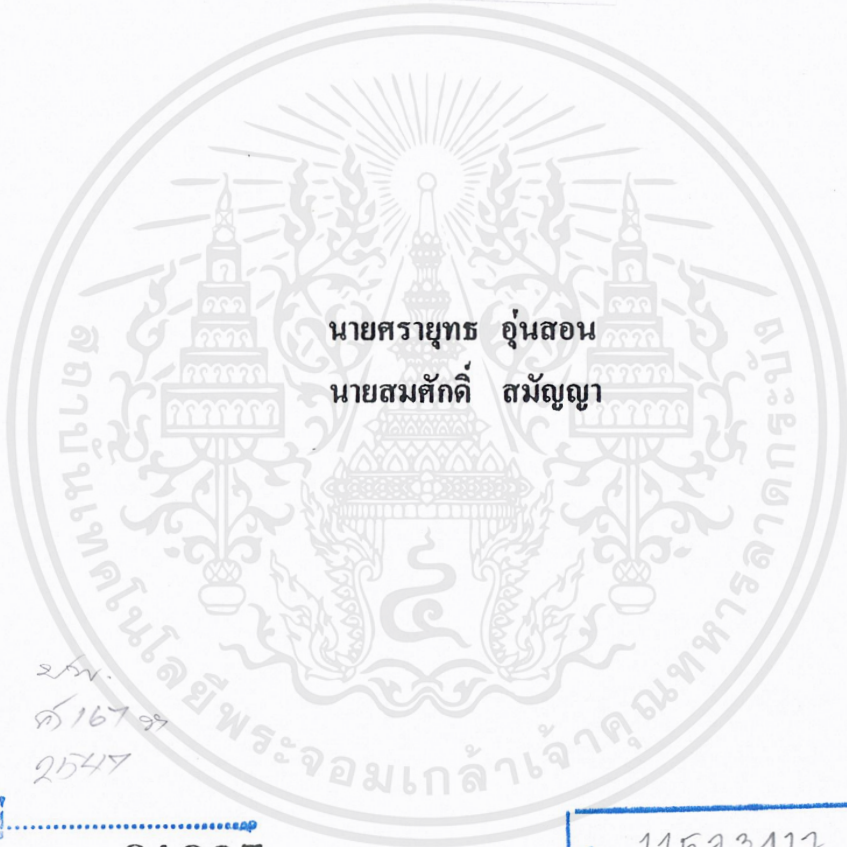


แหล่งจ่ายไฟสวิตชิง
SWITCHING POWER SUPPLY



นายทรายุทธ อุ่นสอน
นายสมศักดิ์ สมัญญา

ข.พ.
ค 167 จก
2547

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **61905**
วัน,เดือน,ปี **24 ก.ค. 2549**

b. **11593A17**
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY



**A TESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท แหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง
SWITCHING POWER SUPPLY
นักศึกษาผู้จัดทำ นายศรายุทธ ชุ่มสอน รหัสประจำตัว 45015616
นายสมศักดิ์ สมัญญา รหัสประจำตัว 45015619
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2457

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ฤดี มาสุจันทร์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดี ที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2548
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว

(รศ.ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

หัวข้อปริญญานิพนธ์	แหล่งจ่ายไฟสวิตชิง SWITCHING POWER SUPPLY
นักศึกษาผู้จัดทำ	นายศราวุธ อุ่นสอน นายสมศักดิ์ สมัญญา
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ.ดร. ฤดี มาสุจันทร์
ปีการศึกษา	2457

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาการออกแบบ แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง สำหรับใช้ในวงจรกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ ซึ่งภายในจะประกอบด้วยวงจรย่อยทางด้านอิเล็กทรอนิกส์อยู่หลายวงจร หัวใจสำคัญของวงจรสวิตชิงจะอยู่ที่ชุด ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) โดยจะใช้สัญญาณควบคุมจาก TL494 เป็นตัวควบคุมการสวิตซ์ (PWM) ของเพาเวอร์ มอสเฟต (Power Mosfet)

สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณไฟกระแสสลับความถี่ 30-74 KHz เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมจะถูกส่งไปยังวงจรรีโซแนนซ์เพื่อทำการคัปปลิงสัญญาณผ่านหม้อแปลงความถี่สูง โดยจะกำหนดจำนวนรอบของขดลวดรีโซที่ขาออกให้มีจำนวนมาก ๆ เพื่อให้แรงดันไฟที่ขาออกมีขนาดแรงดันสูง หลังจากนั้นจึงจะทำการเรกติไฟร์ป้อนให้กับชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ

การประยุกต์ใช้งานที่แท้จริงของโครงการนี้อยู่ที่ชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ และปัจจุบันมีการนำมาใช้งานในด้านต่าง ๆ ที่ต้องการกำลังงานย่านไมโครเวฟอย่างกว้างขวาง

Thesis Title	Switching Power Supply	
Authors	Mr.Sarayuth	Ounsorn
	Mr.Somsak	Samanya
Theses Advisor	Asst.Prof.Dr. Ruedee	Masuchun
Year	2004	

ABSTRACT

This project was conducted to study the design of switching power supply for microwave generator. The circuit contains several electronics sub-circuits. The main component of the circuit is a half-bridge converter controlled by a TL494 PWM, or Power Mosfet switching.

The AC signals as trained range between 30 – 74 kHz in the form of square-pulse signals. These signals are sent to a resonance circuit for signals coupling through high frequency transformer. There are many turns of secondary coil at the output to allow high voltage at the output. Signals at this point are subsequently rectified and supplied to a microwave generator.

In real, practice this project can be applied to generate microwave for microwave generator.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก ผศ.ดร.ฤดี มาสุจันทร์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ ในการทำปริญญาบัตรฉบับนี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

และที่ลืมเสียมิได้คือ ขอขอบคุณพระคุณคุณแม่ อันเป็นที่รักยิ่ง ที่สนับสนุนและเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาบัตรฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อไทย	I
บทคัดย่ออังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 ความจำเป็นที่ทำให้โครงการสวิตชิงเพาเวอร์ซ์พลาซุด	3
1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ	3
1.4 ขอบเขตของโครงการ	4
บทที่ 2 ทฤษฎี	5
2.1 บทนำ	5
2.2 หลักการเบื้องต้น	6
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์	7
2.4 วงจรควบคุม	11
2.5 วงจรขับ	15
2.6 วงจรสับเบอร์	19
2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
2.8 หม้อแปลงสวิตชิง	30
2.9 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	32
2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	38
2.11 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	39
2.12 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้ที่ผิวของขดลวดทองแดง	40
2.13 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด	41

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.14 วงจรเรโซแนนซ์	44
2.15 หลอดแมกนีตรอน	49
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง	62
3.1 การทำงานของวงจร	62
3.2 การออกแบบวงจร	63
บทที่ 4 ผลการทดลอง	69
4.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง	70
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	78
5.1 สรุปผลการทดลอง	79
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางแก้ไข	82
บรรณานุกรม	83
ภาคผนวก	84

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.24 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	33
4.1 แสดงผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง	70



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 แสดงแหล่งจ่ายสวิตซ์ซึ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ	3
2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์	6
2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
2.4 แสดงวงจรพุก-พุกคอนเวอร์เตอร์	9
2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน	12
2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม	12
2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์	16
2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	16
2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	17
2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	18
2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	19
2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	20
2.16 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	20
2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	22
2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดการทำงาน	27
2.20 แสดงตัวเก็บประจุเผ่งที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	28
2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	29
2.22 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์ และการพันขดลวดทองแดง	30
2.23 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC	31
2.24 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, E I และ ETD	33

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.25 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอริซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8	34
2.25 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอริซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A	34
2.26 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอริซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟ	35
2.27 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น	37
2.28 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	39
2.29 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน	40
2.30 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์	41
2.31 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง	42
2.32 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B	42
2.33 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้น	43
2.34 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกัน	43
2.35 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม	44
2.36 แสดงกราฟของอิมพีแดนซ์ Z	45
2.37 แสดงการเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน	46
2.38 แสดงกราฟของแอดมิตแตนซ์	46
2.39 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	47
2.40 แสดงกราฟของแอดมิตแตนซ์	48
2.41 แสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์	48
2.42 แสดงโครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน	50
2.43 แสดง (ก) คาวิตีเรโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรสมมูลย์ (ข) วงจรสมมูลย์คาวิตีเรโซแนนซ์ทั้งหมด	51 51
2.44 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด	51
2.45 แสดงการเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด	52
2.46 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ	53
2.47 แสดง (ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ตามค่าของโหมด (ข) วงจรสมมูลย์ของคาวิตีที่ต่อกันแบบขนานเป็นผลมาจากวงแหวนสเตรป	54 54
2.48 แสดงโครงสร้างของขั้วแอโนดรูปพระอาทิตย์ขึ้น	55

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.49 แสดงการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอวกาศระหว่างขั้วแคโทดและแอโนดของแมกนีตรอน	55
2.50 แสดงเส้นทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน	59
2.51 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง B และ V_0 ของการออซซิลเลตในโหมดต่างๆ	61
3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร	62
3.2 แสดงวงจร ของโครงการงาน	66
3.3 แสดงวงจรเรโซแนนซ์	66
3.4 แสดงการออกแบบ L ในวงจร	67
3.5 แสดงการวางอุปกรณ์บนแผ่นปริ้นซ์	67
3.6 แสดงภาคไดโอดเรกติไฟร์ด้านเอาต์พุต	68
3.7 แสดงหม้อแปลงเรโซแนนซ์	68
4.1 แสดงวงจรเรโซแนนซ์	69
4.2 – 4.19 แสดงการต่อวัดและทดลองการทำงาน	70 - 77

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โครงการนี้เป็นโครงการสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ (Switching Power Supply for Microwave Generators) โดยชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ

- ในงานพลาสมา เช่น ขบวนการของอิซซิง (etching) สปีดเตอร์ริง (sputtering)
- แหล่งกำเนิดไอออน (Ion source)
- อุตสาหกรรมการทำอาหาร เช่น การอบอาหารให้แห้ง
- เตอบไมโครเวฟ
- อุตสาหกรรม การแพทย์ วิทยาศาสตร์ ที่ต้องการพลังงานจากไมโครเวฟ

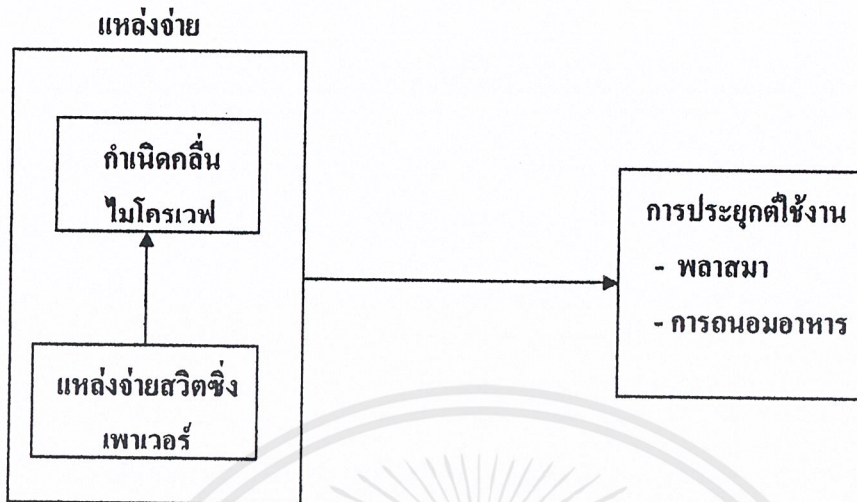
ไมโครเวฟเทคโนโลยีเป็นแนวทางการใช้พลังงานที่น่าสนใจมากในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นพลังงานที่ไม่ทำลายสภาพแวดล้อมและมีประสิทธิภาพสูงเมื่อนำไปทำกระบวนการต่างๆ เช่น การทำแห้ง (Drying) การรวมแสง (Concentrating) การให้กำเนิดความร้อน (Product heating) การจัดการกับขยะ (Waste Management) เป็นต้น

อย่างไรก็ตามชุดกำเนิดนี้ต้องการแหล่งจ่าย (Source) ให้กับตัวเอง แหล่งจ่ายที่ต้องการนี้เรียกว่า สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้าย ๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่ว ๆ ไปต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจร ความยุ่งยากในการสร้างและอุปกรณ์น้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ กล่าวคือ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลท์ หรือ 220 โวลท์ให้เป็นแรงดันตรงค่าต่ำเพื่อใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น (Linear Power Supply) ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลท์ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ ในขณะที่เดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีขนาด

ของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบาเริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย สำหรับโครงการแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงเป็นการนำหลักการงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีการทำงานคือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลท์ มาทำการเรกติไฟร์และผ่านวงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟต ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ในขณะที่วงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรเรโซแนนท์ LC ที่ต่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ในการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่เรโซแนนท์ เมื่อความถี่ตรงกับค่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าแรงดันสูงสุด ความถี่ที่ต่ำหรือสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ จะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่เรโซแนนท์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง สำหรับแรงดันสูงที่สามารถผลิตได้จากวงจรข้างต้น ในโครงการนี้จะสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสูง 4 กิโลโวลต์ กระแส 250 มิลลิแอมป์ จะได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 1000 วัตต์ ซึ่งเป็นค่ากำลังที่ชุดกำเนิดไมโครเวฟต้องการ หลังจากนั้นจึงจะนำชุดนี้ไปประยุกต์ใช้งานตามที่เรารต้องการ

จากภาพด้านล่างแสดงให้เห็นถึงแหล่งจ่ายสวิตชิงที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟเตาไมโครเวฟคือ อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าที่ใช้อำนวยความสะดวกให้กับมนุษย์ ใช้เพื่อทำการปรุงอาหารให้สุกโดยใช้เวลาที่เร็วขึ้นกว่าการทำให้อาหารสุกโดยวิธีอื่น จะใช้พลังงานไฟฟ้า จ่ายให้กับหลอดแมกนีตรอนเพื่อผลิตคลื่นไมโครเวฟออกมา เกิดการเรโซแนนท์กับควิตีในตัวแมกนีตรอน แล้วจึงส่งคลื่นผ่านไปทางเวฟไกด์เข้าสู่ห้องบรรจุอาหาร เมื่อคลื่นเข้าสู่ห้องบรรจุอาหารแล้วจะเกิดการสะท้อนไปมาภายในห้องเนื่องจากในห้องนี้มีการออกแบบ และซิดโดยวัสดุที่สามารถสะท้อนคลื่นได้คลื่นไมโครเวฟภายในห้องบรรจุอาหารจะเรโซแนนท์กับน้ำในอาหารทำให้เกิดความร้อนภายในตัวอาหารเอง อาหารจึงสุก

หลักการเบื้องต้นของ เตอบไมโครเวฟในปัจจุบัน



ภาพที่ 1.1 แสดงแหล่งจ่ายสวิตซ์ิงที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ

1.1 คุณสมบัติที่เตอบไมโครเวฟต้องการ

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรได้อย่างพอเพียง
- สามารถจ่ายแรงดันและกระแสออกมาหลายระดับ
- ประสิทธิภาพสูง

1.2 ความจำเป็นที่ทำให้โครงการสวิตซ์ิงเพาเวอร์ชัฟพรายชุดนี้คือ

- หม้อแปลงในเตอบไมโครเวฟในปัจจุบันมีการสูญเสียพลังงานในตัวหม้อแปลงค่อนข้างสูงเนื่องจากมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก
- ในตัวโครงการนี้สามารถควบคุมแรงดันเอาท์พุทเป็นแบบลิเนียร์กว่าเตอบไมโครเวฟในท้องตลาดที่จะมีค่าแรงดันตายตัว แต่ในโครงการนี้สามารถเปลี่ยนแรงดันที่เอาท์พุทได้ดีกว่าจนถึงค่าสูงๆ
- ในการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในโครงการ จะใช้พลังงานไฟฟ้าน้อยกว่าอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่ใช้ในเตอบไมโครเวฟในท้องตลาดจึงทำให้ประหยัดพลังงานมากกว่า

1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของสวิตซ์ิง
- เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานระหว่างสวิตซ์ิงกับชุดกำเนิดไมโครเวฟ
- เพื่อเป็นแนวทางในการนำชุดกำเนิดไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

1.4 ขอบเขตของโครงการ

- สร้างแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง 1000 W (4 KV * 250 mA)

แรงดันอินพุต AC 220 V ความถี่ 50 Hz

แรงดันเอาต์พุต DC 4 KV กระแส 250 mA

ป้องกันวงจรเสียหายโดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสเมื่อเกิดความผิดพลาด



บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 บทนำ

ในวงจรไฟฟ้า ทัวไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบบอลล็อก หรือดิจิตอล ก็ย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีการจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทัวไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีลักษณะสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียงโดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ไว้ได้

- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลาย ๆ ระดับ
- ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบและอุปกรณ์ที่ใช้นั้นไม่แพงนักแต่ก็มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเนื่องจากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้กับความถี่ต่ำ ขนาดของขดลวดและแกนแม่เหล็กจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกอย่างของหม้อแปลงความถี่ต่ำก็คือ มีกำลังสูญเสียทางไฟฟ้ามาก ประสิทธิภาพจึงต่ำ

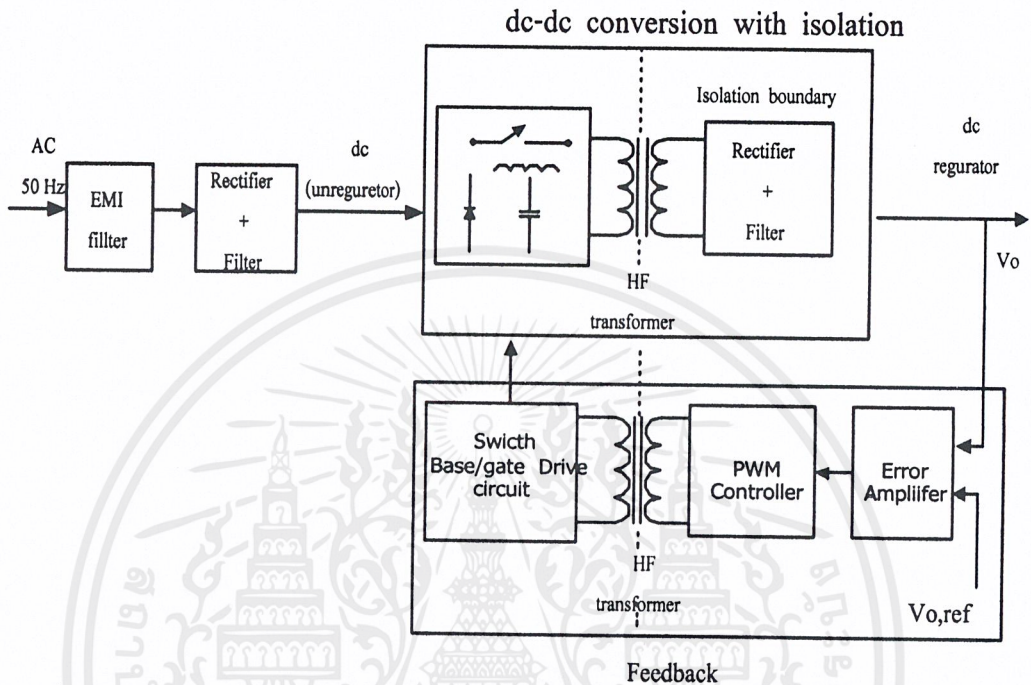
ในขณะที่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะมีการเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจร Dc-to-dc converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่น ๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ โดยไม่จำเป็นจะต้องทำงานในย่านแอกทีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงและต้องการขนาดที่เล็กกะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์ โทรศัพท์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งก็มีข้อเสียเช่นกัน

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหายาก
- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

2.2 หลักการเบื้องต้น

พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งคือ ทำให้หม้อแปลงกำลังนั้นมีขนาดและน้ำหนักลดลง โดยการพยายามลดระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงที่ความถี่สูงๆ เพราะความถี่ยิ่งสูงขนาดและน้ำหนักจะลดลงมาก



ภาพที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง

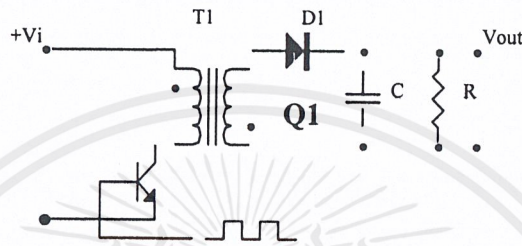
ในภาพที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งแรงดันไฟสลับจากอินพุตจะถูกเรียงกระแสแล้วป้อนเข้ามา ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรง ที่ยังไม่ได้ผ่านการเร็กกูเลต จากภาพที่ 2.1 Dc-dc Conversion with isolation จะเป็นตัวเปลี่ยนไฟตรงจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกหลาย ๆ ระดับโดยใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมาก ๆ เป็นผลทำให้เกิดความถี่ AC มีค่าสูงตกคร่อม isolation transformer และมีวงจรเรียงกระแส กับวงจรฟีดแบ็คต่ออยู่กับขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เกิดเป็นแรงดันเอาต์พุต

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จาก แหล่งจ่ายจะถูกเร็กกูเลต โดยป้อนกระแสกลับมากควบคุมการทำงานของวงจร PWM CONTROLLER ซึ่งจะนำแรงดันควบคุมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่ สวิตชิ่ง สำหรับการแยกกันทางไฟฟ้า (isolation) ในการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยการใช้หม้อแปลงหรือแสงเป็นตัวแยกก็ได้

2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมา เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถยกค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการ จัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

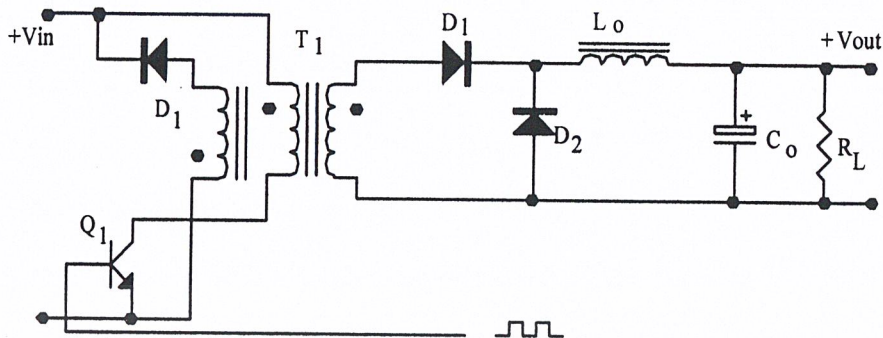


ภาพที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็น สวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะ กำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ใน ลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิ และ ทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสโดยตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูก ถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุ เอาท์พุท Q1 ช่วงเวลา นำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย และมีราคาถูก

2.3.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

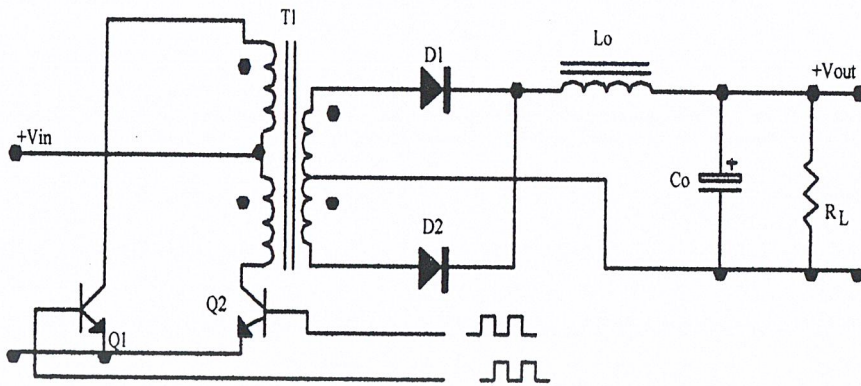


ภาพที่ 2.3 แสดงวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในภาพที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิสนามแม่เหล็กใน L จะขยับตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

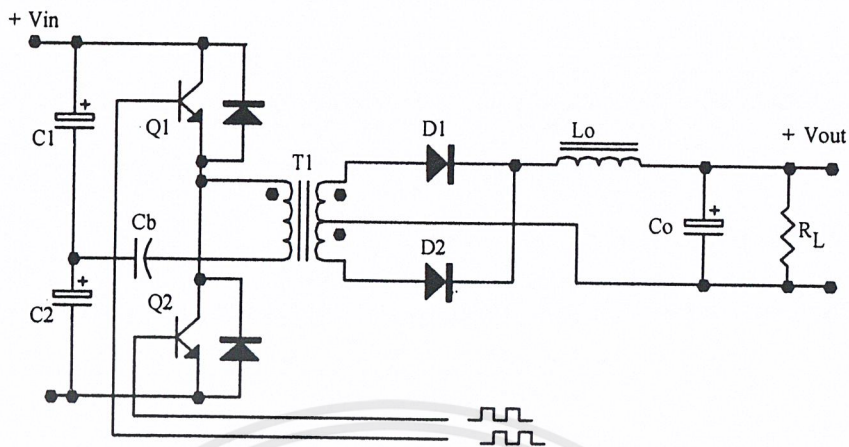


ภาพที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

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

จากภาพที่ 2.4 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

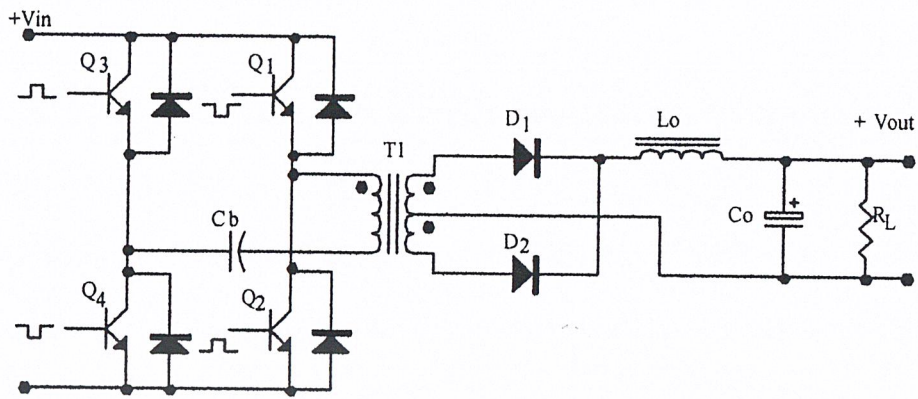


ภาพที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพืซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากภาพที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพืซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

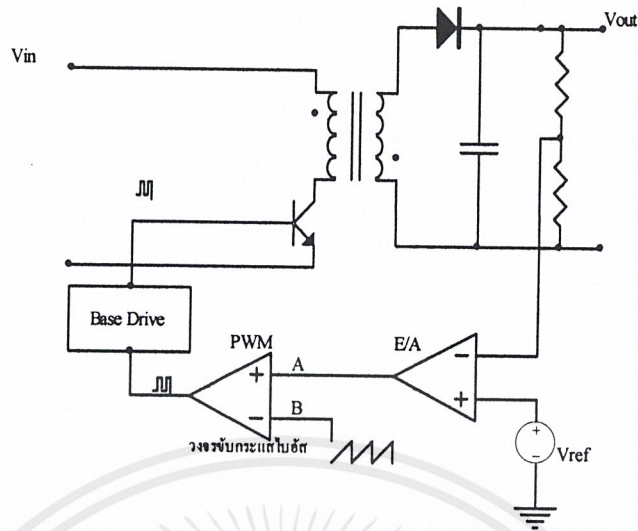
การทำงานจะสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงาน ได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.4 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและ โหมดควบคุมจากกระแส

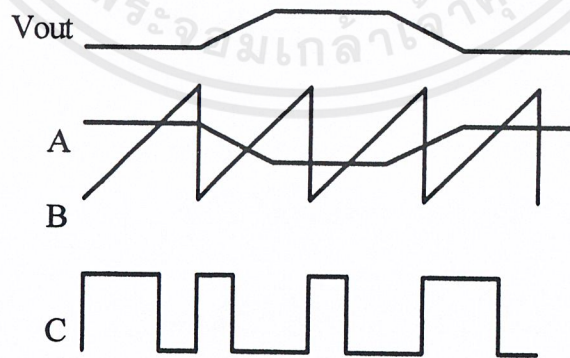
2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากภาพที่ 2.7 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลา ของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เอง จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

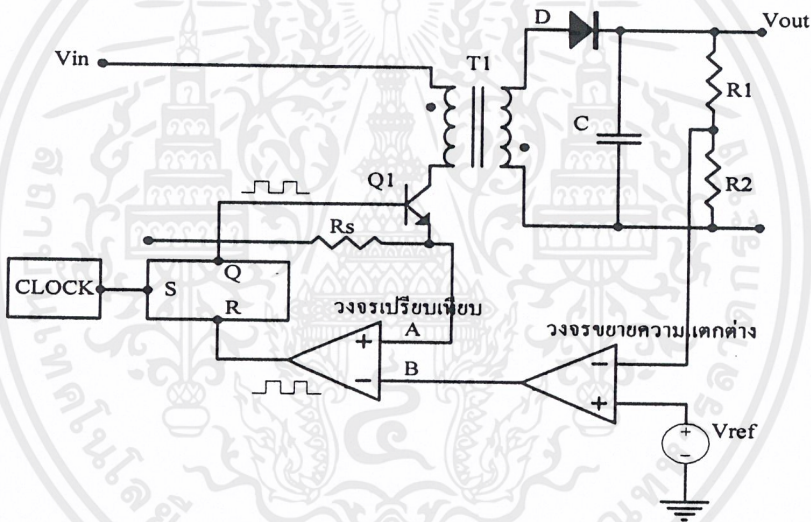


ภาพที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมอดคูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมอดคูเลชัน จึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



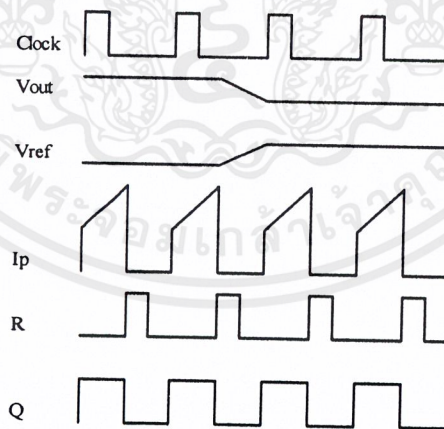
ภาพที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาจากภาพที่ 2.9 (ก) การทำงานของวงจรรเราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรรควบคุมด้วยการตัดวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจรร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจรร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรรทำงาน วงจรรกำเนิดสัญญาณพิกาก็มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง 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

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลงแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลงเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังภาพที่ 2.9 (ข)



ภาพที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

- ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต
- สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิ ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
- ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
- สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

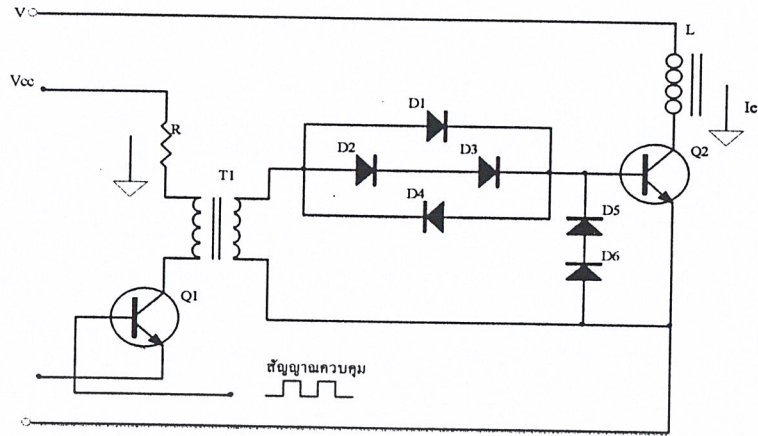
2.5 วงจรขับ

2.5.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงาน โดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกัน โดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้อง จะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

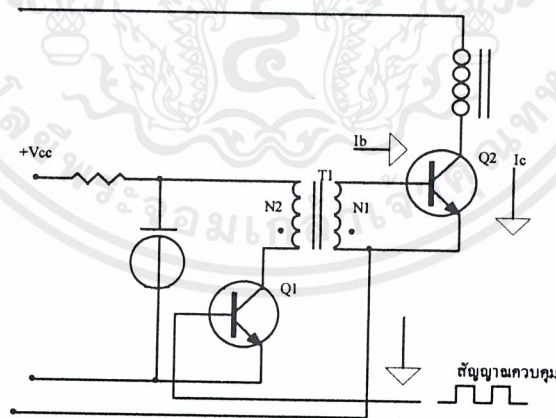
วงจรขับกระแสไบแอสนั้น ทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัว แต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสก่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรก่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

(ก) วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแสหม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสที่แบบเบเกอร์แคลมป์

(ข) วงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุดขณะที่มีแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุด ขณะนำกระแสจากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแสดังแสดงวงจรในภาพที่ 2.11



ภาพที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

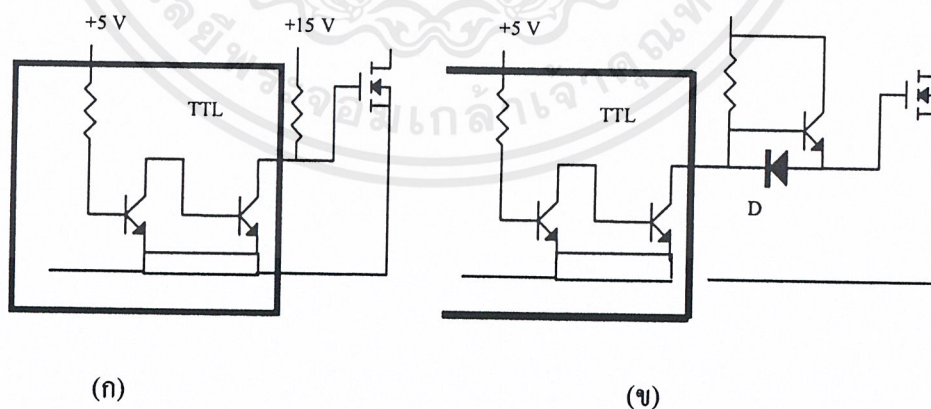
2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET POWER TRANSISTOR) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม SG 3526 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

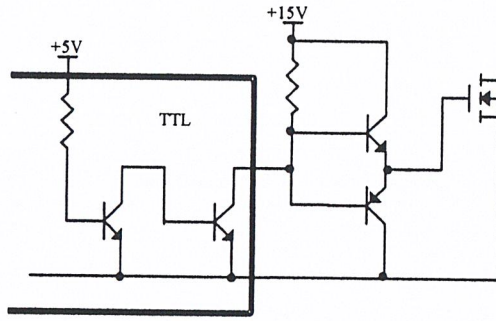
การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอส ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.5.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



ภาพที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ



(ค)

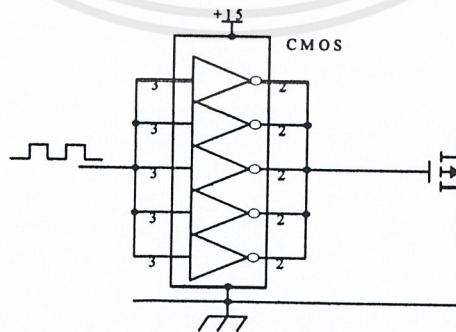
ภาพที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

ภาพที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์ เปิดการต่อพูลอ์ฟริชิตเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้เร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสนี้มีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอ์ฟริชิตเตอร์

ภาพที่ 2.12 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามามีอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่จากเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว และทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ภาพที่ 2.12 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามามีอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในการ ON-OFF ให้กับเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

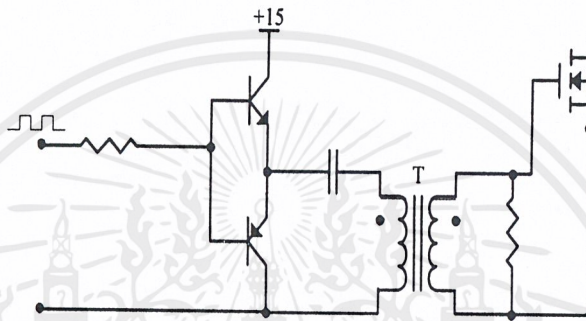


ภาพที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับ ไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไป ได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.5.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



ภาพที่ 2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

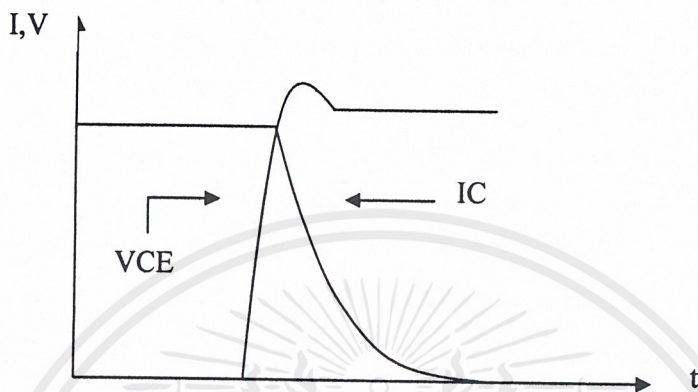
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังภาพที่ 2.14

2.6 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

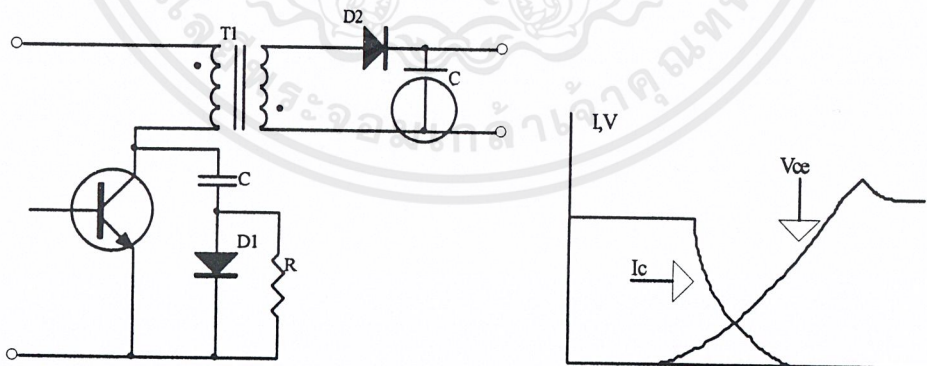
2.6.1 วงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว ดังภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์ดเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์ดสามารถทำได้ดังภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.16 แสดงวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดช่วงเริ่มหยุดนำกระแส จะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหล

ผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป 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

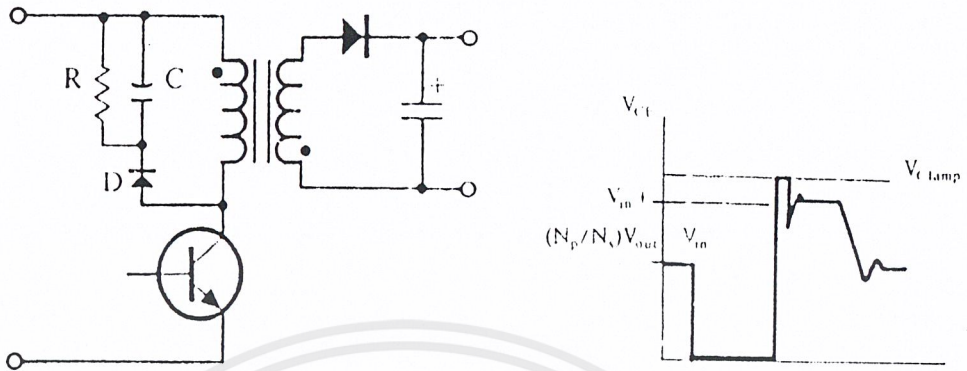
$$Pd = \frac{C1(2Vin)^2}{2T} \dots\dots\dots(2.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6.2 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัด ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่

ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร
 สนับเบอร์สามารถต่อได้ดังภาพที่ 2.17



ภาพที่ 2.17 แสดงวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดัน สไปค์ค่าของ R1 จะทำ
 ให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่า
 แรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วย แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และ
 เนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุ
 ออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสนับเบอร์นี้ ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแรงแงอเป็นตัวทำให้เกิด
 แรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}Li_p^2 \quad \dots\dots(2.4)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo-Vclamp ดังนั้น

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

- เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแรงแงอที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vceo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรถอนแวลต์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไปและมีการสูญเสียกำลังงานในขณะที่นำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรถอนแวลต์เตอร์ควรจะควรมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรถอนแวลต์เตอร์มีดังนี้

2.7.1 ฟาสต์-รีกัทเวอรีและอูลตราฟาสต์-รีกัทเวอรีไดโอด

ฟาสต์-รีกัทเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 750 nanoSec. ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีกัทเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์รีกัทเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 nanoSec. และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอเตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่

แตกต่างจากฟาสต์-รัฟท์เวอร์รีและอูลตราฟาสต์รัฟท์เวอร์รีไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

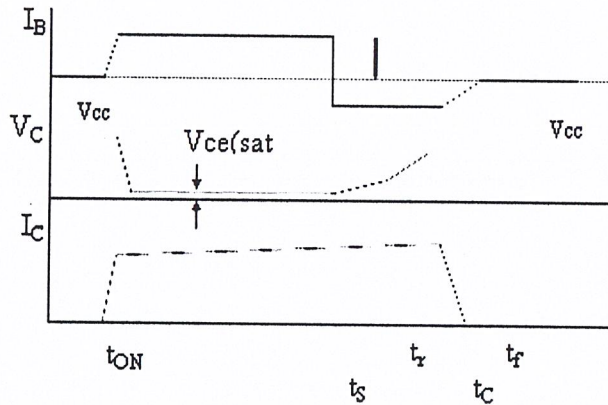
ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสสูง

2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์ จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้น เพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce}(sat)$ ดังรูป กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่า เมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



ภาพที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

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

- เมื่อ $P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- V_{cc} คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
- 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 เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้นซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาด ของคอนเวอเตอร์ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับ เพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้ จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดคูลเลชั่น ซึ่งโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอเตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพหุขมูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

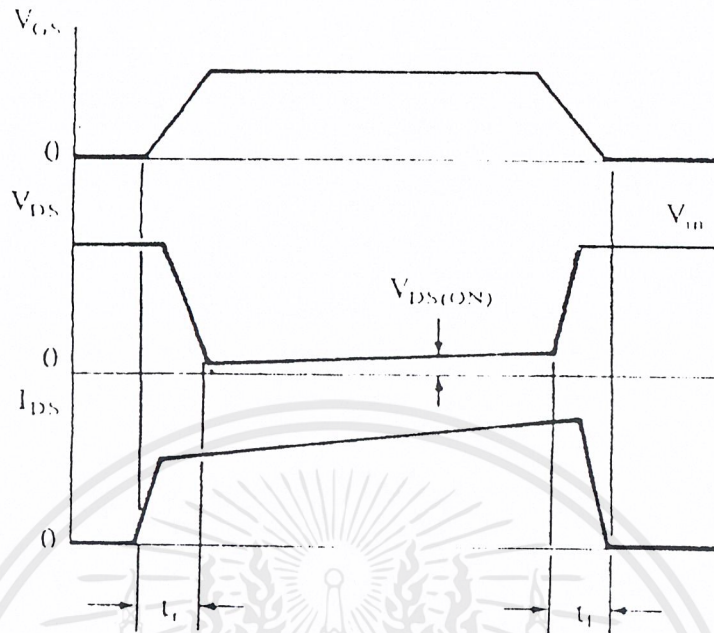
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะ และกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ขานความถี่สูงการ ใช้งานที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสกับช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

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

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5I_{pk(on)} \times V_{in.tr}}{T} \quad \dots\dots\dots(2.10)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5I_{pk(off)} \times V_{in.tr}}{T} \quad \dots\dots\dots(2.11)$$



ภาพที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

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

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{D_{rms}}$ คือ ค่ากระแส rms $R_{D_{son}}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างครนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

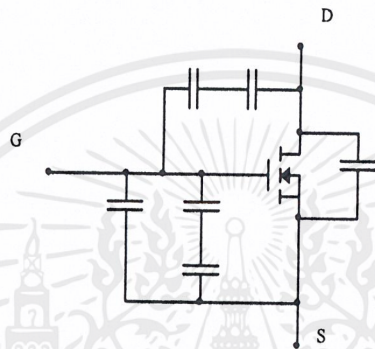
2.7.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแส นั้น มีความแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์

ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสที่ไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่มของ Threshold Voltage ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.7.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

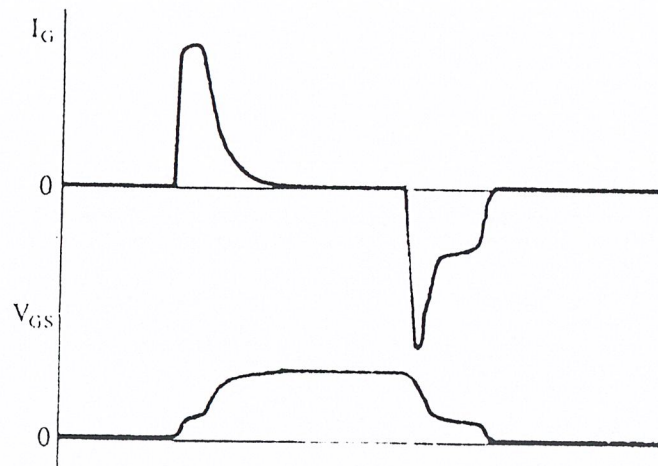
เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนกับมีตัวเก็บประจุ ต่ออยู่รอบๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังภาพที่ 2.20



ภาพที่ 2.20 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกต จึงมีลักษณะของกราฟดังแสดงในภาพที่ 2.21

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของรูปคลื่น ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังภาพที่ 2.21



ภาพที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.7.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคชั่นคาร์รีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคชั่นคาร์รีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.7.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้

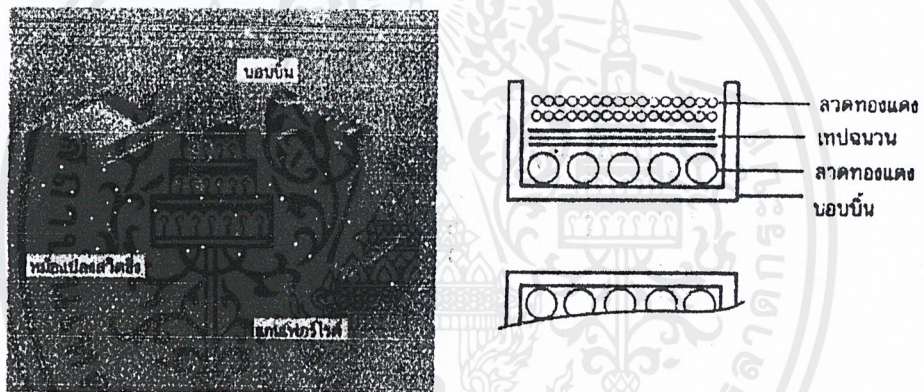
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.8 หม้อแปลงสวิตชิง

ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้อธิบายไว้โดยละเอียดในบทนี้

2.8.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทและแรงดันเอาท์พุทที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในภาพที่ 2.8.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



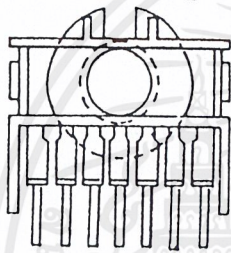
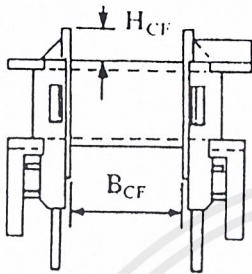
ภาพที่ 2.22 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น

2.8.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก สูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

2.8.3 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟบอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากภาพที่ 2.23 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



ETD
Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_{dw}(\text{mm})$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ช่องพันขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

l_{dw} = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

ภาพที่ 2.23 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

2.8.4 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงมาก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

2.8.5 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี และขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก

2.9 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

2.9.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

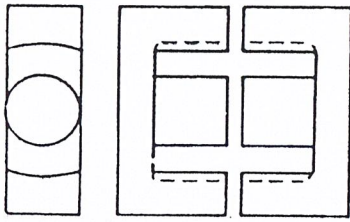
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาด และรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI,EE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงดังภาพที่ 2.24

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

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้ อีก เช่น แกนแบบ RM,PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

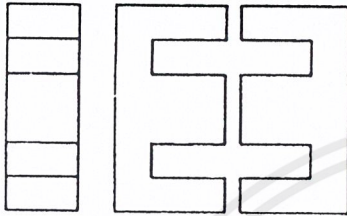
2.9.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



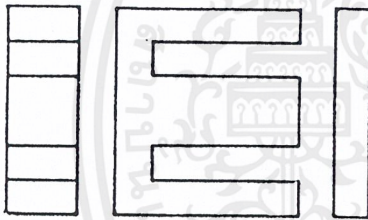
ETD

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (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



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (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



EI

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (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

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

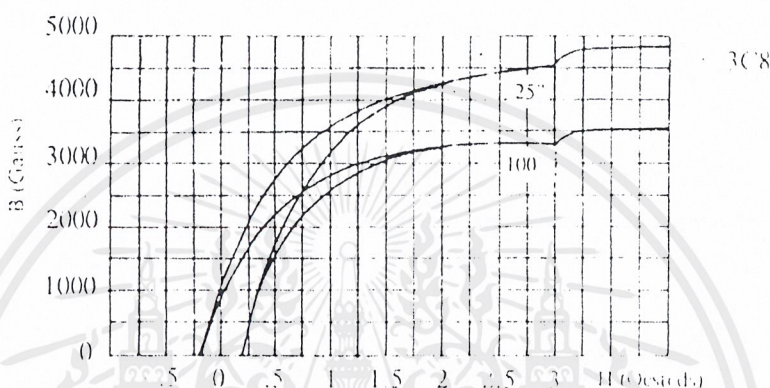
V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

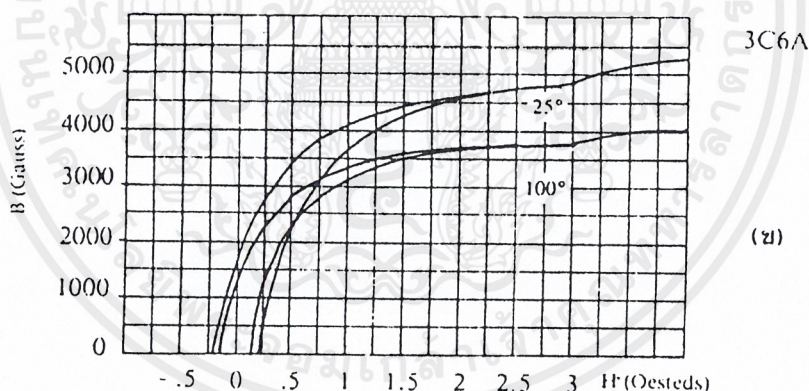
ภาพที่ 2.24 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

2.9.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

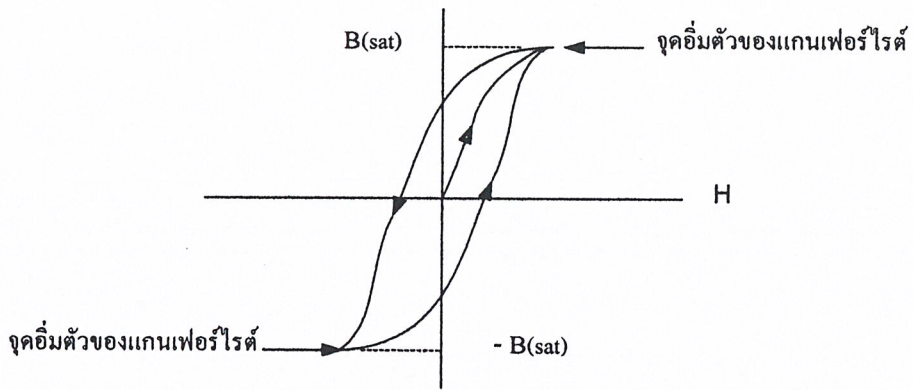
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ ของขดลวดที่พันบนแกน ในภาพที่ 2.25(ก) และ 2.25(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากภาพจะเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



ภาพที่ 2.25 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8



ภาพที่ 2.25 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.26 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในภาพที่ 2.25

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

2.9.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c} \dots\dots\dots(2.13)$$

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
- V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลท์
- N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
- A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
- t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไฟรมาร์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

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

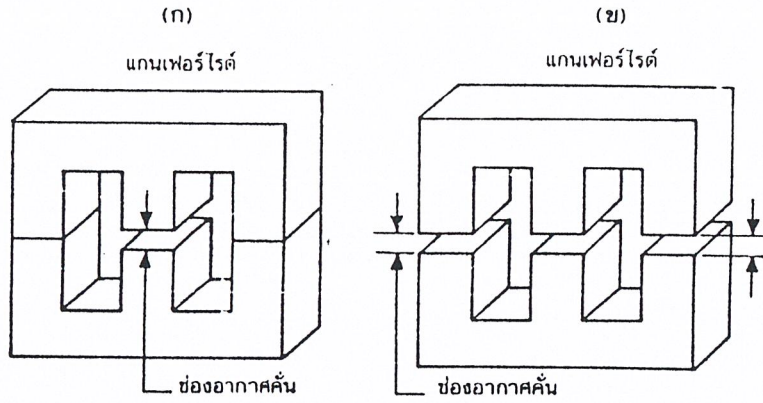
2.9.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อนกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิน (A_w)

2.9.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

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

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังภาพที่ 2.27 (ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



ภาพที่ 2.27 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างตู้ประกอบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอนของตู้ประกอบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างตู้ประกอบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่น ที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

2.9.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซ้ค

หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซ้ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซ้ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2P(pk) = \frac{B^2_{(max)} \cdot l_g \cdot A_c \times 10^{-8}}{0.4\pi} \dots\dots\dots(2.14)$$

- โดยที่ l_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
- A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
- $B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็น เกาส์

L คือ ค่าความเหนียวขนาดไพรมารีของหม้อแปลง หรือค่าความเหนียวของเอาต์พุตไอส์ค เป็น เฮนรี่

$I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้ โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น l_g หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_g เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิงและเอาต์พุตไอส์คมีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (2.15)

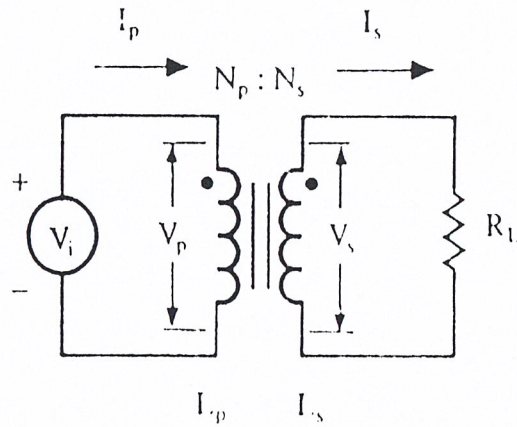
$$N = \frac{B_{max} \cdot l_g}{0.4\pi \cdot I_{p(pk)}} \dots\dots\dots(2.15)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอส์ค

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นรวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอส์คร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากภาพที่ 2.28 จะเป็นดังนี้



ภาพที่ 2.28 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ
$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \dots\dots\dots(2.16)$$

- เมื่อ
- N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
 - N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
 - V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
 - V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
 - L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
 - L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
 - I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
 - I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลง และวงจรที่เกี่ยวข้อง

2.11 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

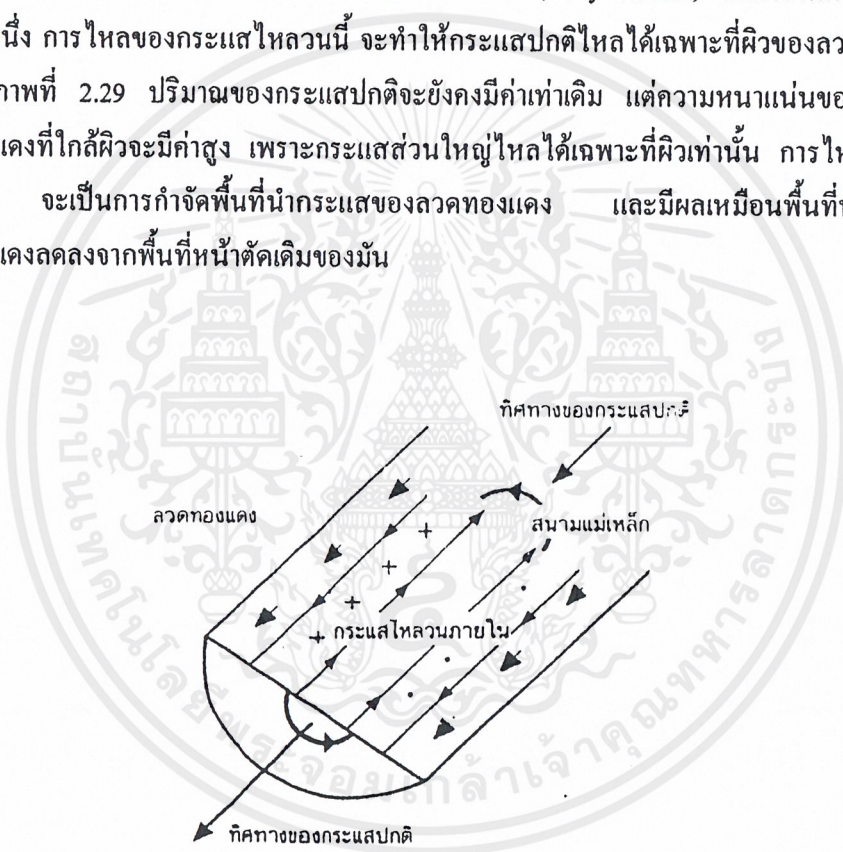
ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

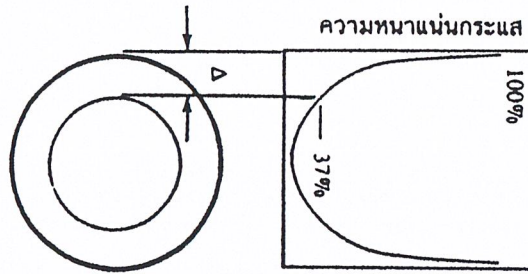
นั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

2.12 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่ว่าผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในภาพที่ 2.29 ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง เพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวน จะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



ภาพที่ 2.29 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



ภาพที่ 2.30 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาแน่นผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.30 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 อกศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

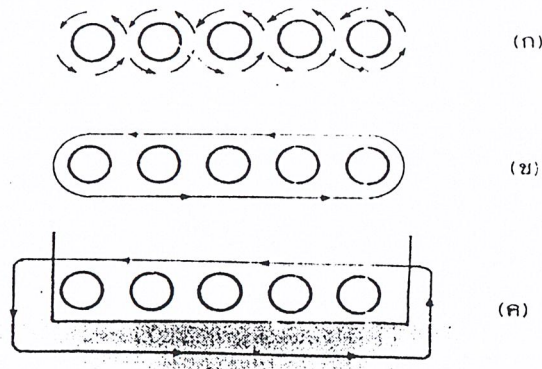
$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)} \dots\dots\dots (2.17)$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร
 f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

2.13 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

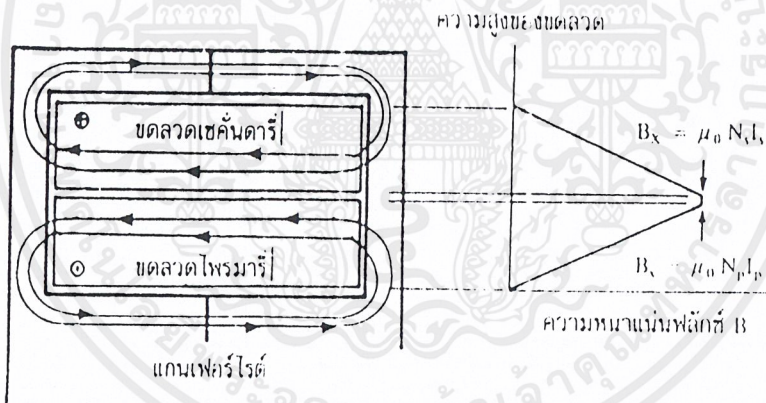
ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability, μ (มีว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้วยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้กล่าวต่อไป

ภาพที่ 2.31 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมากดังภาพที่ 2.31 (ก) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังภาพ ที่ 2.32 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



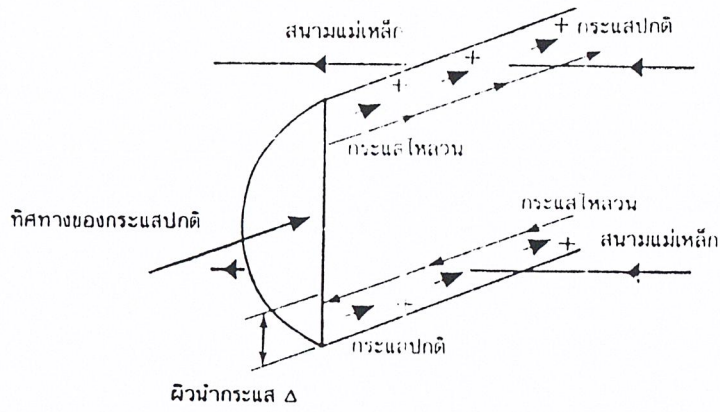
ภาพที่ 2.31 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากภาพที่ 2.32 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนในลวดทองแดง



ภาพที่ 2.32 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลง สวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

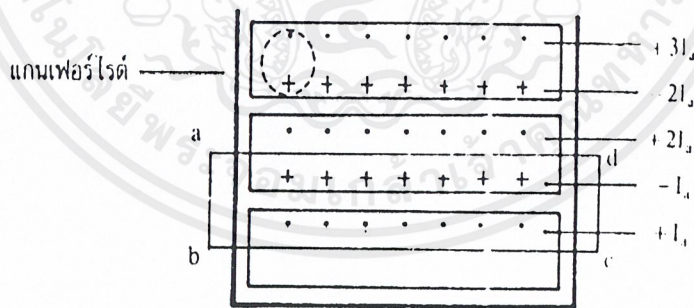
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดในวงในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแส ของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังภาพที่ 2.33



ภาพที่ 2.33 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว ทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบน และด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทน ขดลวดแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มี ฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



ภาพที่ 2.34 แสดงการเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มี ความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_u$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้องกลางของแผ่นทองแดง จะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (fHd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมามีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_u$ ดังนั้น ค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_u$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_u$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_u$ และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

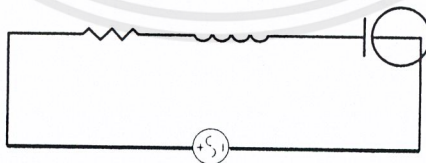
2.14 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรเรโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดันที่จ่ายให้แก่วงจรเอง เกิดเรโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอคแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแสกับแรงดันเกิดอินเฟสกัน ดังนั้นจึงทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิตี

2.14.1 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในภาพที่ 2.35 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \dots\dots\dots(2.18)$$



ภาพที่ 2.35 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

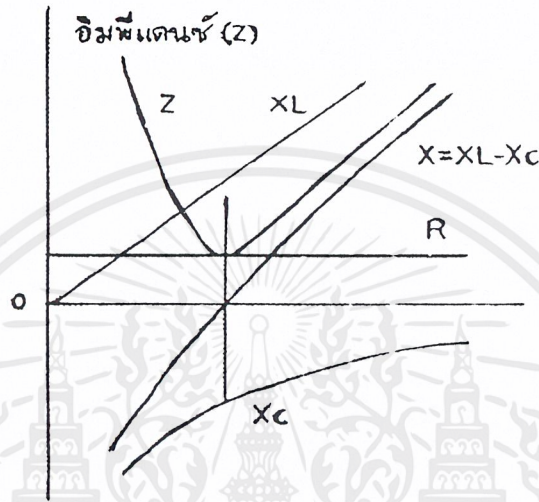
เมื่อเกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$

หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่เรโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \dots\dots\dots (2.19)$$

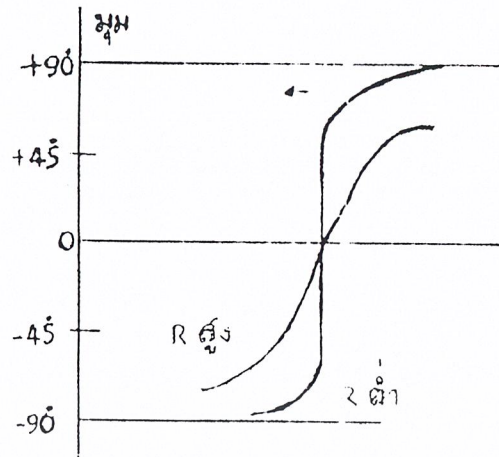
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (2.20)$$



ภาพที่ 2.36 แสดงกราฟของอิมพีแดนซ์ Z

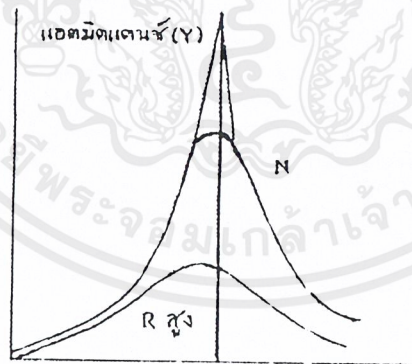
ในภาพที่ 2.36 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่า อินดักทีฟรีแอกแตนซ์จะเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุด เพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด



ภาพที่ 2.37 แสดงการเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_c จะมากกว่าค่าของ X_L และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำให้มุม ϕ เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในภาพที่ 2.37 และที่ความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม ϕ มีค่าประมาณ -90 องศา

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_L จะมีค่ามากกว่าค่าของ X_c และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่ามากกว่าความถี่ ω_r มาก ๆ



ภาพที่ 2.38 แสดงกราฟของแอดมิตแตนซ์

ส่วนในภาพที่ 2.38 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในภาพที่ 2.38 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะ

เกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความถี่อื่นค่ากระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่มี $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามภาพที่ 2.37

2.14.2 วงจรเรโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรเรโซแนนซ์ ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในภาพที่ 2.39 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\
 &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\
 &= G + jB \qquad \dots\dots\dots (2.21)
 \end{aligned}$$



ภาพที่ 2.39 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

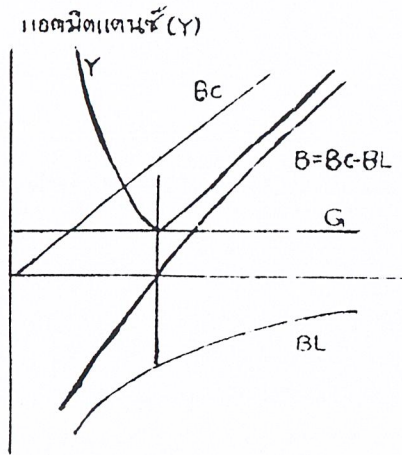
ในที่นี้ $B = B_c - B_L$, $B_c = \omega C$ และ $B_L = 1/\omega L$

เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ $\omega_c = 1/\omega L$ ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \qquad \dots\dots\dots (2.22)$$

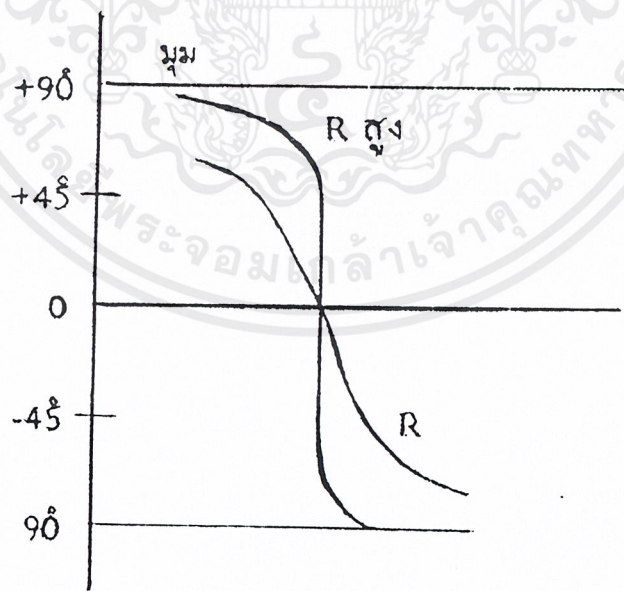
จะได้
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad \dots\dots\dots (2.23)$$

นั่นคือ ความถี่เรโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือ มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$



ภาพที่ 2.40 แสดงกราฟของแอดมิตแตนซ์

ในภาพที่ 2.40 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมิตแตนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ G, Bc และ BL โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าค่าปฏิกิริยาที่เฟสเซอร์แอดมิตแตนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักทีฟ ในขณะที่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้แอดมิตแตนซ์ของวงจรมีค่าต่ำสุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีค่าต่ำสุดที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BL จะมากกว่าค่าของ BC จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิตแตนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์ แสดงให้เห็นในภาพที่ 2.41



ภาพที่ 2.41 แสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ B_c จะมากกว่าค่าของ B_L จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์ Z มีค่าเป็นลบและมันจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ ω เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

2.15 หลอดแมกนีตรอน (Magnetron)

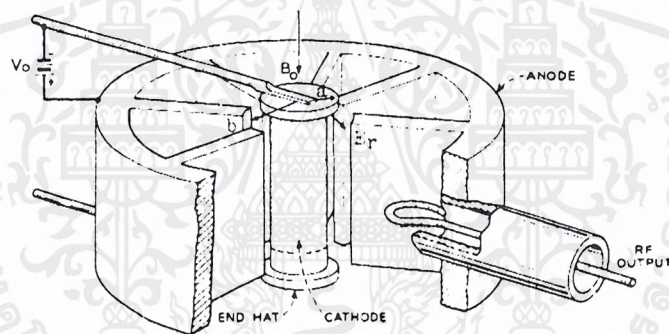
2.15.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

การทำงานของหลอดแมกนีตรอน โดยหลักการแล้วจะอาศัยการถ่ายเทพลังงานจลน์จากอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่กับสนามไมโครเวฟ ดังที่กล่าวในข้างต้นแล้วว่า หลอดแมกนีตรอนประกอบด้วยส่วนที่เป็นแอโนดซึ่งมักทำจากทองแดงหล่อเป็นชิ้นให้มีรูปร่างตามต้องการ และส่วนที่เป็นแคโทดมีขั้วแม่เหล็กถาวรวางขนานอยู่ทั้งด้านบนและด้านล่างเพื่อให้สนามแม่เหล็กพุ่งลงมาตัดตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแอโนดกับแคโทด ความถี่ที่เกิดขึ้นในหลอดแมกนีตรอนจะถูกเหนี่ยวนำผ่านไปยังเอาต์พุตโดยส่วนที่เป็นสตัปแบบลัดวงจร (Short stub) โดยมีลักษณะเป็นวงแหวนซึ่งเราเรียกว่า พิก-อัพ-ลูป (Pick-up Loop) สำหรับส่วนที่เราเจาะรูเข้าไปในแอโนดเป็นรูกลมนั้นก็คือที่จะให้เกิดเป็นรีโซแนนซ์ควาวิตี (Resonant Cavity) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่ความถี่สูงๆ โดยที่ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุมาต่อกันจริงๆเลย เพราะพื้นผิวด้านในส่วนที่เป็นวงกลมของควาวิตีจะมีคุณสมบัติความเหนี่ยวนำในขณะที่ส่วนที่เป็นรูช่องออกมาจากรูวงกลมจะมีคุณสมบัติเป็นความจุไฟฟ้า ควาวิตีแต่ละอันจะมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้นพิก-อัพ-ลูปจะต่อกับควาวิตีอันไหนก็ได้แล้วแต่ผู้ออกแบบ การออกแบบควาวิตีเราจะต้องออกแบบให้ควาวิตีมีค่า Q สูงๆ เพราะจะทำให้การออสซิลเลตในตัวมันเป็นไปได้โดยง่าย สมการของ Q ที่ใช้กันคือ $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ดังนั้นการที่เราเอาทองแดงมาทำเป็นควาวิตีทำให้ความต้านทานที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยมาก ค่า Q ที่ได้จึงมีค่ามากและเพื่อให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากแคโทดได้ง่ายขึ้น ช่องว่างระหว่างแอโนดกับแคโทดจึงต้องทำให้เป็นสูญญากาศโดยมีฝาปิดอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของแอโนด ฝาปิดนี้ยังช่วยไม่ให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องจากการแพร่คลื่นออกมาภายนอกด้วย สำหรับการจ่ายไฟเลี้ยงให้กับหลอดแมกนีตรอนนั้นจะต่อบวกร ขนาดแรงดันหลายกิโลวัตต์เข้ากับแอโนด และกราวด์เข้ากับแคโทด แต่เพื่อความสะดวกและป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นจากไฟฟ้าแรงสูงเช่นนี้ เราจึงต่อแอโนดเข้ากับกราวด์แล้วป้อนแรงดันไปลบเข้ากับแอโนดแทนและแรงดันส่วนหนึ่งป้อนให้กับส่วนที่ทำหน้าที่ให้ความร้อนแก่แคโทดที่เรียกว่าฮีตเตอร์ (Heater) เพื่อให้แคโทดสามารถปล่อยอิเล็กตรอนออกมาได้โดยง่าย เนื่องจากแคโทดจะต้องปล่อยกระแสไฟฟ้าออกมาเป็นจำนวนหลายแอมป์ทั้งยังต้องคำนึงถึงผลต่างทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหลายกิโลวัตต์ ทำให้การออกแบบแคโทดจึงไม่ใช่เรื่องง่ายนัก

2.15.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน

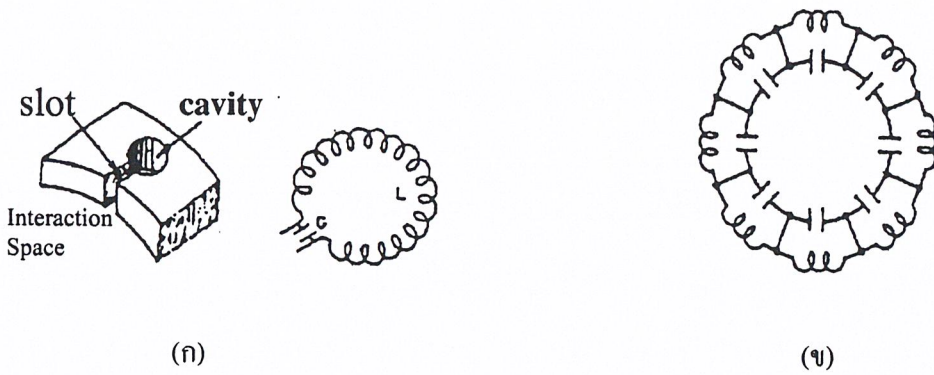
แมกนีตรอนเป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.42 ประกอบด้วยขั้วแคโทดและแอโนดรูปทรงกระบอกที่มีแกนร่วมกัน ทางด้านขั้วแอโนดจะมีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงกระจายอยู่โดยรอบและในแนวแกนจะมีสนามแม่เหล็กสถิตที่มีความเข้มที่เหมาะสมกระทำอยู่ในสภาพที่มีสนามแม่เหล็กในทิศแนวแกนดังกล่าวนี้อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดและถูกสนามไฟฟ้าดึงไปยังขั้วแอโนดจะได้รับแรงกระทำจากสนามแม่เหล็กทำให้เส้นทางของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไป ในช่วงที่สนามแม่เหล็กมีความเข้มต่ำ เส้นทางของอิเล็กตรอนจะเบี่ยงเบนไป จากเส้นตรงเป็นเส้นโค้งและอิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงขั้วแอโนดได้ ทำให้เกิดกระแสไหลใน

ลักษณะที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.45 แต่เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มสูงขึ้นเกินกว่าค่าๆ หนึ่งอิเล็กตรอนจะถูกอ้อมกลับมายังขั้วแคโทดอย่างเดิมและจะไม่มีกระแสไหล ความเข้มของสนามแม่เหล็กตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้เรียกว่าความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็ก (Critical magnetic field) แมกนีตรอนในสภาพที่มีความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กนี้จะออสซิลเลตได้ง่าย



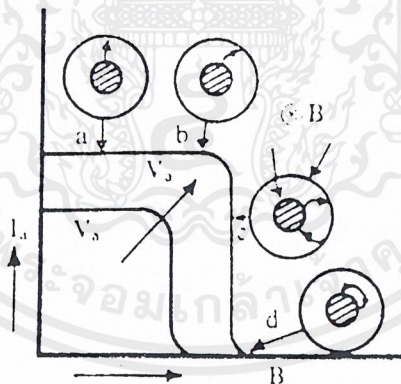
ภาพที่ 2.42 แสดงโครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

แคโทดจะถูกสร้างด้วยวัสดุที่มีคุณสมบัติที่สามารถปลดปล่อยอิเล็กตรอนได้ดีและทนต่ออุณหภูมิสูงๆ ได้ ทางด้านขั้วแอโนดนั้นจะมีควิตี้เรโซแนนซ์กระจายอยู่โดยรอบ ทำหน้าที่คล้ายกับวงจร LC (LC-tune) ที่มีค่า Q สูงๆ ซึ่งวงจรทางไฟฟ้าสมมูลย์สามารถแสดงในภาพที่ 2.43 (ก) [1] วงจรจะทำหน้าที่เลือกความถี่ให้เรโซแนนซ์กับความถี่ไมโครเวฟที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วความถี่ของควิตี้จะมีค่าเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยประมาณ [2] ช่องว่างระหว่างแอโนดและแคโทดจะเรียกว่า “อินเตอร์แอกชันสเปซ” (Interaction space) ซึ่งเป็นบริเวณที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกระทำต่ออิเล็กตรอนเป็นผลให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศทางต่างๆกัน และวงจรทางไฟฟ้าสมมูลย์ทั้งหมดแสดงดังภาพที่ 2.43 (ข)



ภาพที่ 2.43 (ก) คาวิตีเรโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรมุมูลย์
(ข) วงจรมุมูลย์คาวิตีเรโซแนนซ์ทั้งหมด

ถ้าจัดสนามไฟฟ้าค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอนที่ค่าสนามแม่เหล็กน้อยๆ อิเล็กตรอนที่ออกจากแคโทดทั้งหมดจะเดินทางไปยังแอโนดเป็นทางโค้งเล็กน้อย (a) ในภาพที่ 2.44 ดังนั้นกระแสแอโนดจะมีค่าคงที่เมื่อเพิ่มค่าสนามแม่เหล็ก กระแสแอโนดจะค่อยๆ ลดลงและทางเดินของอิเล็กตรอนจะโค้งมากขึ้นเรื่อยๆ จนทางเดินของอิเล็กตรอนสัมผัสกับเส้นรอบวงแอโนดกระแสจะเริ่มลดลงอย่างรวดเร็ว (c) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กมีค่าสูงเกินกว่าค่าๆ หนึ่ง กระแสแอโนดจะมีค่าเป็นศูนย์ (d) ที่จุดนี้อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่โค้งกลับมาที่แคโทดเหมือนเดิม เราเรียกสนามแม่เหล็กนี้ว่าสนามแม่เหล็กวิกฤต (A_c)



ภาพที่ 2.44 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด

ในทางกลับกันถ้าเราจัดสนามแม่เหล็กค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอน ที่ค่าสนามไฟฟ้าน้อยๆ อิเล็กตรอนที่หลุดจากแคโทดจะวิ่งวกกลับไปแคโทดหมด เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าจนมีค่ามากกว่าสนามไฟฟ้าวิกฤต (V_c) อิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงแอโนดทำให้เกิดกระแสแอโนดขึ้น เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าเรื่อยๆ กระแสแอโนดจะคงที่เนื่องจากอิเล็กตรอนเดินทางถึงแอโนดทั้งหมด

เพราะฉะนั้นเราจะสามารถควบคุมกำลังของไมโครเวฟได้ โดยการบังคับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่มีค่าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าวิกฤติ (V_c) และจัดให้สนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่าค่าสนามแม่เหล็กวิกฤติ (H_c) เพื่อให้อิเล็กตรอนส่วนน้อยวิ่งถึงแอนโนด ในขณะที่อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะถูกหน่วงให้เคลื่อนที่ช้าลงเป็นทางโค้งและบางส่วนจะวิ่งชนแอนโนด พลังงานจลน์ส่วนใหญ่จึงถ่ายเทให้กับสนามไมโครเวฟในอินเตอร์เอ็กซ์ชันสเปซ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้แมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานจากกำลังงานอินพุตพัลส์กระแสตรงเป็นกำลังงานเอาต์พุตไมโครเวฟได้ถึง 70 กว่าเปอร์เซ็นต์

อย่างไรก็ตามการทำงานของหลอดแมกนีตรอนแบบทแรพเว็ลลิ่ง-เวฟจะคล้ายกับหลอดคลื่นจรมาก กล่าวคือเมื่ออิเล็กตรอนหลุดออกมาจากขั้วแคโทดและถูกเร่งด้วยแรงดันของแอนโนด สนามของคลื่นไมโครเวฟจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น เนื่องจากอิเล็กตรอนบางส่วนจะถูกเร่งให้ความเร็วสูงขึ้น (รับพลังงานจากสนาม) และบางส่วนจะถูกหน่วงให้มีความเร็วต่ำลง (ถ่ายเทพลังงานให้กับสนาม) และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะได้รับแรงจากสนามแม่เหล็กและหมุนไปรอบๆ แกนของขั้วแคโทดโดยไม่มีจุดสิ้นสุด ตามภาพจะได้เหมือนกับกลุ่มอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปในบริเวณใกล้ๆ กับวงจรถลันซ์เข้าแบบฟิลเตอร์ ซึ่งจะเกิดการกระทำร่วมระหว่างสนามในวงจรถลันซ์เข้ากับลำอิเล็กตรอนเช่นเดียวกันกรณีในหลอดคลื่นจรม สนามในวงจรถลันซ์จะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและหมุนไปรอบๆ แกนดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.45



ภาพที่ 2.45 แสดงการเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด

ในสภาพที่เกิดออสซิลเลชันนั้นกลุ่มอิเล็กตรอนจะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง แล้วถ่ายเทพลังงานให้กับสนามไมโครเวฟในขณะที่หมุนไปรอบๆ แกน และมีอิเล็กตรอนเพียงส่วนน้อยที่วิ่งถึงขั้วแอนโนด ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลข้ามระหว่างขั้วทั้งสองมีขนาดต่ำเมื่อเทียบกับหลอดคลื่นจรมและนี่เป็นสาเหตุที่หลอดแมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานสูงกว่าหลอดแบบอื่นๆ

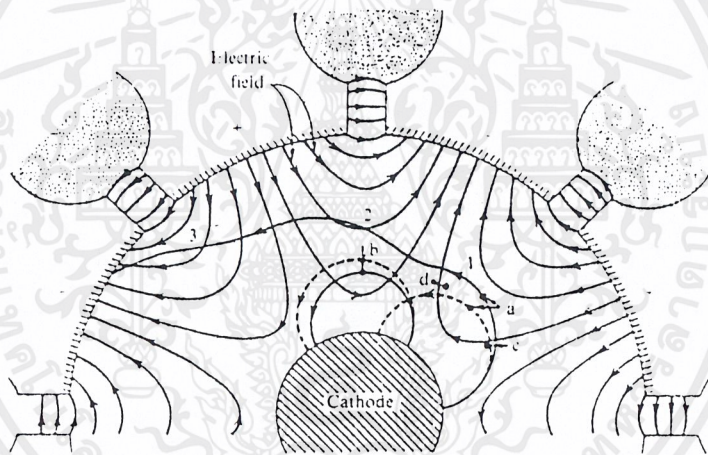
เงื่อนไขสำคัญของการเกิดออสซิลเลชันคือช่วงเวลาที่กลุ่มอิเล็กตรอนหมุนครบหนึ่งรอบนั้นต้องเป็นจำนวนเท่าลงตัวของคาบของคลื่นไมโครเวฟ หรือถ้าพิจารณาในรูปของเฟสแล้วคลื่นไมโครเวฟที่เกิดขึ้นในควอเตอร์ไซแนซใน 1 รอบจะมีเฟสต่างกันเป็นจำนวนเท่าลงตัวของ 2π ดังนั้นถ้าให้ θ เป็น

เฟสที่แตกต่างของคลื่นไมโครเวฟในควิตรีโซแนนซ์ และ N เป็นจำนวนของควิตรีโซแนนซ์จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตตามสมการ

$$N\theta = 2n\pi \quad \dots\dots\dots(2.24)$$

เพื่อให้แน่ใจว่าสนามเอซีในควิตรีโซแนนซ์เว้นควิตี มีขั้วสนามเหมือนกัน ในทางปฏิบัติจึงบังคับให้จำนวนควิตรีโซแนนซ์เป็นเลขคู่ นั่นคือ $N=2\pi$ โดยที่ $n=1, 2, 3 \dots n$ เช่น n อาจเป็น 6 หรือ 8 ซึ่งจะทำให้สมการ (2.24) มี $\theta = \pi$ การออสซิลเลตในเงื่อนไขเช่นนี้จะเรียกว่าเป็นการออสซิลเลตในโหมด π (π -mode Oscillation) ซึ่งจะมีเฟสต่างระหว่างสนามควิตีติดกัน 180 องศา หรือ π เรเดียนที่โหมด π นี้จะทำให้กำลังงานเอาต์พุตสูงที่สุด แมกนีตรอนที่ใช้อยู่ทั่วไปจึงออสซิลเลตในโหมด π นี้

การเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้แก่สนามไมโครเวฟของออสซิลเลชันในโหมด π จะแสดงได้โดยใช้ภาพที่ 2.46 ประกอบ

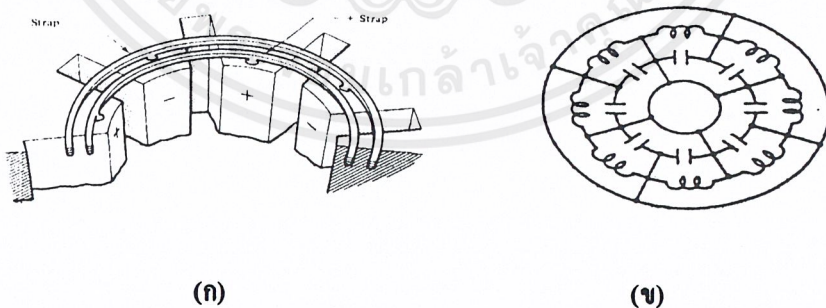


ภาพที่ 2.46 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ

ในจังหวะของสนามไมโครเวฟตามที่แสดงไว้ในรูปนี้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a จะถูกหน่วงด้วยสนามไมโครเวฟและถ่ายเทพลังงานบางส่วนให้กับสนาม และอิเล็กตรอนนั้นจะมีพลังงานลดลงเมื่อความเร็วลดลงอิเล็กตรอนบางส่วนจะส่งผลต่อไปได้ แต่บางส่วนจะถูกดึงกลับมาที่ขั้วแคโทดดังที่แสดงไว้ในรูป เมื่อพิจารณาอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c อิเล็กตรอนนี้จะถูกเร่งด้วยสนามไมโครเวฟให้มีความเร็วสูงขึ้น ในขณะเดียวกันก็จะถูกเร่งจากสนามแม่เหล็กส่งไปในทิศทางของเส้นรอบวง จึงทำให้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c ตามทันอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a ได้ สำหรับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง d นั้นจะถูกสนามไฟฟ้าหน่วงให้ช้าลงทำให้ถูกตามทันจากอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a และ c ได้ ในที่สุดก็จะเกิดการ

เกาะกลุ่มของอิเล็กทรอนิกส์ และกลุ่มอิเล็กทรอนิกส์นี้จะหมุนรอบแกนด้วยความเร็วเท่ากับการหมุนของสนามไมโครเวฟ จึงทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กทรอนิกส์ให้กับสนามไมโครเวฟอย่างต่อเนื่องในแมกนีตรอนแบบ CW นั้นจะมีการคับปลิงกำลังคลื่นไมโครเวฟออกจากวงจรเรโซแนนซ์ออกไปใช้งานตลอดเวลา แต่แมกนีตรอนที่ใช้งานในเรดาร์นั้นกำลังคลื่นไมโครเวฟจะถูกคับปลิงออกไปใช้ในช่วงๆ โดยมีควิตซ์ไซเคิล (duty cycle) ประมาณ 0.001 ถึง 0.002 ทำให้กำลังคลื่นที่สะสมอยู่มีขนาดสูงขึ้นเป็นหลักของ MW ได้ การคับปลิงทำได้โดยการงอหลอดตัวนำแกนกลางของสายโคแอกหรือคอนเนคเตอร์กับตัวนำนอกของสายที่เชื่อมต่อกับควิตซ์แล้วยื่นเข้าไปในควิตซ์เรโซแนนซ์ดังภาพที่ 2.42

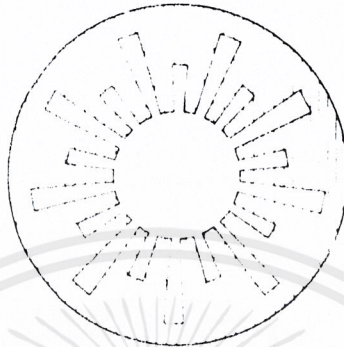
ปัญหาที่เกิดขึ้นได้กับแมกนีตรอนที่เป็นแบบควิตซ์เรโซแนนซ์ที่กล่าวมาก็คือ ความถี่ในการออกซิเลตจะเปลี่ยนแปลงไปตามการโหลดได้ [2] โหลดที่เป็นรีแอคทีฟ (Reactive component) จะทำให้เกิดการเลื่อนความถี่ไปเป็น การเพิ่มความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุ (capacitance) ให้กับควิตซ์เรโซแนนซ์ ในขณะที่โหลดเป็นตัวต้านทาน (Resistive component) จะทำให้กำลังงานเอาต์พุตลดลง และปัญหาอีกประการหนึ่งของแมกนีตรอนแบบนี้ก็คือ การเปลี่ยนโหมดของการออกซิเลต แมกนีตรอนโดยทั่วไปจะป้องกันการเคลื่อนย้ายความถี่ออกซิเลตโดยจะติดตั้งแหวนสเตรป (Strap ring) [3] ไว้ 2 ชุด วงแหวนสเตรปแต่ละชุดจะต่อกับขั้วของควิตซ์เรโซแนนซ์ขั้วเว้นขั้วโดยที่ไม่ซ้อนกัน ดังแสดงในภาพที่ 2.47 (ก) และ (ข) เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าเสมือนการนำแต่ละควิตซ์เรโซแนนซ์มาวางขนานกัน ในสภาพเช่นนี้นอกจากโหมด π แล้ว โหมดอื่นๆ จะไม่สามารถออกซิเลตได้เพราะค่าความต่างเฟสระหว่างขั้วที่อยู่ห่างกันสองขั้วนี้จะไม่เท่ากับ 2π ตามที่ถูบบังคับ โดยวงแหวนสเตรป



ภาพที่ 2.47 (ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ตามค่าของโหมด

(ข) วงจรสมมูลของควิตซ์ที่ต่อกันแบบขนานเป็นผลมาจากวงแหวนสเตรป

นอกจากนี้การใช้ควาวิตีเรโซแนนซ์แบบรูปพระอาทิตย์ขึ้น (Rising sun) ก็สามารถป้องกันการกระโดดข้ามโหมดได้เช่นเดียวกัน เพราะความถี่เรโซแนนซ์ของควาวิตีทั้งสองขนาดจะไม่เท่ากัน การออสซิลเลตจึงเกิดขึ้นที่ความถี่กลางๆ ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งสองควาวิตี โดยจะเกิดในโหมด π ภาพที่ 2.48 แสดงตัวอย่างของควาวิตีแบบพระอาทิตย์ขึ้น

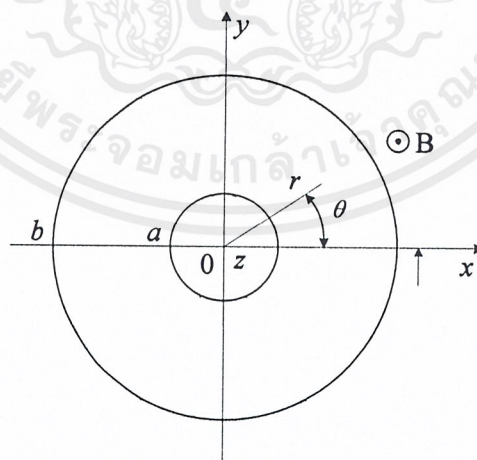


ภาพที่ 2.48 แสดงโครงสร้างของขั้วแอนโตรูปพระอาทิตย์ขึ้น

2.15.3 การวิเคราะห์การทำงานของแมกนีตรอน

การที่แมกนีตรอนแบบทแรฟเว็ลลิ่ง-เวฟ จะออสซิลเลตได้นั้น มีเงื่อนไขหลัก 2 ประการคือ สนามแม่เหล็กสถิตจะมีความเข้มสูงกว่าค่าวิกฤตเล็กน้อย และความเร็วในการหมุนรอบแกนแคโทดของกลุ่มอิเล็กตรอนจะต้องสอดคล้องกับความเร็วของการหมุนของสนามไมโครเวฟ ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์เงื่อนไขเชิงปริมาณที่จะทำให้เกิดออสซิลเลชันได้ดังกล่าว

เมื่อให้แรงดันของขั้วแอนโตรเป็น V_0 และสนามแม่เหล็กมีความเข้มเป็น B โดยมีทิศทางชี้ในทิศ z ดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.49



ภาพที่ 2.49 แสดงการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอวกาศระหว่างขั้วแคโทดและแอนโตรของแมกนีตรอน

เราสามารถเขียนสมการกลที่แสดงการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอวกาศ (Free Space) ระหว่าง
ขั้วแคโทดและขั้วแอโนดได้ดังต่อไปนี้

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = -eE_x - eB \frac{dy}{dt} \quad \dots\dots\dots(2.25)$$

$$m \frac{d^2y}{dt^2} = -eE_y + eB \frac{dx}{dt} \quad \dots\dots\dots(2.26)$$

$$m \frac{d^2z}{dt^2} = 0 \quad \dots\dots\dots(2.27)$$

เนื่องจากไม่มีแรงกระทำในทิศ z ดังนั้นจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงในทิศ z สมการ (2.26) จะไม่ถูก
ใช้ประโยชน์ เส้นทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจึงหาได้โดยการพิจารณาสมการ (2.24) และสมการ
(2.25) ร่วมกัน ซึ่งจะเป็นปัญหาบิรณาน x - y เพื่อผูกความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้า E_x , E_y กับ
แรงดันแอโนด ก่อนอื่นจึงกำหนดให้ $V(x, y)$ เป็นศักย์ไฟฟ้าที่จุด x, y ซึ่งทำให้เขียนความสัมพันธ์
ระหว่าง E_x , E_y และ V ได้ในรูปต่อไปนี้

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x}, E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} \quad \dots\dots\dots(2.26)$$

เนื่องจากปัญหาที่พิจารณาอยู่นี้เป็นปัญหาบิรณานระบบ x - y ในการสร้างสมการเพื่อแก้ปัญหานั้นเรา
สามารถใช้หลักการของตัวแปรเชิงซ้อนได้โดยพิจารณาในสมการในแกน y เป็นแกนจินตภาพ เมื่อเขียน
สมการ (2.25) และสมการ (2.26) ใหม่โดยใช้สมการ (2.27) และพิจารณาแกน y ให้เป็นแกนจินตภาพ
ดังกล่าวข้างต้น จะได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2x}{dt^2} + j \frac{d^2y}{dt^2} - j \frac{eB}{m} \left(\frac{dx}{dt} + j \frac{dy}{dt} \right) - \frac{e}{m} \left(\frac{\partial V}{\partial x} + j \frac{\partial V}{\partial y} \right) = 0 \quad \dots\dots\dots(2.27)$$

และเมื่อใช้ตัวแปรเชิงซ้อนในภาพ

$$z = x + jy, \quad z^* = x - jy$$

แทนลงในสมการ (2.27) จะได้ผลดังต่อไปนี้

$$\frac{d^2z}{dt^2} - j \frac{eB}{m} \frac{dz}{dt} - \frac{2e}{m} \frac{\partial V}{\partial z^*} = 0 \quad \dots\dots\dots(2.28)$$

ในการหาค่า $\partial V / \partial z^*$ ทำได้โดยพิจารณา ดังนี้ กำหนดให้ V_a เป็นแรงดันของขั้วแอโนด และให้การกระจายของประจุที่อยู่ระหว่างขั้วแคโทดและขั้วแอโนดมีค่าสม่ำเสมอจากการแก้สมการปัวส์ซอง $\nabla \cdot (\epsilon_0 \vec{E}) = -\rho$ จะทำให้ได้ศักย์ไฟฟ้า V ในรูปต่อไปนี้

$$V = \frac{r^2 - a^2}{b^2 - a^2} V_a \quad \dots\dots\dots(2.29)$$

เมื่อแทนสมการ (2.29) ลงใน (2.28) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2z}{dt^2} + j \frac{eB}{m} \frac{dz}{dt} + \frac{2e}{m} \frac{V_a}{b^2 + a^2} z = 0 \quad \dots\dots\dots(2.30)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.30) จะเป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่มีผลเฉลยทั่วไปเป็น

$$z = R_1 e^{\alpha_1 t} + R_2 e^{\alpha_2 t} \quad \dots\dots\dots(2.31)$$

โดยที่ R_1, R_2 เป็นค่าเชิงซ้อนและ α_1, α_2 เป็นผลเฉลยของสมการลักษณะสมบัตินี้ต่อไปนี้

$$p^2 - j \frac{eB}{m} p - \frac{2e}{m} \frac{V_a}{b^2 - a^2} = 0 \quad \dots\dots\dots(2.32)$$

และผลเฉลยที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = j \frac{eB}{2m} \left\{ 1 \pm 1 - \sqrt{1 - \frac{8m}{eB^2} \frac{V_a}{b^2 - a^2}} \right\} = \begin{bmatrix} j\Omega_1 \\ j\Omega_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2.33)$$

ผลที่ได้นี้แสดงว่า α_1 และ α_2 จะมีค่าเป็นจินตภาพทั้งคู่ เมื่อแทนค่าทั้งสองนี้ลงในสมการ (2.32) โดยให้ $R = |R| e^{j\theta}$ จะได้ผลดังนี้

$$z = R_1 e^{j\Omega_1 t} + R_2 e^{j\Omega_2 t}$$

$$\begin{aligned}
&= |R_1| e^{j(\Omega_1 t + \theta_1)} + |R_2| e^{j(\Omega_2 t + \theta_2)} \\
&= \{ |R_1| \cos(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \cos(\Omega_2 t + \theta_2) \} \\
&\quad + j \{ |R_1| \sin(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \sin(\Omega_2 t + \theta_2) \} \quad \dots\dots\dots(2.34)
\end{aligned}$$

ผลที่ได้นี้แสดงเส้นทางของอิเล็กตรอนซึ่งมีตำแหน่งบนแกน x และแกน y เป็นดังนี้

$$x = |R_1| \cos(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \cos(\Omega_2 t + \theta_2) \quad \dots\dots\dots(2.35)$$

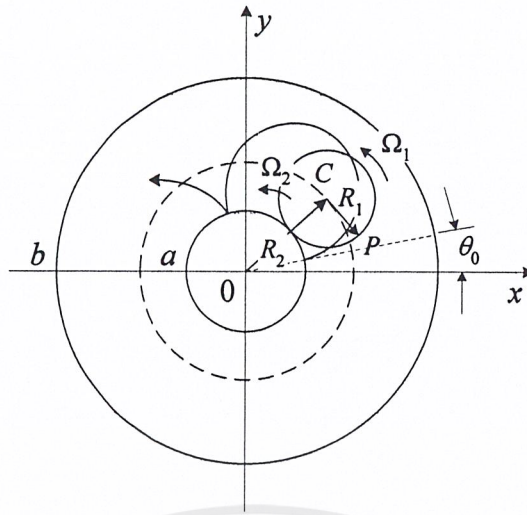
$$y = |R_1| \sin(\Omega_1 t + \theta_1) + |R_2| \sin(\Omega_2 t + \theta_2) \quad \dots\dots\dots(2.36)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.35) และ (2.36) นี้แสดงว่าอิเล็กตรอนจะเดินทางอยู่ในรูปของวงกลมสองชั้นซ้อนกันอยู่ กล่าวคือวงกลมแรกจะมีรัศมีเป็น $|R_1|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_1 และวงกลมที่สองจะมีรัศมีเป็น $|R_2|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_2 ในการหาค่า R_1 และ R_2 นั้นจะพิจารณาจากเงื่อนไขเริ่มต้น (Initial condition) ดังนี้ ถ้าให้ที่ว่างเป็น $t=0$ อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดที่ตำแหน่ง $z = ae^{j\theta_0}$ ใดๆ มีความเร็วเริ่มต้นเป็น 0 คือ $dz/dt = 0$ เมื่อแทนเงื่อนไขเหล่านี้ลงในสมการ (2.31) จะได้ R_1 และ R_2 ในภาพต่อไปนี้

$$R_1 = \frac{\Omega_2}{\Omega_1 - \Omega_2} ae^{j\theta_0} \quad \dots\dots\dots(2.36)$$

$$R_2 = \frac{\Omega_1}{\Omega_1 - \Omega_2} ae^{j\theta_0} \quad \dots\dots\dots(2.37)$$

และเนื่องจาก $\Omega_1 > \Omega_2$ ดังนั้น $|R_2| > |R_1|$ นั่นคือการหมุนของอิเล็กตรอนจะเป็นดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.51 กล่าวคืออิเล็กตรอนจะหมุนรอบแกนกลางของขั้วแคโทดด้วยรัศมี $|R_2|$ และด้วยความเร็วเชิงมุม Ω_2 ในขณะที่ขั้วกันอิเล็กตรอนก็จะหมุนรอบจุด C บนเส้นรอบวงรัศมี $|R_1|$ นั้น โดยรัศมีเป็น $|R_1|$ และมีความเร็วเชิงมุมเป็น Ω_1 ซึ่งเร็วกว่า Ω_2 ดังนั้นเส้นทางเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนก็จะเป็นดังเส้นทึบที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.50



ภาพที่ 2.50 แสดงเส้นทางการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ทำให้เกิดออสซิลเลชันได้ตามที่กล่าวไว้ในตอนเงื่อนไขแรกคือ $|R_1| + |R_2| < b$ ซึ่งจากสมการ (2.36) และ (2.37) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$|R_1| + |R_2| = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_1 - \Omega_2} a = \frac{a}{1 - \sqrt{\frac{8m}{eB^2} \frac{V_a}{b^2 - a^2}}} \leq b \dots\dots\dots(2.38)$$

จากสมการ (2.38) นี้จะสามารถคำนวณความเข้มสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

$$B = \frac{2b}{b^2 - a^2} \sqrt{\frac{2mV_a}{e}} \dots\dots\dots(2.39)$$

และความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กก็คือกรณีที่เป็นเครื่องหมายเท่ากับ

สำหรับเงื่อนไขที่สองนั้นคือ ความเร็วในการหมุนรอบแกนแคโทด ของกลุ่มอิเล็กตรอนและความเร็วเชิงมุมของสนามไฟฟ้าไมโครเวฟ ต้องสอดคล้องกัน เราจะสามารถหาเงื่อนไขดังกล่าวนี้ ในเชิงปริมาณได้โดยพิจารณาจาก การหมุนรอบแกนของแคโทด 1 รอบอิเล็กตรอนจะใช้เวลาเป็น $2\pi\Omega_2$ ดังนั้นถ้าจำนวนวงจรโซแนนซ์ที่ขั้วแอโนดเป็น N ในการเดินทางผ่านวงจรโซแนนซ์ 1 วงจรจะใช้เวลาเป็น

$$\tau = \frac{2\pi}{N\Omega_2} \quad \dots\dots\dots(2.40)$$

และจากเงื่อนไขของการเกิดออสซิลเลชันในโหมดต่างๆ ตามสมการ (2.24) ความเร็วเชิงมุมของสนามไมโครเวฟคือ ω เมื่อคูณกับ r จะเท่ากับ θ นั่นคือ $\omega r = \theta$ ดังนั้นจากสมการ (2.24) และจากสมการ (2.40) จะได้เงื่อนไขดังนี้

$$\omega \frac{2\pi}{N\Omega_2} = \frac{2\pi\pi}{N\Omega_2}$$

$$\omega = n\Omega_2 \quad \dots\dots\dots(2.41)$$

เมื่อแทนค่า Ω_2 จากสมการ (2.24) ลงในสมการ (2.41) จะหาความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ในภาพแบบต่อไปนี้

$$V_a = \frac{\omega(b^2 - a^2)}{2n} \left(B - \frac{\omega m}{ne} \right) \quad \dots\dots\dots(2.42)$$

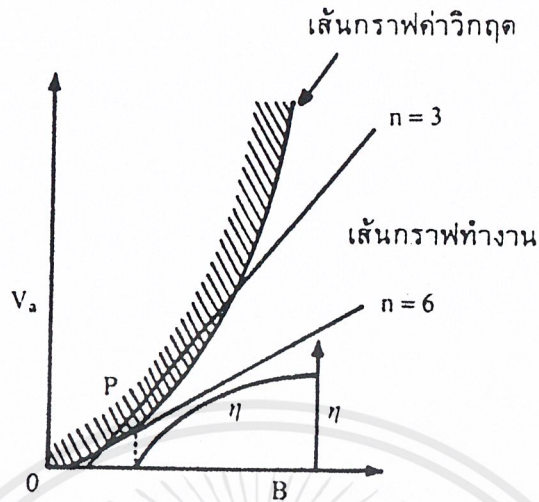
เมื่อนำผลที่ได้ในสมการ (2.42) และในสมการ (2.39) ไปเขียนกราฟจะได้ดังภาพที่ 2.52 เส้นกราฟที่ได้ก็จะเป็นเส้นทำงานของแมกนีตรอนในโหมดต่างๆ เหล่านี้

ในลำดับสุดท้ายจะเป็นการหาประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานจาก DC เป็น RF เนื่องจากอิเล็กตรอนได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ eV_a ในขณะที่อิเล็กตรอนส่งมอบพลังงานให้กับสนาม RF ส่วนหนึ่ง แล้วมีความเร็วช้าลงจนถูกดึงไปที่ขั้วแอโนด เนื่องจากพลังงานที่มีอยู่ในอิเล็กตรอนขณะที่ถูกดึงไปที่ขั้วแอโนดมีค่าเท่ากับ $m/2(|R_1|\Omega_1 + |R_2|\Omega_2)^2$ เพราะฉะนั้นจะสามารถคำนวณประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานได้ในรูปต่อไปนี้

$$\eta = \frac{eV_a - \left(\frac{m}{2}\right)(|R_1|\Omega_1 + |R_2|\Omega_2)^2}{eV_a}$$

$$= 1 - \frac{(b+a)/(b-a)}{\left(\frac{ne}{\omega m}\right)B - 1} \quad \dots\dots\dots(2.43)$$

เมื่อแทนค่า $B=B_c$ ลงในสมการ (2.43) นี้จะได้ $\eta=0$ เมื่อ B มีค่าสูงกว่า B_c ทำให้ η มีค่าสูงขึ้น ดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.51



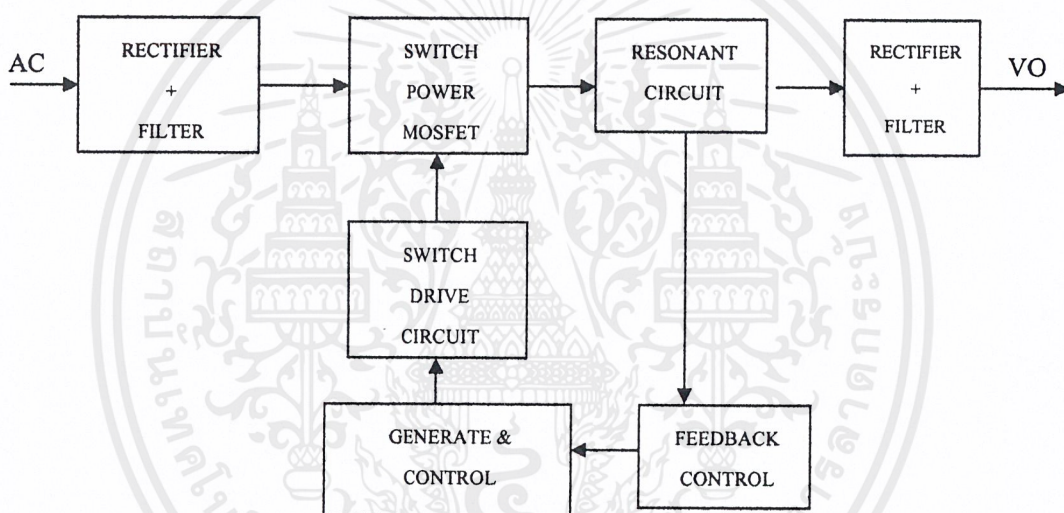
ภาพที่ 2.51 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง B และ V_s ของการออสซิลเลตในโหมดต่างๆ

บทที่ 3

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

3.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ ตัวเก็บประจุชนิดนี้ยังทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วย เพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุมส่งสัญญาณเข้ามา



ภาพที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร

วงจรควบคุมอาศัยไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากไอซี TL494 ไปจับนั้น จะต้องมีกรขยายสัญญาณให้มีขนาดโตพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยจะมีภาค Drive switch ซึ่งก็ใช้มอสเฟตเป็นชุดทำงานหลักและมี CMOS ที่ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์รีที่ขาเกทของภาคนี้ เพื่อให้ได้แรงดัน และกระแสที่จะให้เหมาะสมในการขับมอสเฟต

ในส่วนการผลิตความถี่และการควบคุมจะใช้ IC 494 เป็นวงจรผลิตความถี่เอาท์พุทออกมาขงขา 8 และ 11 และทั้งสองขานี้เป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1K เพื่อให้แรงดันมาก

พอลิเมอร์เข้าไปยังไอซี 4049 ส่งต่อไปยังมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การขับเคลื่อนจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกับขาเกตเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลต

สัญญาณที่ได้จากเพาเวอร์มอสเฟต เป็นสัญญาณสลับ (AC) ที่มีแรงไฟสูงจะถูกส่งไปยังวงจรรีโคโนเนท ตามหลักการของวงจรรีโคโนเนทแล้วที่ความถี่รีโคโนเนทวงจรมีความต้านทานต่ำสุด จึงมีกระแสไหลผ่านสูงสุดการเหนี่ยวนำจากขดไฟโรมารี่ ที่ L1 ไปยังขดเซกกันดารีก็จะได้อำนาจดันสูงสุดด้วย ดังนั้นการปรับความถี่ที่ภาคกำเนิดความถี่ ต้องมีความระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง ในความเป็นจริงจะตั้งความถี่ไว้ใกล้เคียงกับความถี่รีโคโนเนทเท่านั้น เพราะหากให้วงจรถูกทำงานที่ความถี่รีโคโนเนทเพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

แรงดันไฟที่ได้จากขดเซกกันดารีจะถูกนำไปฟิลเตอร์ และเรกติไฟร์เพื่อนำไปใช้งานต่อไป ในโครงการนี้แรงดันที่ต้องการคือ 4 KV และกระแส 250 mA

3.2 การออกแบบวงจร

3.2.1 วงจรรีกติไฟร์

เป็นวงจร เรกติไฟร์ และ ฟิลเตอร์ โดยจะรับแรงดัน 120 VAC 50 HZ เข้ามายังวงจรบริดจ์ เรกติไฟร์ ซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และมีตัวเก็บประจุกักเก็บที่แบ่งแรงดันให้กับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวเท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120K เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วยแล้วจ่ายแรงดันให้ดักคร่อมมอสเฟตก็จะสลับกันทำงานตามวงจรควบคุมส่งสัญญาณมา

3.2.2 วงจร SUPPLY

วงจร SUPPLY จะใช้หม้อแปลง 220VAC แปลงให้เหลือไฟ 18VAC แล้วเอาแรงดัน 18VAC มาทำเรกติไฟร์ให้เรียบ ใช้ไดโอด 1N4007 4 ตัว เมื่อได้ไฟตรงแล้วจ่ายให้ IC เรกติเรเตอร์ MC7815 , MC7915 ได้ไฟกระแสตรงเป็นบวก 15V กับ - 15V เพื่อจ่ายไฟเลี้ยง IC ยังภาคต่างๆ คือภาค GENERATE & CONTROL FREQUENCY และ SWITCHDRIVECIRCUIT

3.2.3 วงจร GENERATE & CONTROL FREQUENCY

วงจรภาค GENERATE & CONTROL FREQUENCY เป็นวงจรควบคุมอาศัย IC TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุมไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแสการผลิตความถี่ในภาคนี้ใช้ IC TL494 ผลิตความถี่และ IC LM324 เป็นตัวกำหนดและเปรียบเทียบแรงดันที่จ่ายให้ IC TL494 ซึ่งคุณสมบัติของ IC TL494 จะสามารถผลิตความถี่ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์จากการทำงานของ IC TL494 ความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเขาที่พุทพัลส์

สามารถกำหนดได้จากค่า RT และ CT การทำงานที่ออกจากขา 5 และ 6 ของไอซี กำหนดได้จาก (การต่อ RT และ CT คว้าได้จากภาคผนวก)

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเมื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเมื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10K กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้โฟลบเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรถอนเวอร์เตอร์

$$f_{osc} = 1.1/(R_T C_T) \quad \dots\dots(3.1)$$

3.2.4 วงจร SWITCH DRIVE CIRCUIT

ภาค SWITCH DRIVE CIRCUIT จะรับแรงดันไฟเลี้ยงจากภาค SUPPLY เป็นไฟบวก 15V ใช้ IC CMOS CD4045 ที่ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี เข้าที่ขาเกตให้มอสเฟต IRF9510 กับ IRF510 สลับกันทำงานตามสัญญาณที่ถูกส่งมาจาก IC TL494 จากขา 8 และขา 11 เมื่อมอสเฟตสลับกันทำงานแล้วจะได้แรงดันและกระแสที่เหมาะสม เพื่อทำการจ่ายให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่งอีกครั้งเพื่อรักษาระดับแรงดันและกระแสไว้เพื่อให้เพียงพอสำหรับจ่ายให้ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป ซึ่งหม้อแปลงคัปปลิ่งนี้จะใช้อัตราส่วน 1:1 เพื่อคงค่าแรงดันและกระแสเท่านั้น ให้พอจ่ายให้เพาเวอร์มอสเฟตตลอดเวลา

3.2.5 วงจร SWITCH POWER MOSFET

จากภาค SWITCH POWER MOSFET ใช้เป็นวงจรถอนเวอร์เตอร์วงจรถอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การทำงาน ของวงจรถอนเวอร์เตอร์กำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากัน ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนกับชุดล่างจะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยแต่ละชุดจะมีมอสเฟตต่อขนานกันอยู่ 3 ตัวเพื่อช่วยกันนำกระแสเอาท์พุทเรโซแนนซ์ถ้าหากใช้เพียงตัวเดียวจะมีกระแสไหลผ่านจำนวนมาก ก่อให้เกิดความเสียหายได้

3.2.6 วงจร FEEDBACK CONTROL

ภาค FEEDBACK CONTROL เป็นภาคที่ใช้เพื่อนำแรงดันจากเอาท์พุทมาเปรียบเทียบกับภาคควบคุมความกว้างของพัลส์ โดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวรับเอาท์พุทแรงดันที่ได้เป็นแรงดันไฟสลับต้อง

นำมาเรกติไฟร์ ให้เป็นไฟตรงก่อนแล้วจึงส่งแรงดันไปเปรียบเทียบกับ ที่ทำการเปรียบเทียบแรงดันกับแรงดันของ ถ้าแรงดันถึงค่าแรงดันที่มาจาก ก็จะทำการลือกสวิตซ์การทำงานอยู่ที่ค่าเดิมแรงดันที่เอาท์พุทจึงหยุดที่ค่านั้นจะไม่มากกว่านี้

3.2.7 วงจร RESONANT CIRCUIT

วงจรเอาท์พุทเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมซึ่งการต่อแบบนี้ เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาท์พุท สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วน ของวงจรเอาท์พุทเรโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.2)

$$f_0 = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)}}{2\pi \sqrt{C_1 * L_1 * L_2}} \dots\dots\dots(3.2)$$

จากวงจร

$$L_1 = 5 \text{ mH}$$

$$L_2 = 0.231 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0.141 \text{ uF}$$

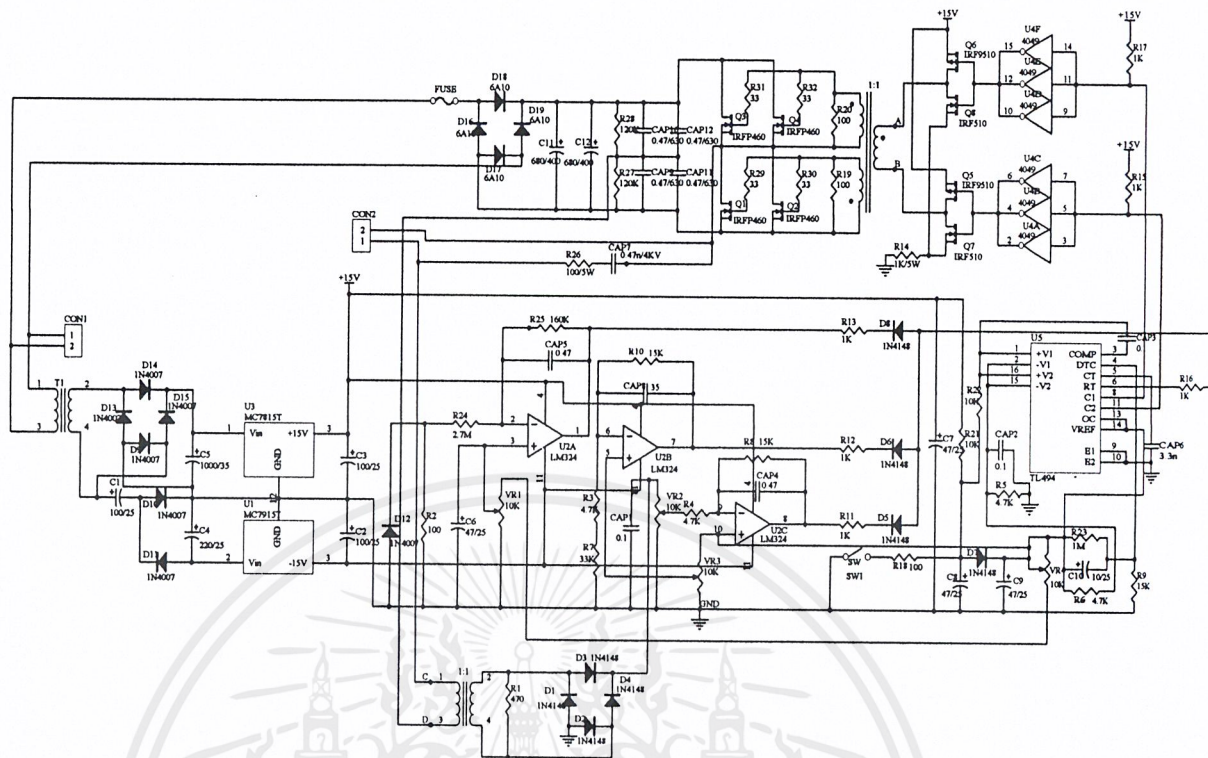
เพราะฉะนั้น

$$f_0 = \frac{\sqrt{(5\text{mH} + 0.231\text{mH})}}{2\pi \sqrt{(0.141\text{uF} * 5\text{mH} * 0.231\text{mH})}} = 28.52 \text{ kHz}$$

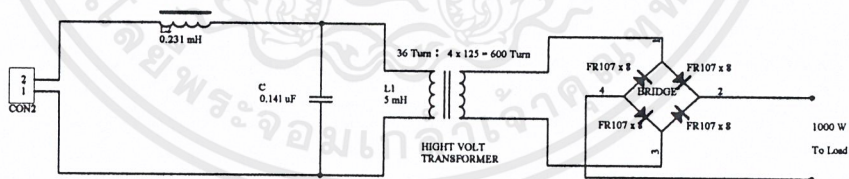
ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 28.52 kHz

3.2.8 วงจร RECTIFIER FILTER

ภาคสุดท้ายคือ วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ เมื่อรับแรงดันจากหม้อแปลงเรโซแนนซ์มาเป็นไฟสลับแรงดันสูงอยู่ทำการเรกติไฟร์ ให้เป็นไฟตรงโดยใช้ไดโอดเบอร์ FR107 นำมาต่ออนุกรมกัน 8 ตัว 4 ชุด แล้วจึงนำมาต่อกันแบบบริดจ์ไดโอด แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงเรโซแนนซ์มาเป็นไฟกระแสสลับอยู่ก็จะถูกเปลี่ยน เป็นไฟกระแสตรงเพื่อนำไปขับโหลดได้

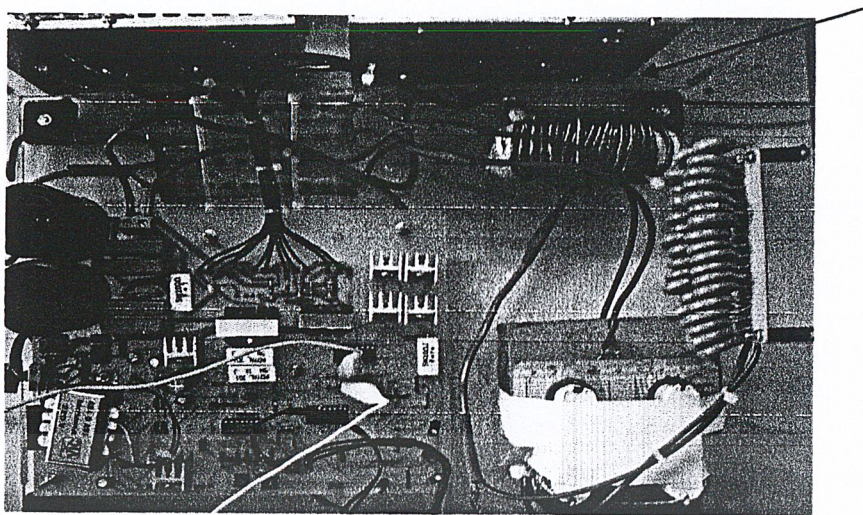


ภาพที่ 3.2 แสดงวงจร Control Circuit



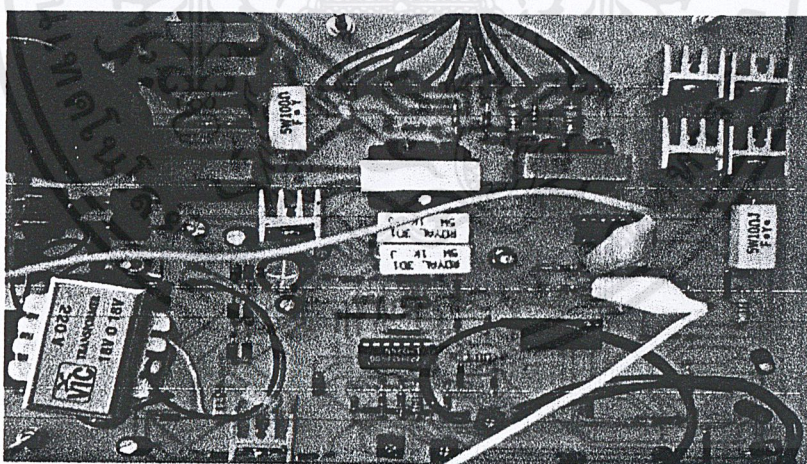
ภาพที่ 3.3 แสดงวงจรโซ่แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



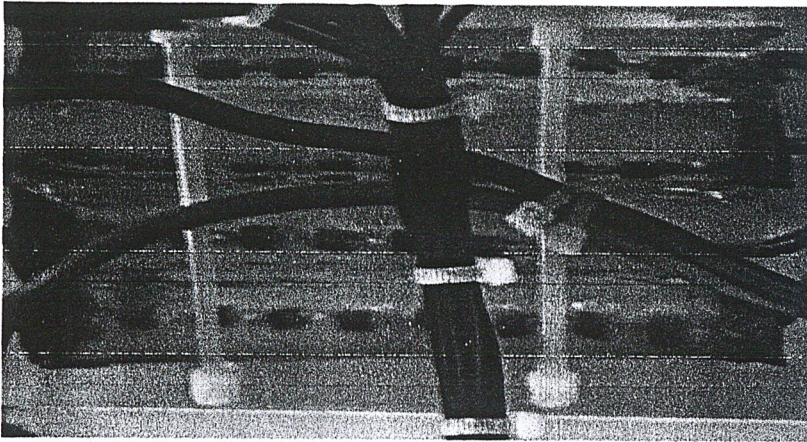
ภาพที่ 3.4 แสดงการออกแบบ L ในวงจร

ภาพที่ 3.4 ลูกศรชี้เป็นการออกแบบ L ที่ใช้ในวงจร ออกแบบโดยการใช้ลวดทองแดงเบอร์ 28 นำมาทาบกันจำนวน 20 เส้น แล้วตีเกลียวให้แน่น แล้วนำมาพันบนแกนเฟอร์ไรต์ พันให้ได้ค่าที่เราคำนวณไว้คือค่า 0.231 mH ที่ต้องนำลวดทองแดงเบอร์ 28 มาตีเกลียว โดยที่ไม่ใช้ลวดทองแดงเบอร์ที่ใหญ่กว่าก็เพื่อที่จะให้ขบบนแกนเฟอร์ไรต์ได้



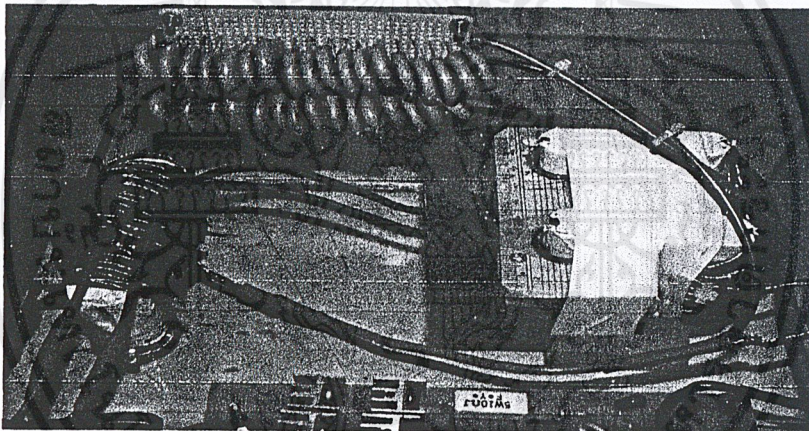
ภาพที่ 3.5 แสดงการวางอุปกรณ์บนแผ่นปริ้นท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.6 แสดงภาคโคโอดเรกติไฟร์ด้านเอาต์พุต

ตามภาพที่ 3.6 ในการออกแบบใช้โคโอดเบอร์เบอร์ FR107 นำมาต่ออนุกรมกัน 8 ตัว ให้ได้ 4 ชุดแล้วจึงนำมาต่อกันแบบบริดจ์เพื่อให้สามารถนำมาเรกติไฟร์แรงดันสูงได้โดยไม่เสียหาย



ภาพที่ 3.7 แสดงหม้อแปลงเรโซแนนซ์

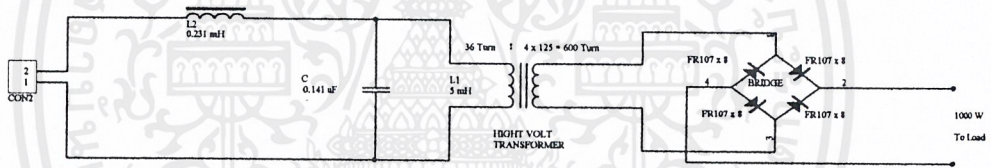
จากภาพที่ 3.7 วิธีการออกแบบนำลวดเบอร์ 28 มาทบทกัน 20 เส้นแล้วตีเกลียวให้แน่น แล้วพันให้ได้ค่าตามที่คำนวณคือ 5mH ซึ่งเป็นขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเรโซแนนซ์ ส่วนขดทุติยภูมิ นำลวดทองแดงเบอร์ 16 มาพันจำนวน 600 รอบ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตไฟสูงๆ แล้วหล่อทับด้วยเรซินเพื่อป้องกันไฟลัดวงจรถึงกัน

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิทชิง (โหลด $R = 40\text{K}\Omega$)

1. นำวงจรที่สร้าง มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณจับขามอสเฟตที่ค่าความถี่ 28.52 KHz (ความถี่เรโซแนนซ์)
2. นำโหลดค่า $40\text{K}\Omega$ มาต่อเป็นโหลดที่เอาท์พุทของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่ใช้วัดแรงดันสูงต่อคร่อมโหลด $40\text{K}\Omega$ และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้เป็นค่าต่างๆของสัญญาณจับที่ได้
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงความถี่เรโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

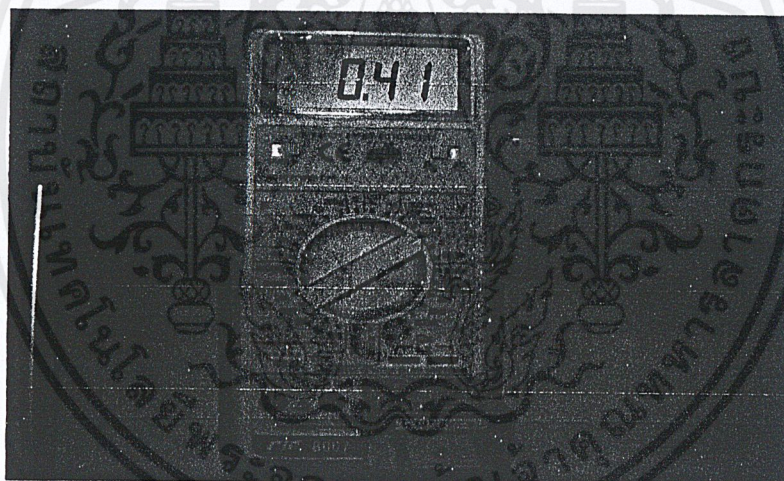


ภาพที่ 4.1 แสดงวงจรเรโซแนนซ์

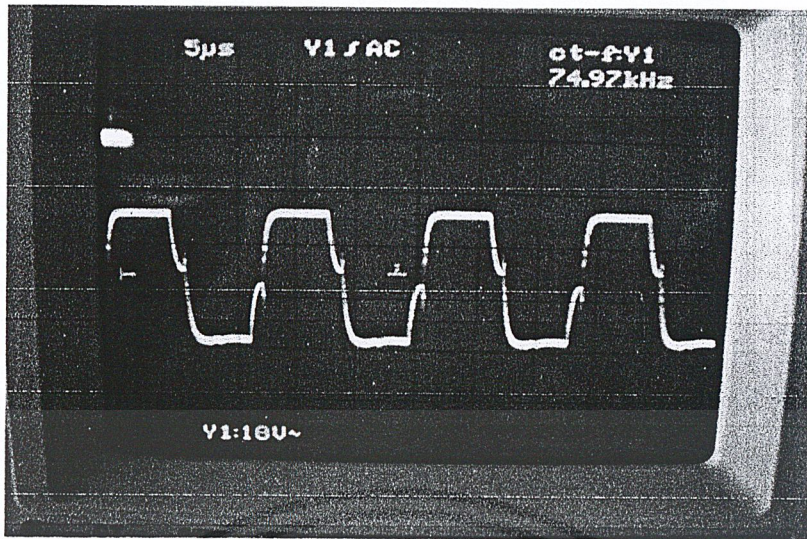
นำวงจรที่สร้างมาต่อเข้ากับวงจรเรโซแนนซ์ ตามรูปที่ 4.1 นำ Con 2 มาต่อกันแล้วนำโหลด $40\text{K}\Omega$ 1600 w มาต่อเข้ากับเอาท์พุทเรโซแนนซ์ ตั้งความถี่เริ่มต้นที่ 74.97 KHz เพื่อให้ได้แรงดันเอาท์พุทที่ต่ำก่อน ใช้โพรบวัดไฟสูงต่อคร่อมที่โหลดความต้านทาน $40\text{K}\Omega$ จะได้ค่าแรงดันไฟตรงเริ่มต้นที่ 320 V แล้วค่อยๆปรับลดความถี่ลงเรื่อยๆจะได้ค่าแรงดันที่เพิ่มมากขึ้นจนถึงค่าความถี่ที่เราตั้งไว้ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ คือ 30 KHz จะได้แรงดันเอาท์พุทเป็นไฟตรง 4 KV

ตารางที่ 4-1 แสดงผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง

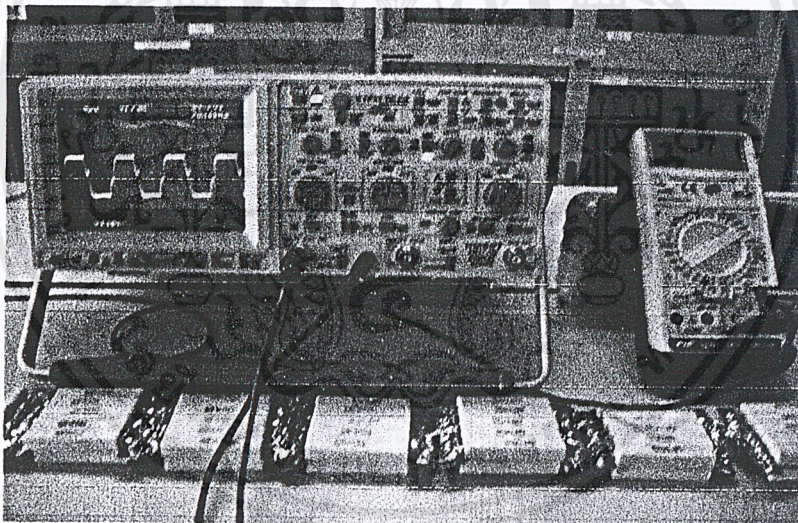
ความถี่ (KHz)	เอาต์พุต (V)	เอาต์พุต (mA)
74.97	410	25
70.16	510	40
65.44	640	60
60.30	820	85
55.19	1,090	115
50.17	1,490	140
44.90	2,200	160
41.47	3,200	170
41.42	4,050	185



ภาพที่ 4.2 แสดงค่าเริ่มต้นของการเปิดเครื่องแล้วทำการวัดครั้งแรกขณะยังไม่ได้ปรับความถี่ลง ซึ่งจะมีค่าแรงดัน 410 V ภาพที่เห็นจะเป็นการตั้งมิเตอร์ x1000 V

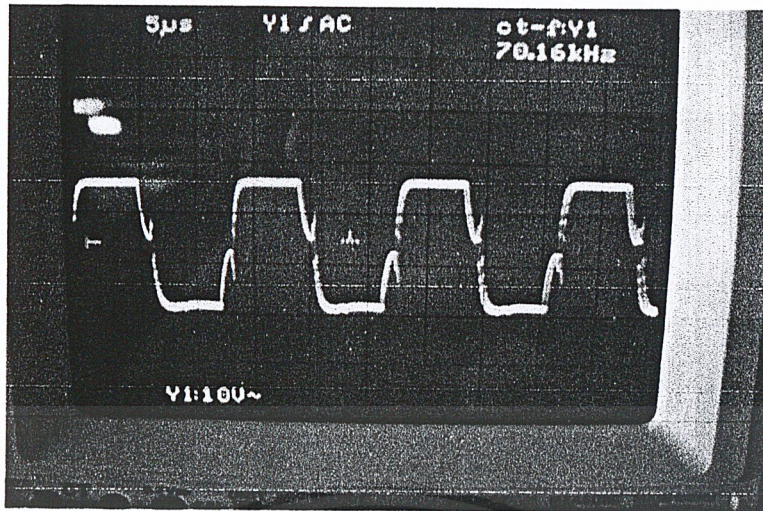


ภาพที่ 4.3 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นในการเปิดเครื่องครั้งแรกซึ่งยังไม่ได้ปรับค่าความถี่ ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 74.97 KHz

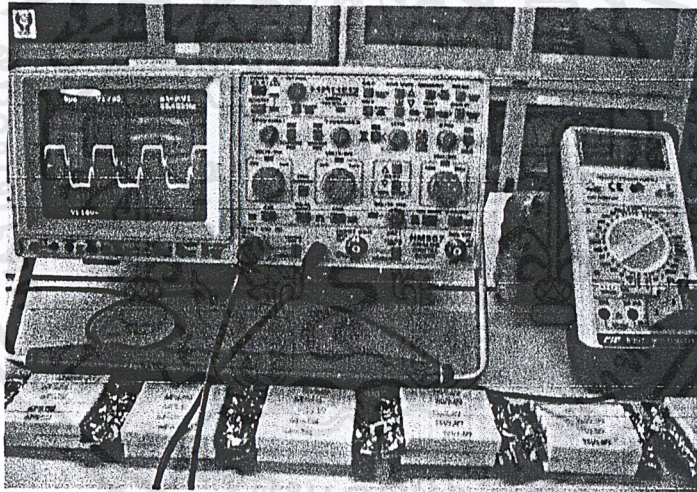


ภาพที่ 4.4 แสดงการต่อโหลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ลง ซึ่งจะได้ค่าแรงดัน 510 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

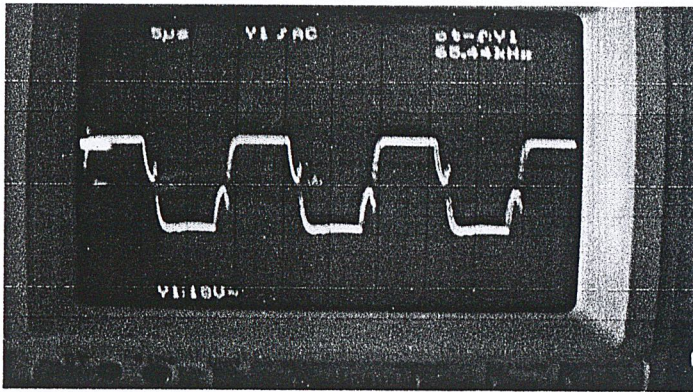


ภาพที่ 4.5 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนได้แรงดัน 510 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 70.16 KHz

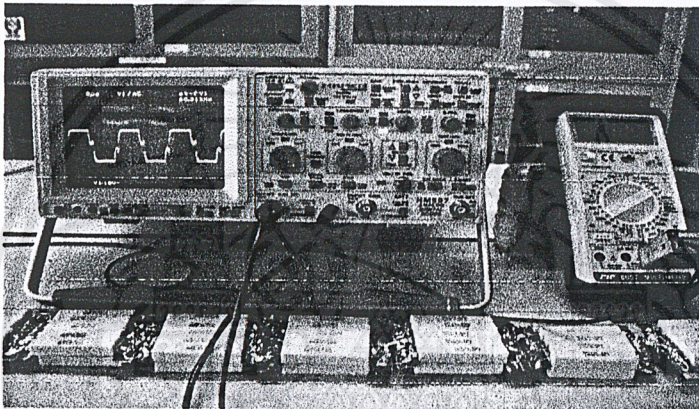


ภาพที่ 4.6 แสดงการต่อโหนดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ลง ซึ่งจะได้ค่าแรงดัน 640 V

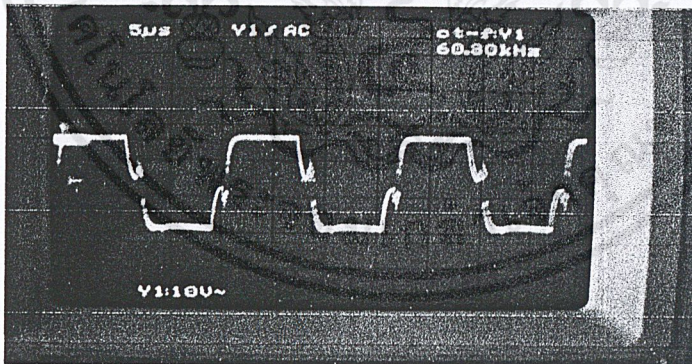
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



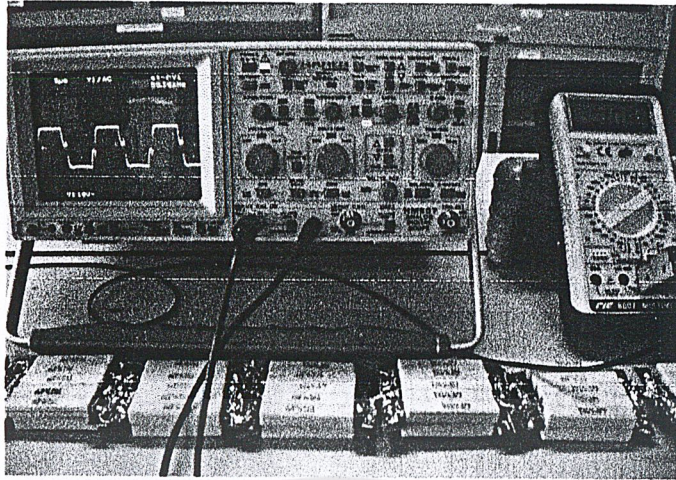
ภาพที่ 4.7 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึงแรงดัน 640 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 65.44 KHz



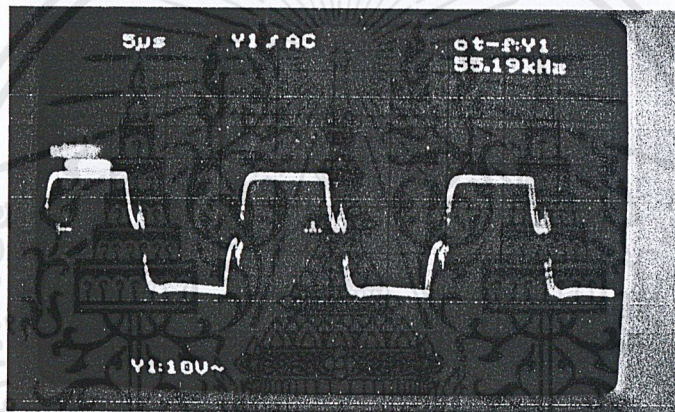
ภาพที่ 4.8 แสดงการต่อโหลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ลง ซึ่งจะได้อ่าแรงดัน 820 V



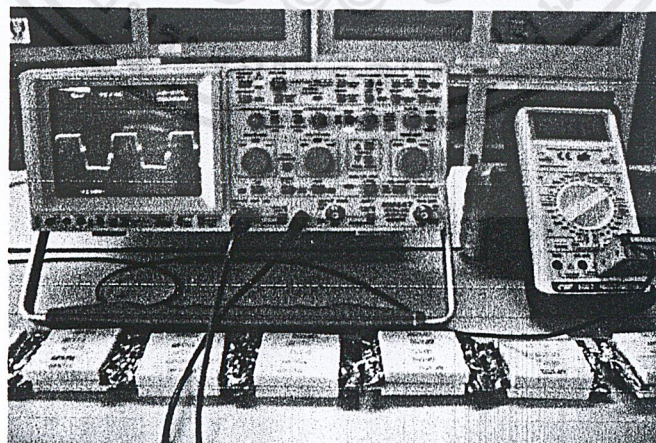
ภาพที่ 4.9 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึงแรงดัน 820 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 60.30 KHz



ภาพที่ 4.10 แสดงการต่อโหลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ถึง ค่าแรงดัน 1,090 V

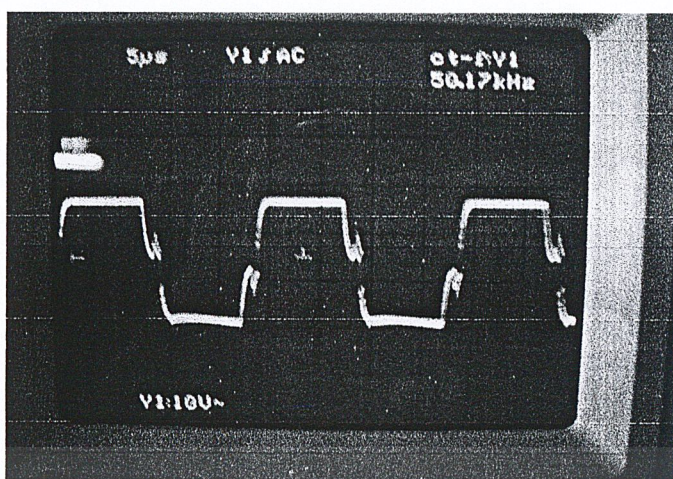


ภาพที่ 4.11 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับค่าความถี่จนถึงแรงดัน 1,090 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 55.19 KHz

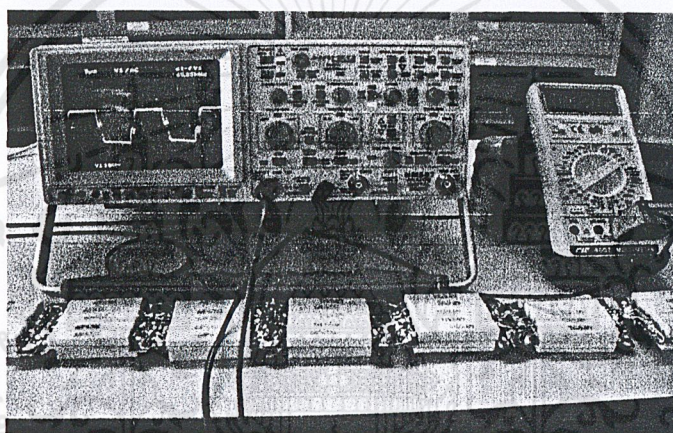


ภาพที่ 4.12 แสดงการต่อโหลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ถึงได้ค่าแรงดัน 1,490V

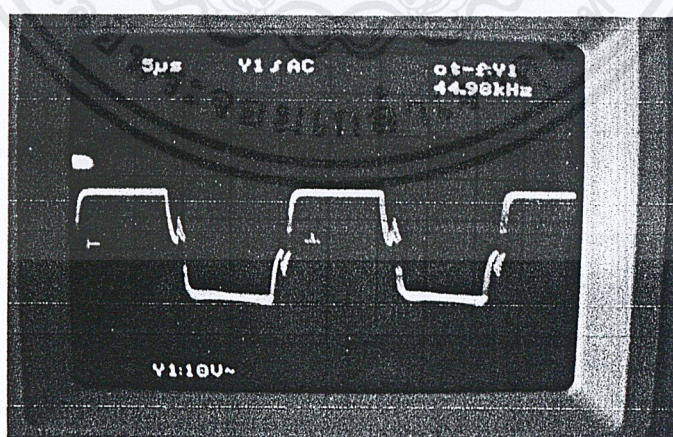
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



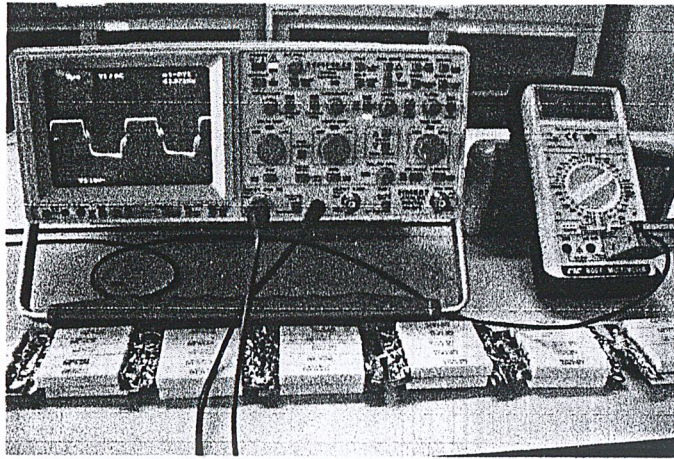
ภาพที่ 4.13 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึงแรงดัน 1,490 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 50.17 KHz



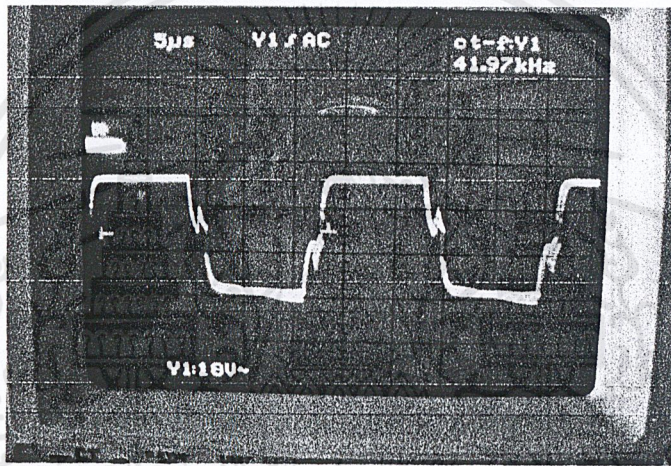
ภาพที่ 4.14 แสดงการต่อโหนดเข้าไปในวงจรแล้วปรับแรงดันลงได้ค่าแรงดัน 2,200 V



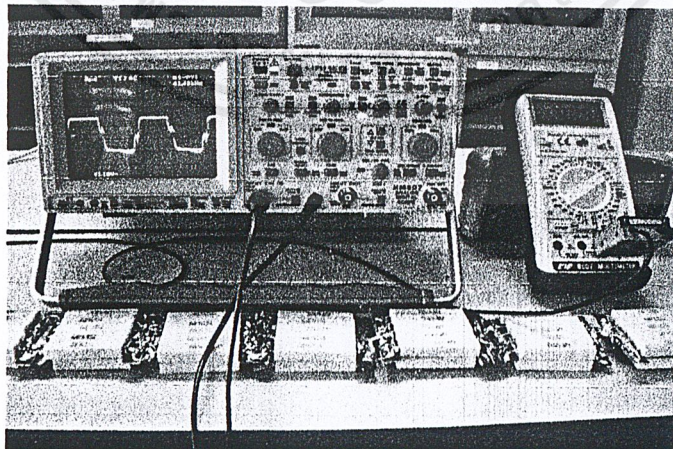
ภาพที่ 4.15 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึง แรงดัน 2,200 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 44.90 KHz



ภาพที่ 4.16 แสดงการต่อโพลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ลงได้ค่าแรงดัน 3,200 V

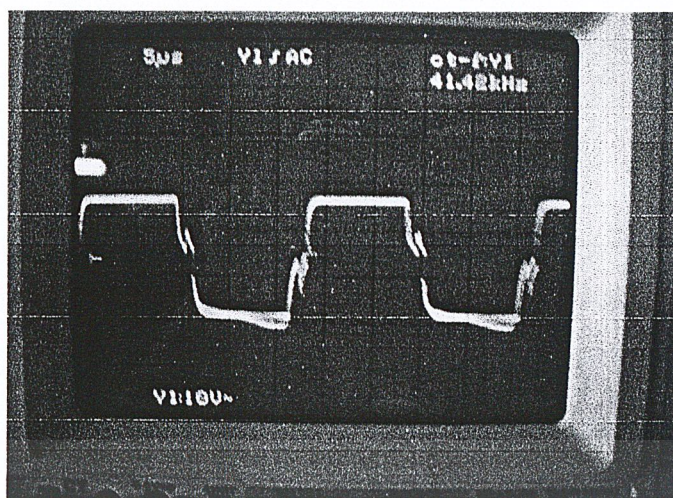


ภาพที่ 4.17 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึงแรงดัน 3,200 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 41.97 KHz



ภาพที่ 4.18 แสดงการต่อโพลดเข้าไปในวงจรแล้วปรับความถี่ลงได้ค่าแรงดัน 4,050 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.19 แสดงค่าความถี่ที่เกิดขึ้นจากการปรับความถี่ลงจนถึงแรงดัน 4,050 V ซึ่งค่าความถี่ที่ได้คือค่า 41.42 KHz



บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานที่ภาคต่างๆ ได้ให้ผลเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของโครงงานชุดนี้ โดยสามารถอธิบายการทดลองต่างๆดังนี้ ที่ภาค Generate & control frequency ซึ่งใช้ IC TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตความถี่ในช่วง 30 KHz – 74 KHz การกำเนิดความถี่ทำได้โดยการกำหนดค่า RT โดยใช้ CT คงที่ ค่า RT ที่ปรับเปลี่ยนไปมานี้จะเป็น Active Resister โดยประกอบขึ้นมาจากวงจรของออปแอมป์และเปลี่ยนค่า ค.ต.ท ตามแรงดันที่ขา Inverting และ Non-Inverting มีข้อดีคือมีเสถียรภาพดีกว่า Passive Resistor

ในส่วนของ Active Resister จะมีด้วยกันทั้งหมด 3 ชุด 2 ชุดแรกเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ที่ต้องการใช้งาน ส่วนอีกตัวหนึ่งจะเป็นตัวรับ Feedback control ของวงจรไม่ให้เกิดค่ากำลัง output ที่กำหนด

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากภาคนี้อาจจะถูกขับให้แรงขึ้นที่ภาค Drive แล้วทำการ coupling ผ่านหม้อแปลง เพื่อขับเพาเวอร์มอสเฟต สัญญาณที่ได้จากภาคนี้อาจจะมีค่าถึง 300 V และจะส่งผลไปยังชุดเรโซแนนซ์ เพื่อทำการส่ง coupling ไปยังภาคเอาต์พุต

ความถี่ที่ปรับไว้ที่ภาค control จะต้องสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์ ที่คำนวณไว้ที่ชุดเรโซแนนซ์ คือ 28.52 KHz แต่ในความเป็นจริงจะตั้งค่าความถี่ต่ำสุดไว้ที่ 30 KHz เพราะถ้าให้วงจรทำงานพอดีกับความถี่เรโซแนนซ์ จะทำให้ชุดเรโซแนนซ์ มีค่า ค.ต.ท ต่ำมาก เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการนำกระแสอย่างรุนแรงและทำให้เกิดการเสียหายได้ ในการทดลองจะตั้งความถี่ไว้ที่สูงสุดคือ 74 KHz ก่อนแล้วค่อยๆ ลดลงมาที่ต่ำสุดคือ 30 KHz เราจะไม่ใช้ความถี่ทางด้านต่ำกว่า เนื่องจากเป็นย่านที่หุมนุญษ์ได้ขึ้น เวลาการทำงานจะเกิดการรบกวนได้โครงงานนี้จะได้แรงดันสูงสุด 4 KV และกระแสสูงสุด 250mA (Power=1000W) แต่การทดลองจะตั้งไว้ที่ 4 KV, 200mA (power=1000W)

เมื่อต่อชุด Feedback เข้าไปสังเกตได้ว่าหากโหลดดึงกระแสเพิ่มขึ้น แรงดันที่ Feedback transformer จะเพิ่มตาม เป็นผลให้ออปแอมป์ที่ต่ออยู่กับชุด Feedback นี้บังคับให้ผลิตความถี่เพิ่มขึ้น ผลก็คือ คิงกระแสน้อยลงนั่นเองและที่ Feedback สามารถกำหนดไว้ด้วยว่าจะจ่ายให้อาท์พุตสูงสุดเท่าไร

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข

- การวัดสัญญาณที่ภาค Control ขณะที่มีชุด feedback และที่ Full Load มีผลทำให้สัญญาณ ภาค Control ผิดเพี้ยนไปและเกิดการออสซิลเลชันขึ้นเป็นผลทำให้ เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหาย
- แนวทางการแก้ไข หากจะวัดสัญญาณที่ภาค Control ต้องทำขณะที่ยังไม่มีเพาเวอร์มอสเฟต และ โหลด
- การพันหม้อแปลง feedback จากข้อมูลเก๋าให้อัตราส่วนมาคือ 1:1 ซึ่งจะได้ค่าแรงดันที่ ออกไป แอมป์ มากจนทำให้เสียหาย
- การแก้ไข ทำได้โดยการลดอัตราส่วนลงจนในที่สุดใช้ค่า 1:60
- การพันหม้อแปลง 2 ตัว ที่ชุดเรโซแนนซ์ เพื่อให้เหมาะสมกับย่านความถี่ที่ภาค Control ต้องทำหลายครั้ง เนื่องจากค่า L ที่ได้จากการคำนวณกับการพันจริงไม่เท่ากัน
- การแก้ไขโดยการพัน L1 ให้มีค่าคงที่ก่อนแล้วค่อยเปลี่ยนจำนวนรอบ L2 จะได้ค่าประมาณ 0.231mH เมื่อทำการคำนวณแล้วจะใกล้ความถี่เรโซแนนซ์คำนวณแล้วจะใกล้เคียงความถี่เรโซแนนซ์
- ปัญหาเรื่องความร้อน เพาเวอร์มอสเฟต
- การแก้ไขโดยการเพิ่มเพาเวอร์มอสเฟต เข้ามาอีกคู่หนึ่งต่อขนานเข้ากับตัวเดิมและติด Heatsink ขนาดใหญ่ขึ้น

บรรณานุกรม

- สุวัฒน์ คั่น เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย พิมพ์ครั้งที่ 2 กรุงเทพฯ ซีเอ็ด บุ๊คเซ็น, 2538 .
- Alleva, C., Power Supplies – Make the Specs Work You, Evaluation Engineering, Apr. 1988.
- Beckman Industrial, Design’s Guide for Magnetic Components, 1991.



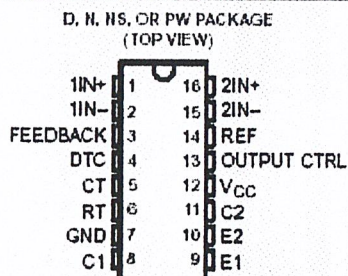


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1993 – REVISED JULY 1999

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_i = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_i = V_{ref}$	Normal push-pull operation



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

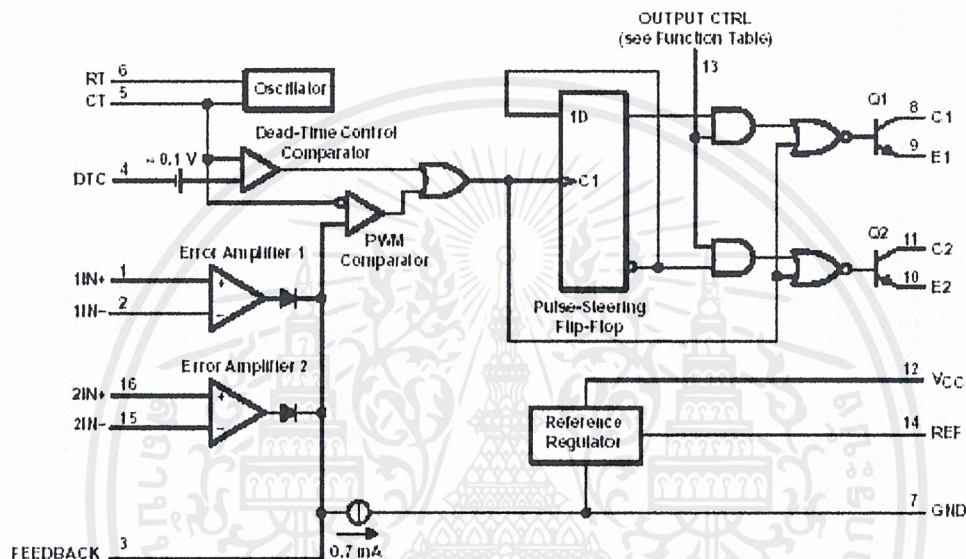
SLV9074B - JANUARY 1983 - REVISED JULY 1992

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	CHIP FORM (Y)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CPW	TL494Y
-40°C to 85°C	TL494D	TL494N	—	—	—

The D, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR). Chip forms are tested at 25°C.

functional block diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074B - JANUARY 1983 - REVISED JULY 1992

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

		TL494	UNIT	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		41	V	
Amplifier input voltage, V_i		$V_{CC}+0.3$	V	
Collector output voltage, V_O		41	V	
Collector output current, I_O		250	mA	
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3)	D package	73	°C	
	N package	88		
	NS package	64		
	PW package	108		
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		D, N, or PW package	260	°C
Storage temperature range, T_{stg}			-65 to 150	°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

	TL494		UNIT	
	MIN	MAX		
Supply voltage, V_{CC}	7	40	V	
Amplifier input voltage, V_i	-0.3	$V_{CC}-2$	V	
Collector output voltage, V_O		40	V	
Collector output current (each transistor)		200	mA	
Current into feedback terminal		0.3	mA	
Oscillator frequency, f_{osc}	1	300	kHz	
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	nF	
Timing resistor, R_T	1.8	500	k Ω	
Operating free-air temperature, T_A	TL494C	0	70	°C
	TL494I	-40	85	

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1992

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494J			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494J			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature**	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$$

* Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494J			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		2	10	mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		25	250	nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_f = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_f = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-6\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 0.7 V		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 3.5 V		-2		mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1993 – REVISED JULY 1992

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$		5		V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2		mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1		mV
Short-circuit output current‡	REF = 0 V		25		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

‡ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency§	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		1		Hz/kHz

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1}}$$

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		2		mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		25		nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		0.2		nA
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_f = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$		80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 0.7 V		0.7		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV5074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1992

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$	2	100		μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$	1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_O(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$	1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$	-2	-10		μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle	4	4.5		V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLV9074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1992

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

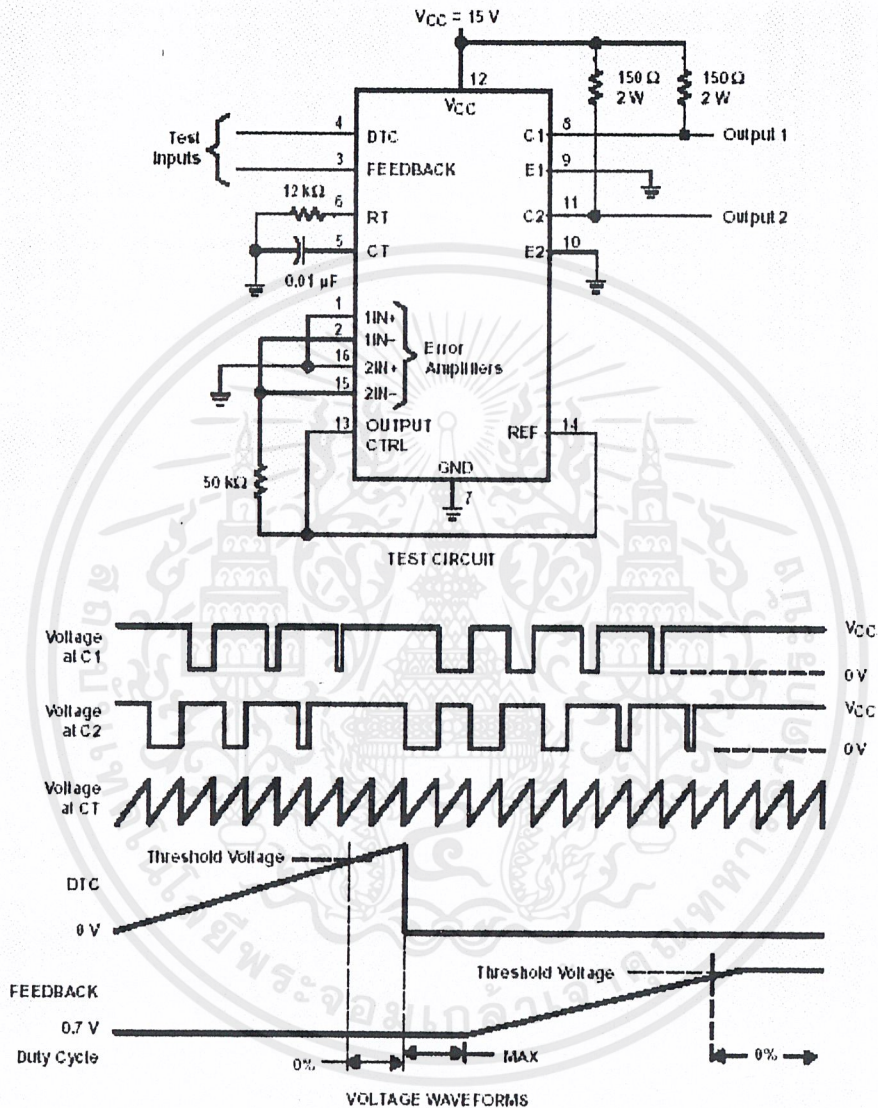
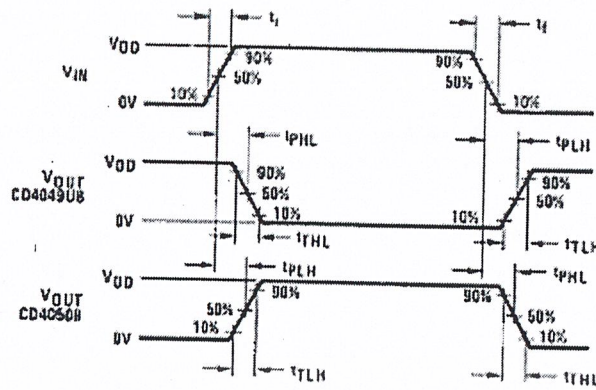


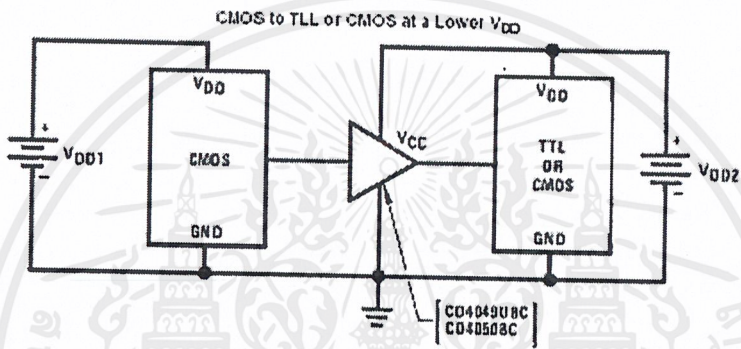
Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

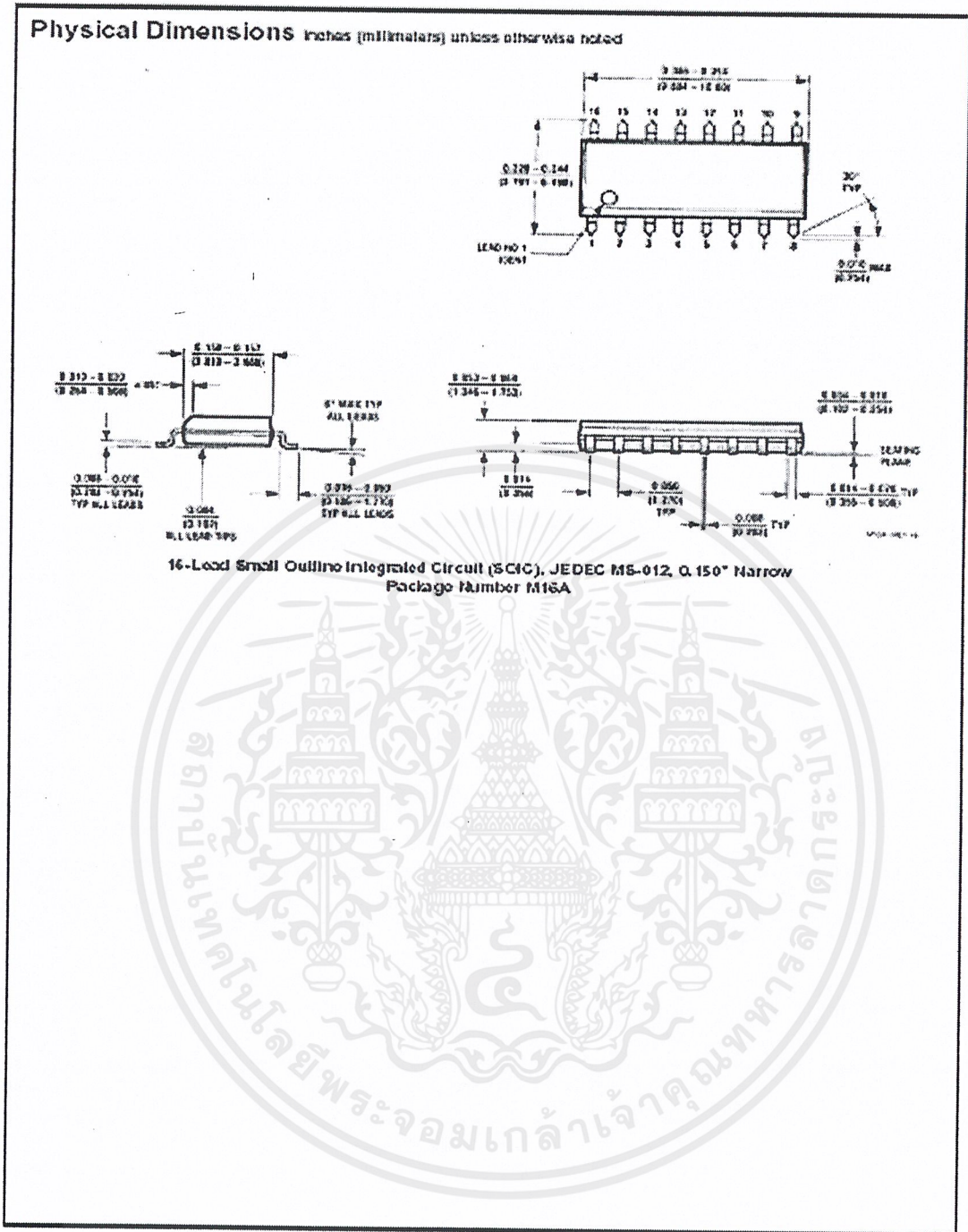
Switching Time Waveforms



Typical Applications

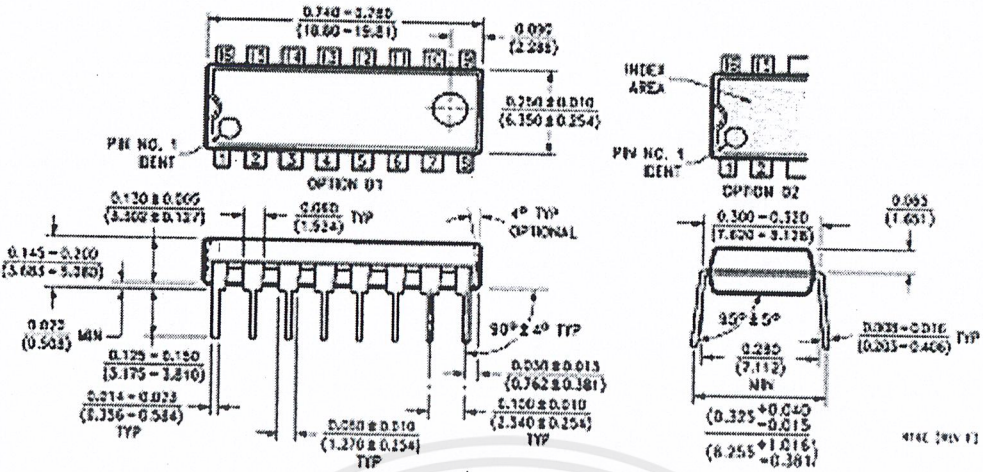


$V_{DD1} > V_{DD2}$
 In the case of the CD4049UBC the output drive capability increases with increasing input voltage.
 E.g. if $V_{DD1} = 10V$ the CD4049UBC could drive 4 TTL loads.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide Package Number N16E

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

www.fairchildsemi.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

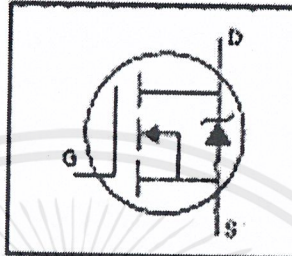
International IR Rectifier

PD-9.3250

IRF510

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{OSS} = 100V$$

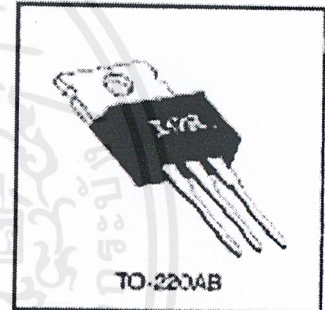
$$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$$

$$I_D = 5.6A$$

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \leq 10V$	5.6	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \leq 10V$	4.0	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (1)	20	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	43	W
	Linear Derating Factor	0.20	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (2)	100	mJ
I_{AV}	Avalanche Current (3)	5.5	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (3)	4.3	mJ
$t_{dV/dt}$	Peak Diode Recovery dV/dt (3)	5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 in-lb (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	9.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{DS(BO)}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=250\mu\text{A}$
$\Delta V_{DS(BO)}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	$\text{V}/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	$V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=3.4\text{A}$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu\text{A}$
g_m	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50\text{V}$, $I_D=3.4\text{A}$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{GS}=100\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$
		—	—	250	μA	$V_{GS}=80\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$, $T_J=150^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=20\text{V}$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=20\text{V}$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	0.3	nC	$I_D=5.6\text{A}$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3	nC	$V_{GS}=80\text{V}$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8	nC	$V_{GS}=10\text{V}$ See Fig. 6 and 13 ②
$t_{r(on)}$	Turn-On Delay Time	—	0.9	—	ns	$V_{GS}=50\text{V}$
t_f	Fall Time	—	16	—	ns	$I_D=5.6\text{A}$
$t_{r(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	15	—	ns	$R_G=24\Omega$
t_f	Fall Time	—	9.4	—	ns	$R_G=8.4\Omega$ See Figure 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0\text{V}$
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—	pF	$V_{DS}=20\text{V}$
C_{rsw}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—	pF	$f=1\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	20	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=5.6\text{A}$, $V_{GS}=0\text{V}$ ②
t_r	Reverse Recovery Time	—	100	300	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=5.6\text{A}$
Q_r	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	$dI/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

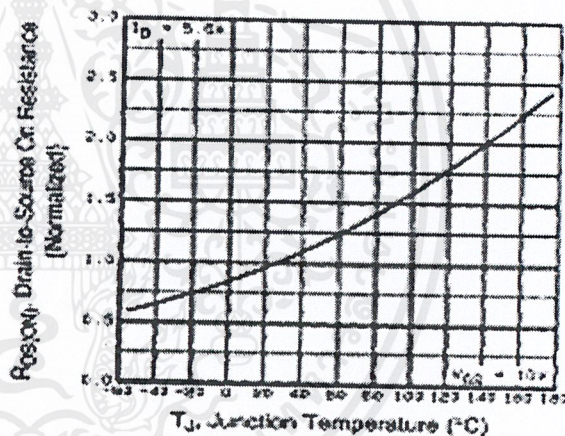
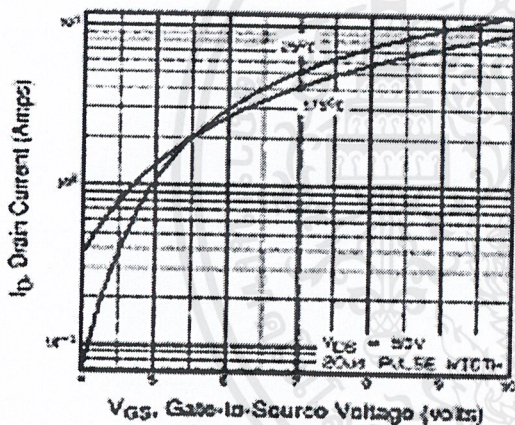
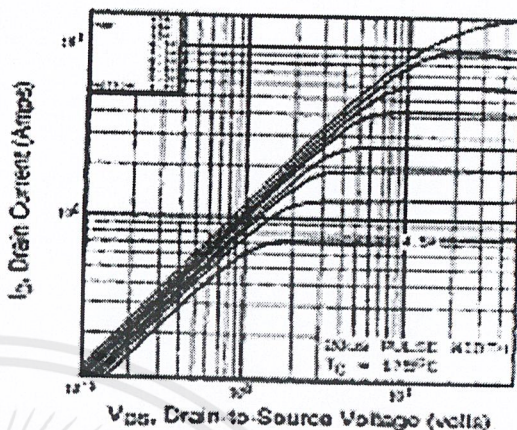
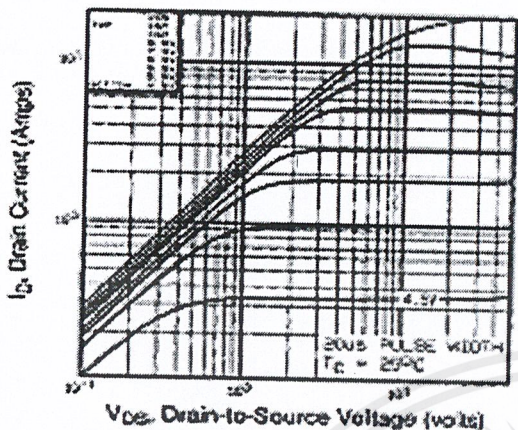
Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $I_D=5.6\text{A}$, $dI/dt=75\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{GS}=V_{DS(BO)}$, $T_J=175^\circ\text{C}$
- ③ $V_{GS}=25\text{V}$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.8\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{DS}=5.6\text{A}$ (See Figure 12)
- ④ Pulse width $\leq 300\text{ns}$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

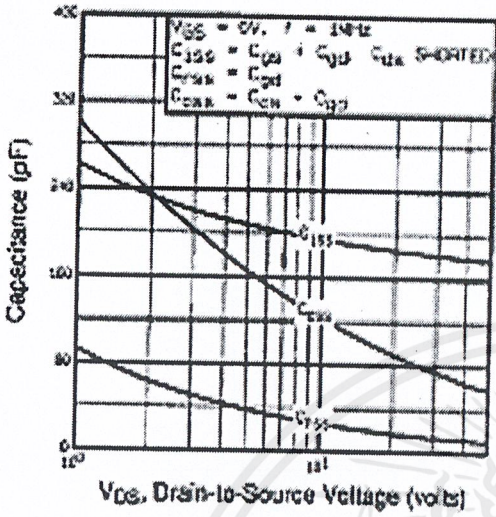


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

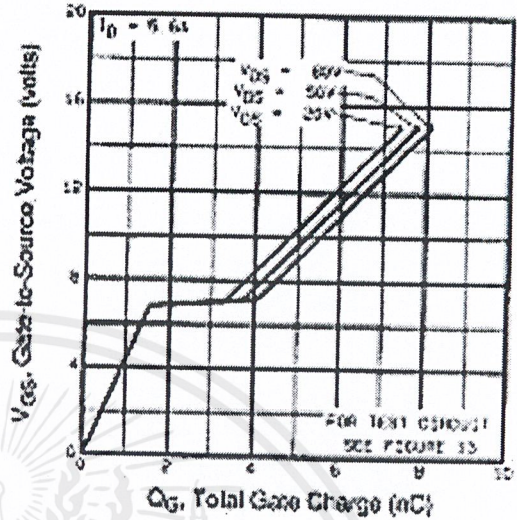


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

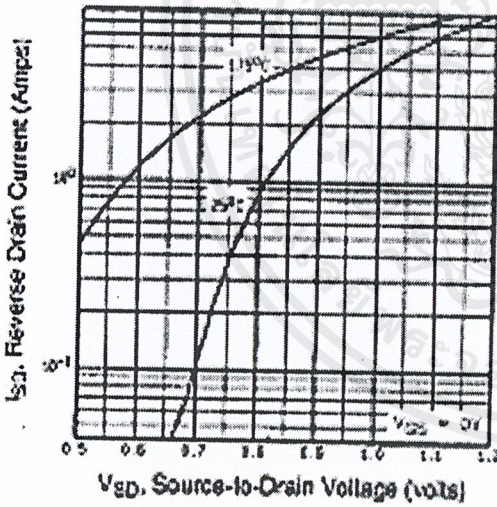


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

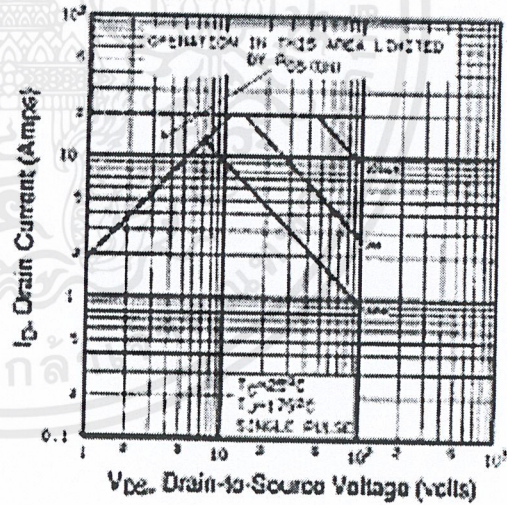


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

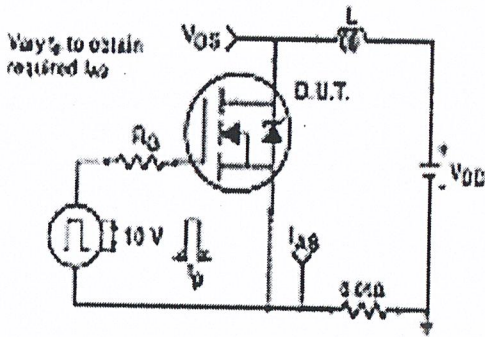


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

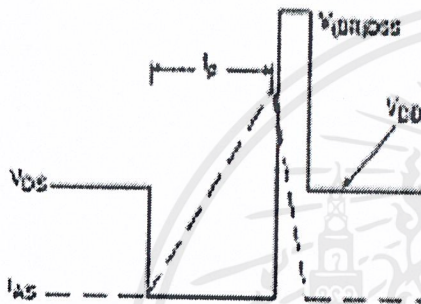


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

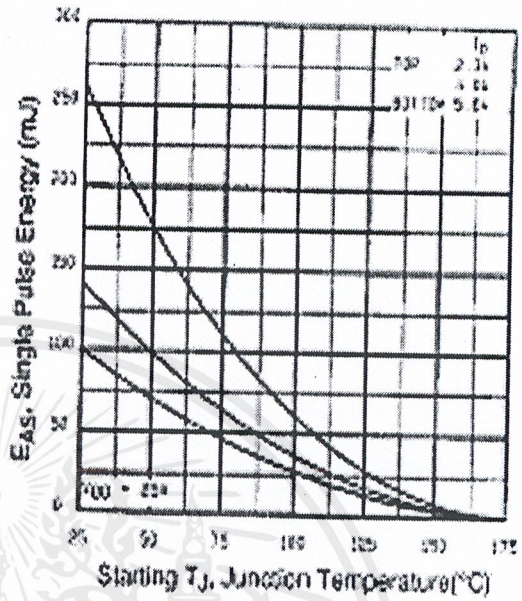


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

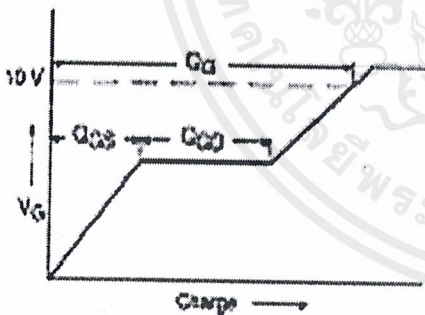


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

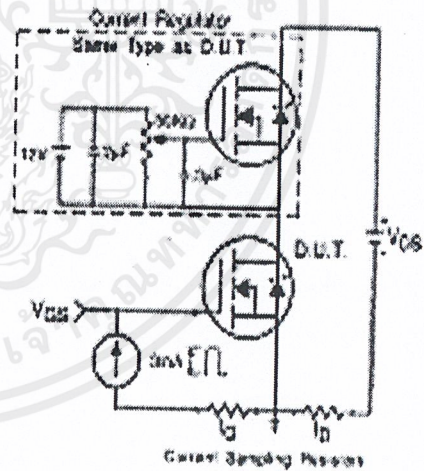


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



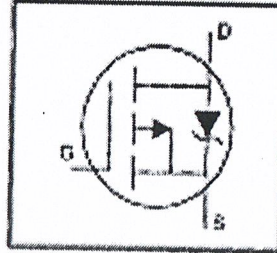
International IR Rectifier

PD-9.390D

IRF9510

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = -100V$$

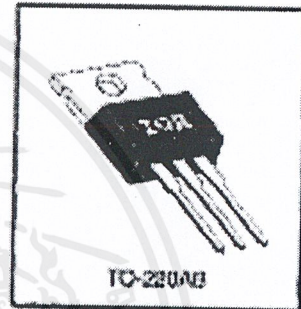
$$R_{DS(on)} = 1.2\Omega$$

$$I_D = -4.0A$$

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-4.0	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-2.5	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (1)	-16	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	43	W
	Linear Derating Factor	0.29	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	120	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (2)	200	mJ
I_{AV}	Avalanche Current (2)	-4.0	A
E_{RS}	Repetitive Avalanche Energy (2)	43	mJ
dV/dt	Peak Clude Recovery dV/dt (2)	-5.5	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 N/m (1.1 Nm)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	—	3.5	°C/W
R_{CS}	Case-to-Sink, Flat, Grouded Surface	—	0.60	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF9510



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{DS(BR)}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=-250\text{mA}$
$\Delta V_{DS(BR)}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.001	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D=-1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	1.2	Ω	$V_{GS}=-10\text{V}$, $I_D=-2.4\text{A}$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{GS}=V_{DS}$, $I_D=-250\mu\text{A}$
g_m	Forward Transconductance	1.0	—	—	S	$V_{GS}=-50\text{V}$, $I_D=-2.4\text{A}$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-100	μA	$V_{GS}=-100\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$ $V_{GS}=-60\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$, $T_J=150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	-100	nA	$V_{DS}=20\text{V}$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20\text{V}$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	8.7	nC	$I_D=-4.0\text{A}$ $V_{GS}=-80\text{V}$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.2	nC	$V_{GS}=-10\text{V}$ See Fig. 6 and 13 ③
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	4.1	nC	
t_{on}	Turn-On Delay Time	—	10	—	ns	$V_{GS}=-50\text{V}$ $I_D=-4.0\text{A}$
t_r	Rise Time	—	27	—	ns	$R_G=20\Omega$
t_{off}	Turn-Off Delay Time	—	15	—	ns	
t_f	Fall Time	—	17	—	ns	$R_G=11\Omega$ See Figure 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25 in.) from package and center of drain contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	100	—	pF	$V_{DS}=0\text{V}$
C_{oss}	Output Capacitance	—	94	—	pF	$V_{GS}=-25\text{V}$
C_{rsw}	Reverse Transfer Capacitance	—	18	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_D	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-4.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{DM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-16	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-5.6	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_D=-4.0\text{A}$, $V_{GS}=0\text{V}$ ②
t_r	Reverse Recovery Time	—	82	180	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_D=-4.0\text{A}$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.15	0.30	μC	$dI/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S & L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $I_{DM}=-4.0\text{A}$, $dI/dt=75\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{GS}=V_{DS(BR)}$, $T_J=175^\circ\text{C}$
- ③ $V_{GS}=-25\text{V}$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=10\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=-4.0\text{A}$ (See Figure 12)
- ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

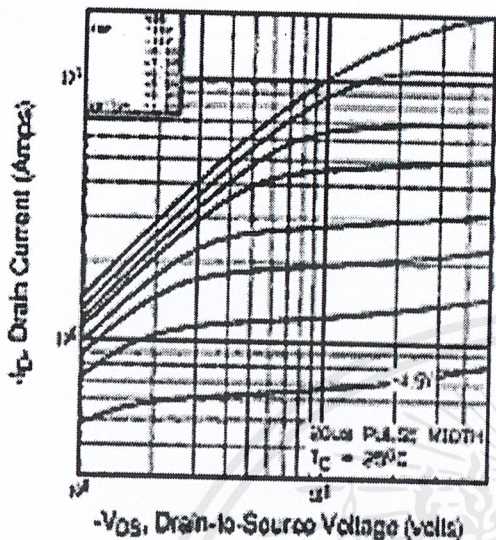


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_c=25^\circ\text{C}$

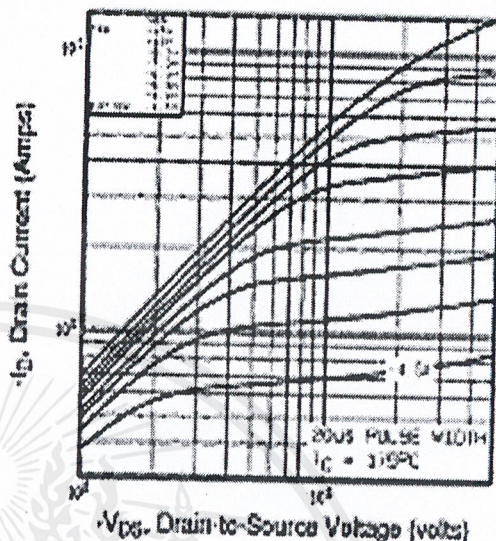


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_c=175^\circ\text{C}$

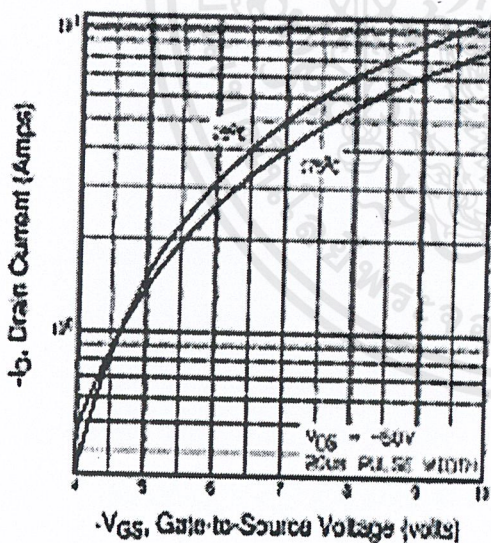


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

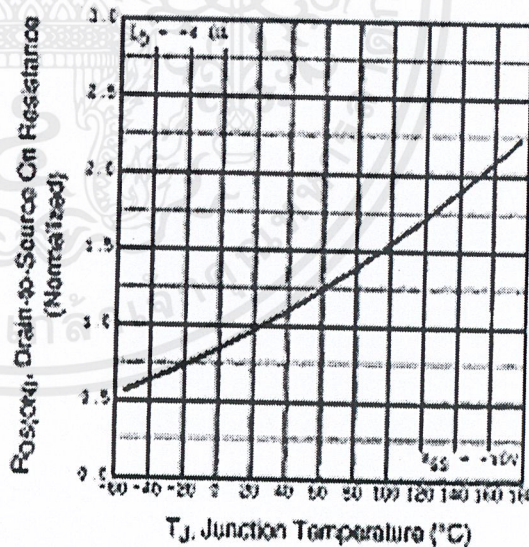


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF9510

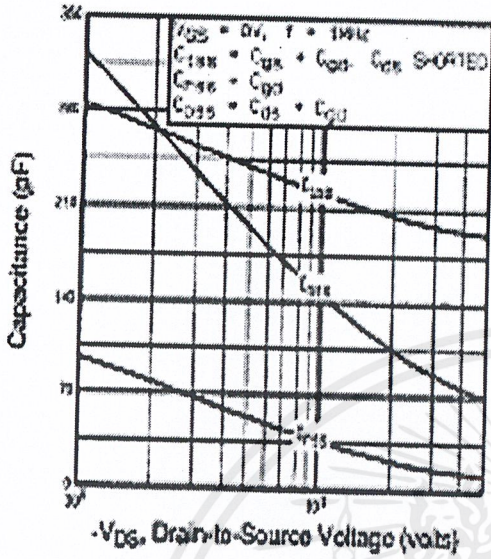


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

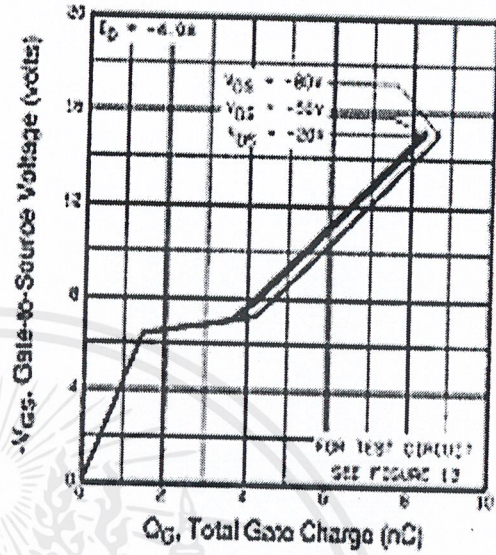


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

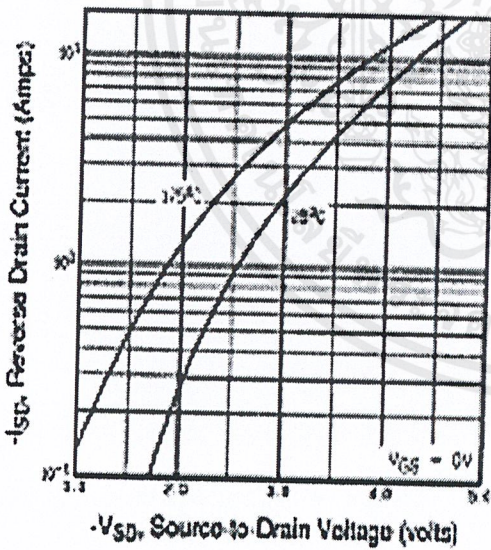


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

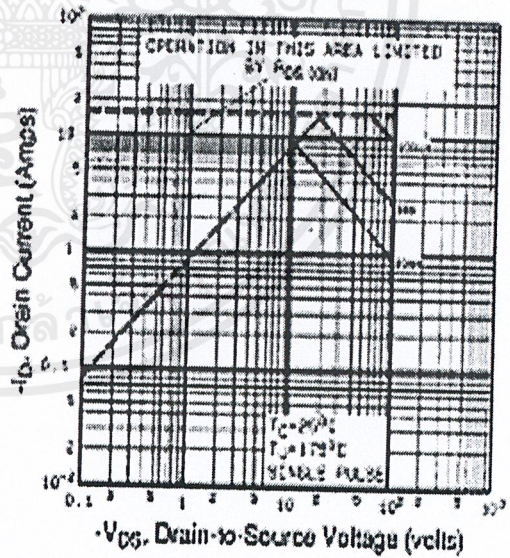


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF9510

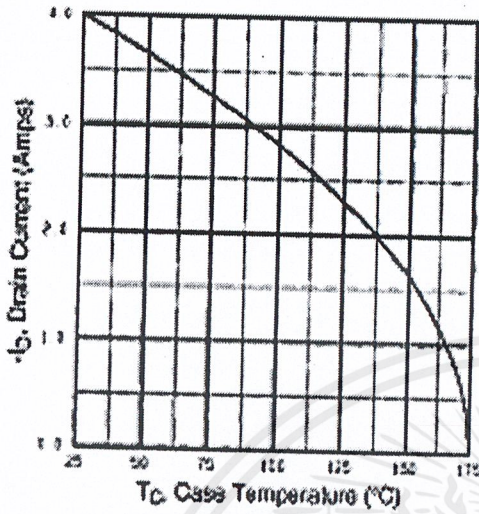


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

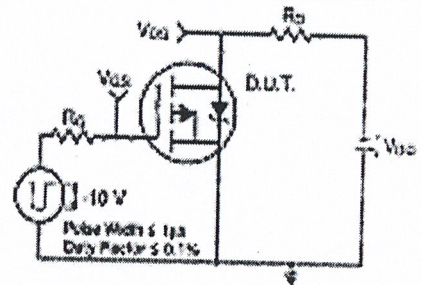


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

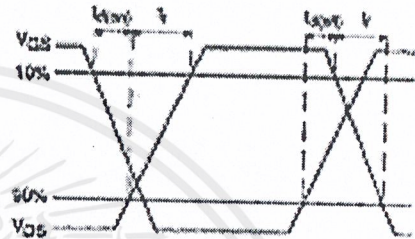


Fig 10b. Switching Time Waveforms

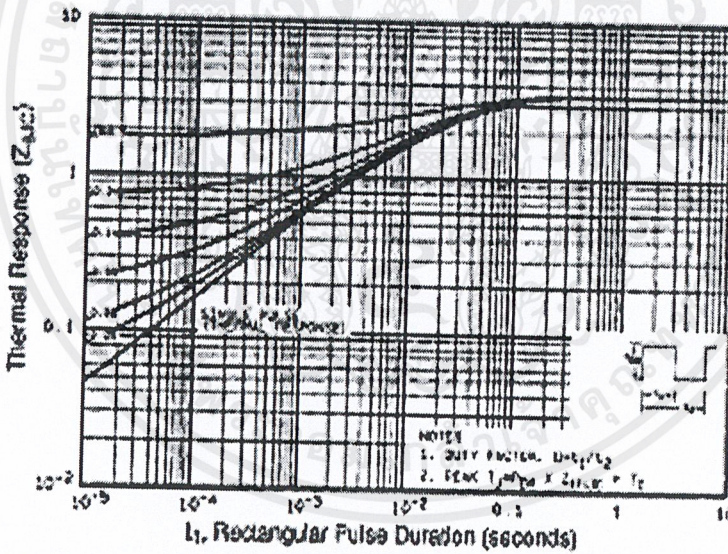


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

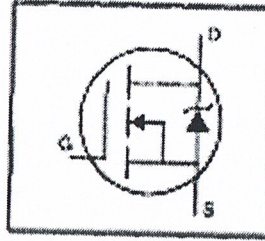
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460**HEXFET® Power MOSFET**

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



$$V_{DSS} = 500V$$

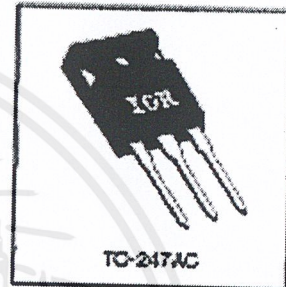
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10\text{ V}$	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10\text{ V}$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current (1)	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	280	W
	Linear Operating Factor	2.2	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (2)	980	mJ
I_{AS}	Avalanche Current (2)	20	A
E_{RS}	Repetitive Avalanche Energy (2)	28	mJ
dI/dt	Peak Diode Recovery dI/dt (2)	3.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{S10}			
	Mounting Torque, 6-32 or M5 screw	10 lb-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
R_{CS}	Case-to-Sink, Flat, Gressed Surface	—	0.24	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460



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

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{DS(BOSS)}$	500	—	—	V	$V_{GS}=0\text{V}, I_D=250\mu\text{A}$
$\Delta V_{DS(BOSS)}/\Delta T$	—	0.83	—	$^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10\text{V}, I_D=12\text{A}$ Ⓢ
$V_{GS(th)}$	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu\text{A}$
g_m	13	—	—	S	$V_{GS}=50\text{V}, I_D=12\text{A}$ Ⓢ
I_{DSS}	—	—	25	μA	$V_{GS}=50\text{V}, V_{DS}=0\text{V}$
	—	—	250	μA	$V_{GS}=40\text{V}, V_{DS}=0\text{V}, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	—	—	100	nA	$V_{GS}=20\text{V}$
	—	—	100	nA	$V_{GS}=-20\text{V}$
Q_g	—	—	210	nC	$I_D=20\text{A}$
Q_{gs}	—	—	20	nC	$V_{GS}=40\text{V}$
Q_{gd}	—	—	110	nC	$V_{GS}=10\text{V}$ See Fig. 8 and 13 Ⓢ
t_{on}	—	18	—	ns	$V_{GS}=35\text{V}$
t_r	—	52	—	ns	$I_D=20\text{A}$
t_{off}	—	110	—	ns	$R_G=10\Omega$
t_f	—	53	—	ns	$R_G=10\Omega$ See Figure 10 Ⓢ
L_D	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25 in.) from package and center of die contact
L_S	—	13	—	nH	
C_{in}	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0\text{V}$
C_{out}	—	870	—	pF	$V_{GS}=25\text{V}$
C_{tr}	—	350	—	pF	$f=1\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	—	—	80	A	
V_{SD}	—	—	1.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_D=20\text{A}, V_{GS}=0\text{V}$ Ⓢ
t_r	—	570	600	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_D=20\text{A}$
Q_r	—	5.7	8.6	μC	$I_{SM}=100\text{A}, I_D=20\text{A}$ Ⓢ
t_{on}	Minimum turn-on time is required for I_{SM} and is determined by $t_r + t_{tr}$				

Notes:

- Ⓢ Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- Ⓢ $I_{DSS} \leq 20\text{A}$, $dI_{DSS} \leq 160\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{GS} \leq 50\text{V}$ (max.), $T_J=150^\circ\text{C}$
- Ⓢ $V_{GS}=50\text{V}$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3\text{nH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{GS}=20\text{A}$ (See Figure 12)
- Ⓢ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

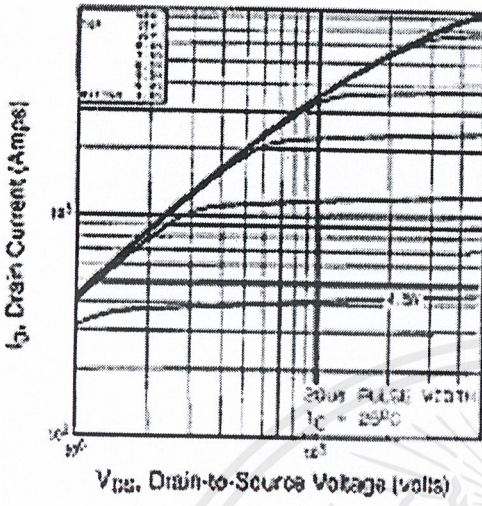


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

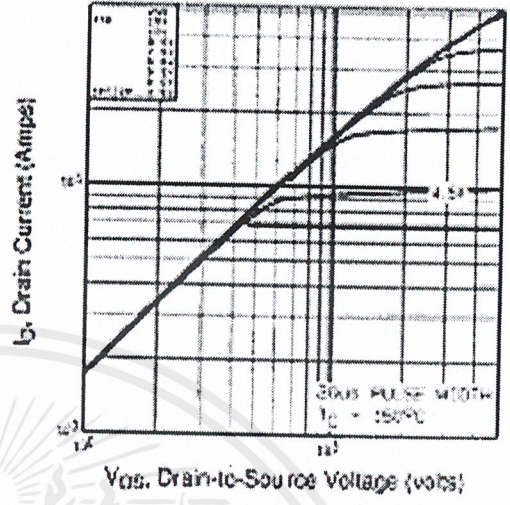


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

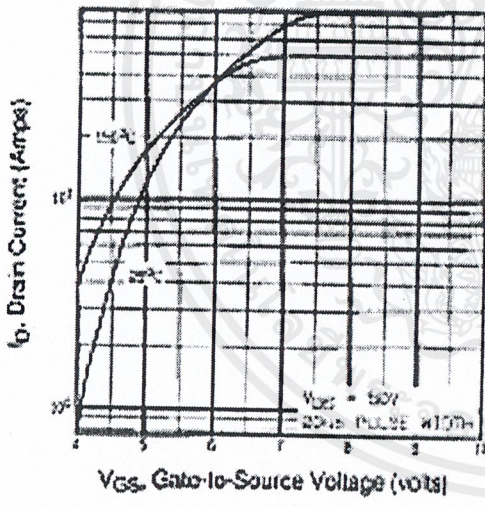


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

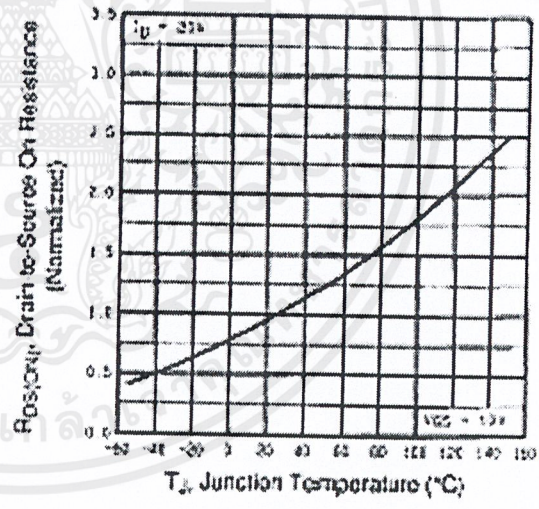


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

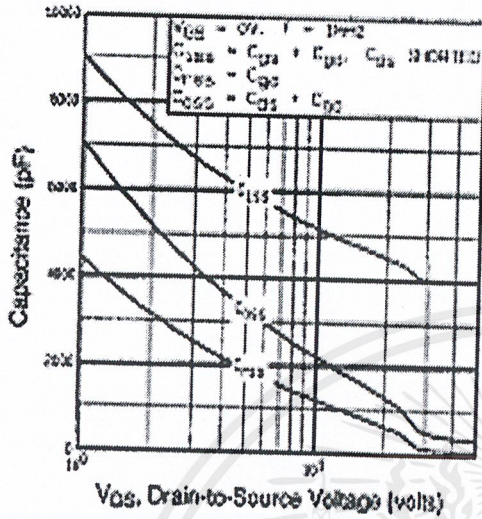


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

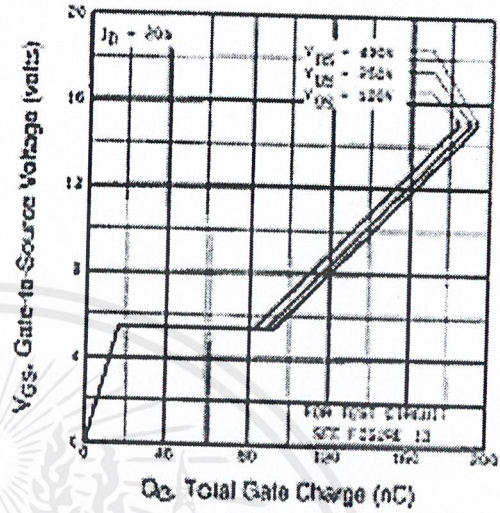


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

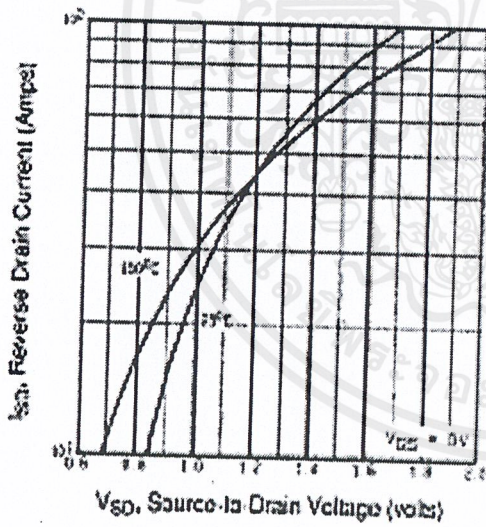


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

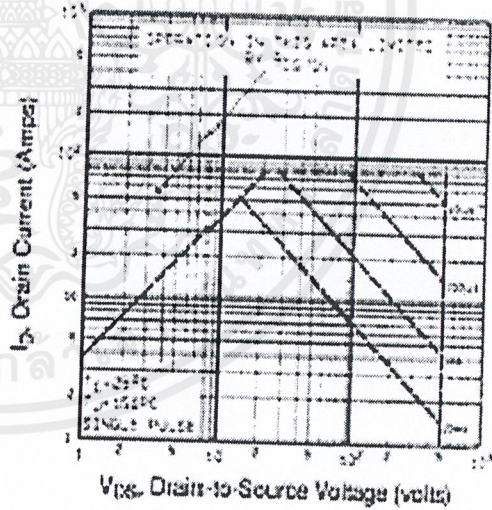


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

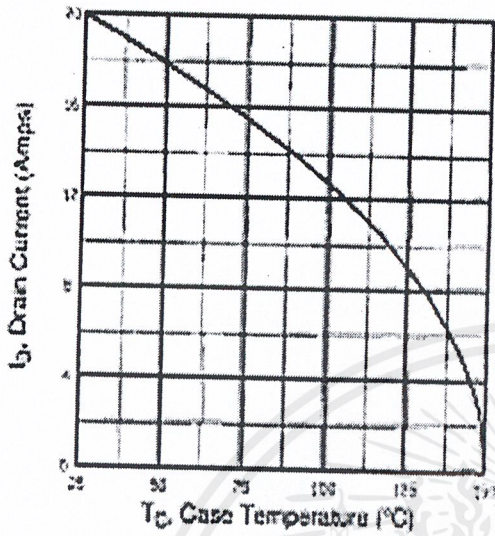


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

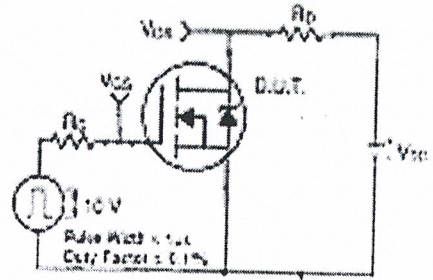


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

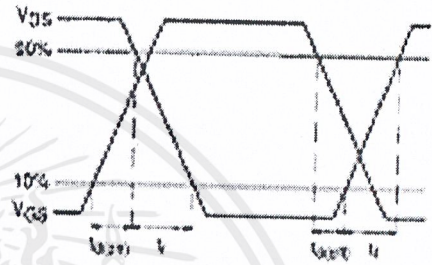


Fig 10b. Switching Time Waveforms

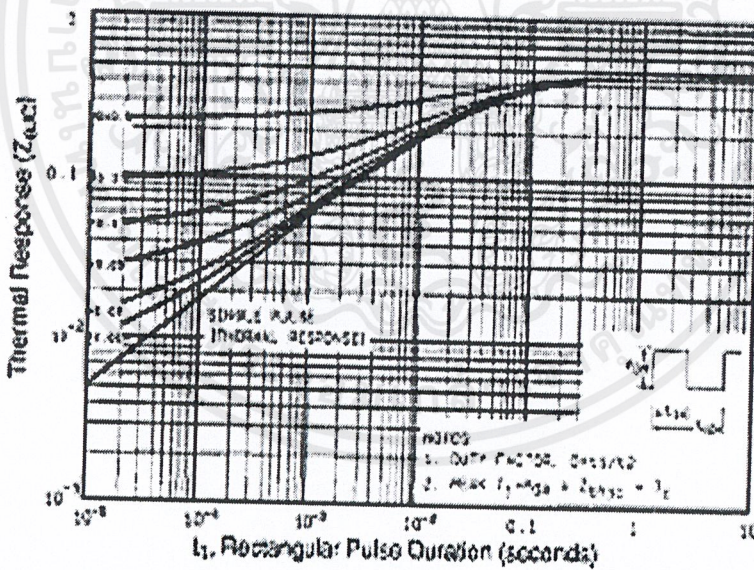


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

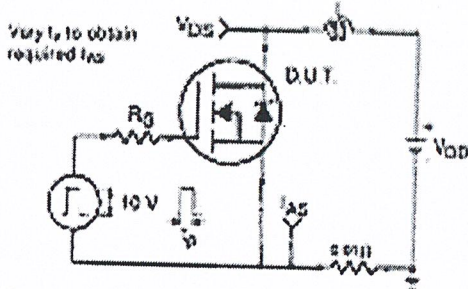


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

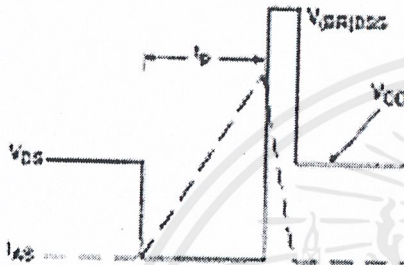


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

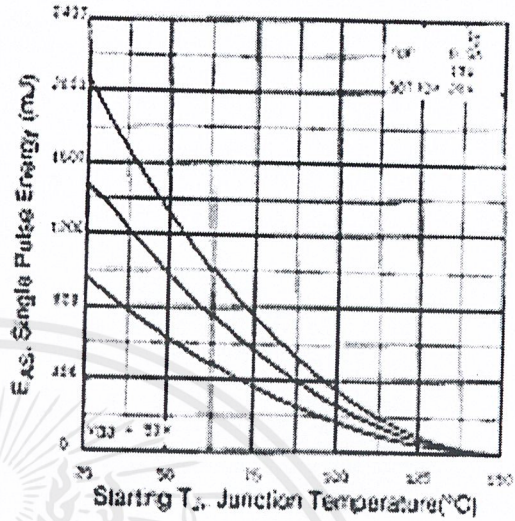


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

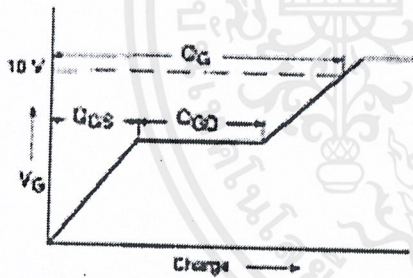


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

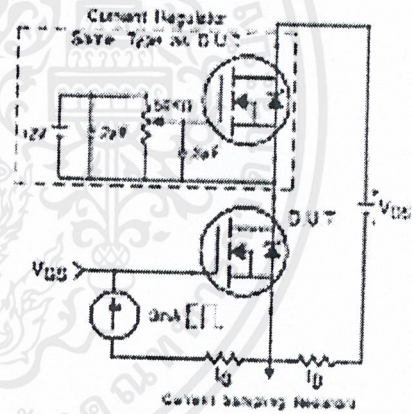


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14. Peak Diode Recovery d_{wdt} Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IRFP Rectifier

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Single Supply Quad Operational Amplifiers

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

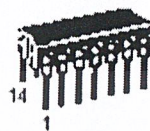
Features

- Pb-Free Packages are Available*
- Short-Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



PDP-14
N SUFFIX
CASE 646

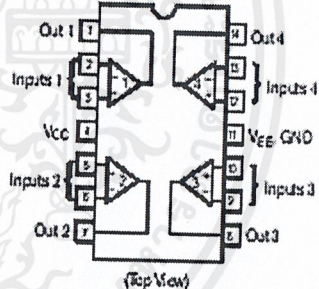


SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{O2}, V_{EE}	32 ± 16	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous	
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
ESD Protection at any Pin Human Body Model Machine Model	V_{ESD}	2000 200	V
Operating Ambient Temperature Range LM224 LM324, 324A LM2902 LM2902V, NCV2902	T_A	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Split Power Supplies.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0V, V_{EE} = GND, T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0V$ to $30V$ $V_{ICR} = 0V$ to $V_{CC} - 1.7V$ $V_O = 1.4V, R_S = 0\Omega$ $T_A = 25^\circ C$ $T_A = T_{High}$ (Note 2) $T_A = T_{Low}$ (Note 2)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Note 2)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\mu A/^\circ C$
Input Bias Current $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Note 2)	I_B	-	-50	-150	-	-45	-100	-	-50	-250	-	-30	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $V_{CC} = 30V$ $T_A = +25^\circ C$ $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Note 2)	V_{ICR}	0	-	25.3	0	-	25.3	0	-	25.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0k\Omega$ $V_{CC} = 15V$ for Large V_O Swing $T_A = T_{High}$ to T_{Low} (Note 2)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Common Mode Separation 10 kHz $\leq f \leq$ 20 kHz, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection $R_S \leq 10k\Omega$	CMR	70	65	-	65	70	-	65	70	-	60	70	-	60	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	60	100	-	60	100	-	dB

- LM224: $T_{Low} = -25^\circ C, T_{High} = +85^\circ C$
LM324/LM324A: $T_{Low} = 0^\circ C, T_{High} = +70^\circ C$
LM2902: $T_{Low} = -40^\circ C, T_{High} = +105^\circ C$
LM2902V & NCV2902: $T_{Low} = -40^\circ C, T_{High} = +125^\circ C$
NCV2902 is qualified for automotive use.
- The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7V$.
- Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0V$, $V_{EE} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage - High Limit ($T_A = T_{high}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 5.0V$, $R_L = 2.0k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 30V$ $R_L = 2.0k\Omega$ $V_{CC} = 30V$ $R_L = 10k\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
Output Voltage - Low Limit $V_{CC} = 5.0V$, $R_L = 10k\Omega$ $T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	100	-	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_D = +1.0V$, $V_{CC} = 15V$) $T_A = 25^\circ C$ $T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5)	I_{O+}	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	mA
Output Sink Current ($V_D = -1.0V$, $V_{CC} = 15V$) $T_A = 25^\circ C$ $T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5) ($V_D = -1.0V$, $V_O = 200mV$, $T_A = 25^\circ C$)	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	ISC	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{high}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 30V$ $V_D = 0V$, $R_L = -$ $V_{CC} = 5.0V$, $V_D = 0V$, $R_L = -$	I_{CC}	-	-	3.0	-	1.4	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	mA

5. LM224: $T_{low} = -25^\circ C$, $T_{high} = +85^\circ C$
 LM324/LM324A: $T_{low} = 0^\circ C$, $T_{high} = +70^\circ C$
 LM2902: $T_{low} = -40^\circ C$, $T_{high} = +105^\circ C$
 LM2902V & NCV2902: $T_{low} = -40^\circ C$, $T_{high} = +125^\circ C$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7V$.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

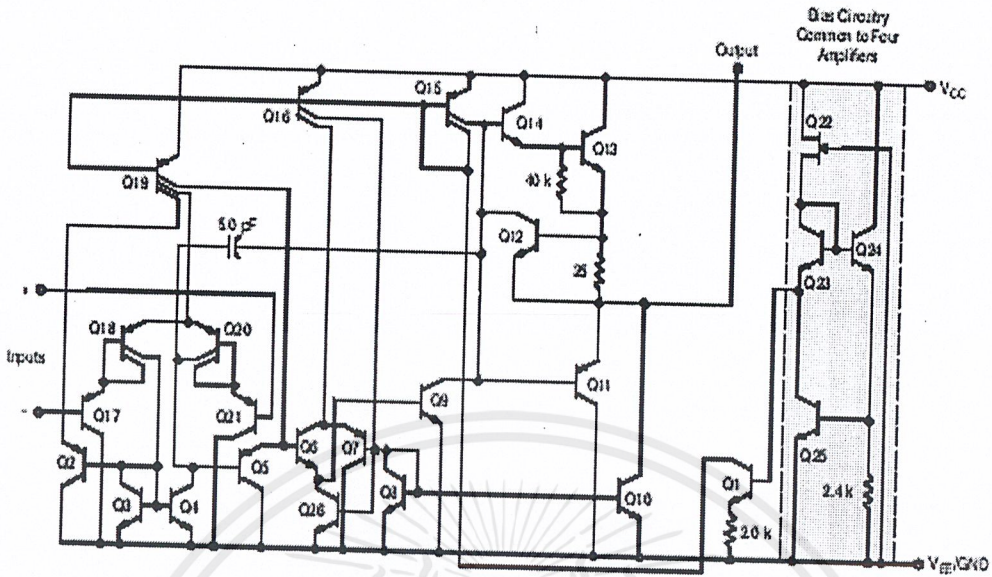


Figure 1. Representative Circuit Diagram (One-Fourth of Circuit Shown)

CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

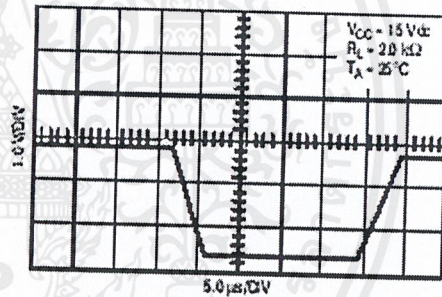


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

Each amplifier is biased from an internal voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.



Figure 3.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

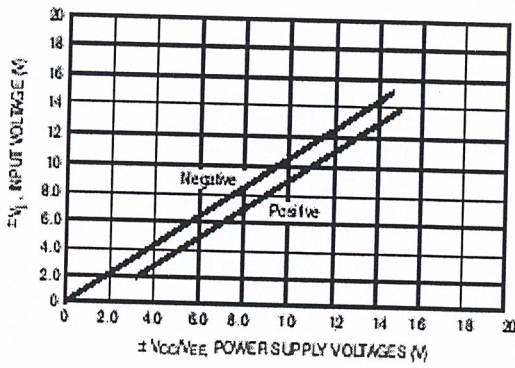


Figure 4. Input Voltage Range

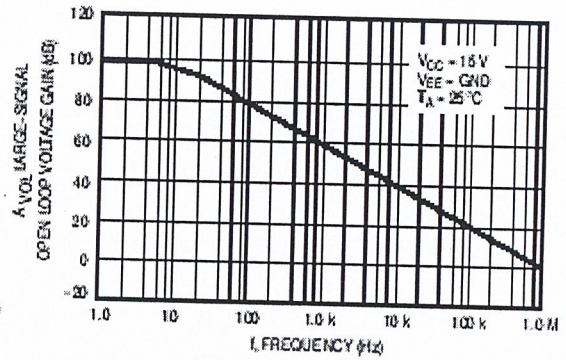


Figure 5. Open Loop Frequency

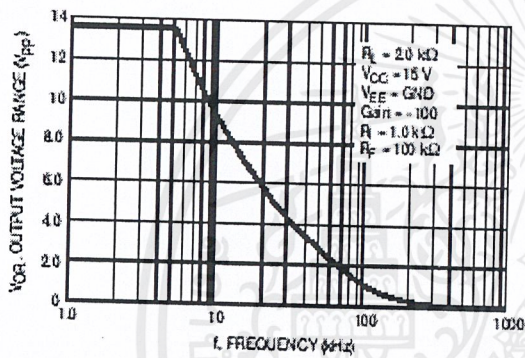


Figure 6. Large-Signal Frequency Response

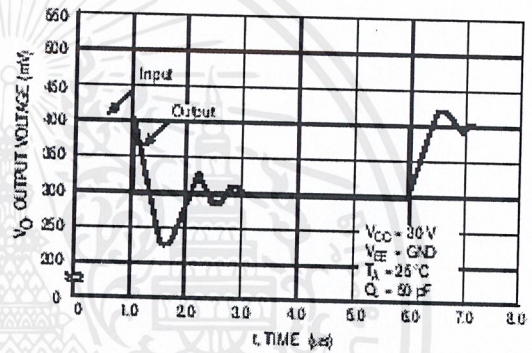


Figure 7. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

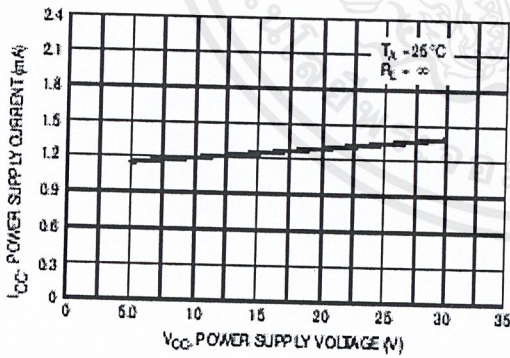


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

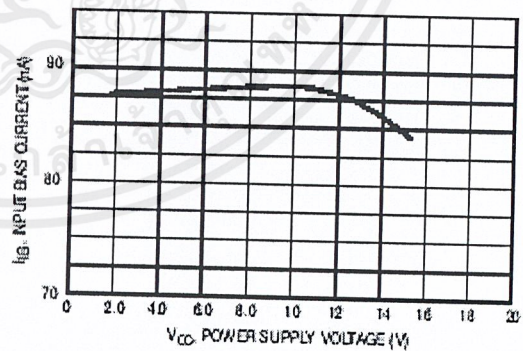


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

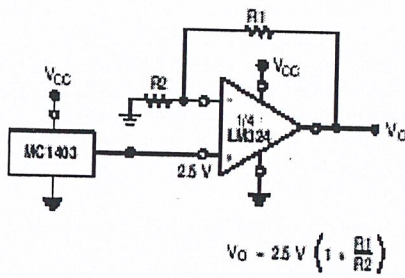


Figure 10. Voltage Reference

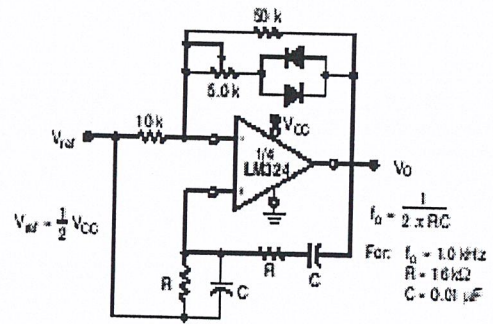


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

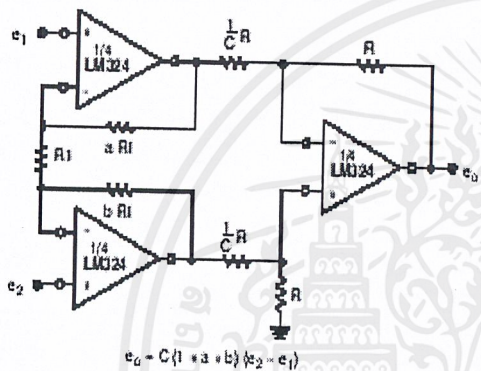


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

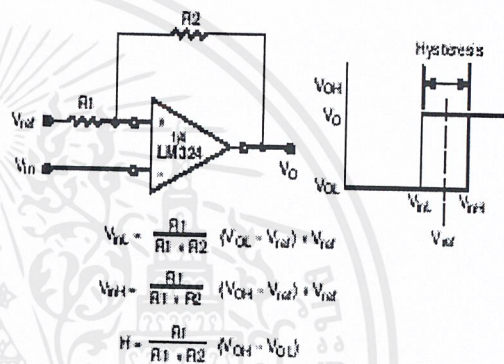


Figure 13. Comparator with Hysteresis

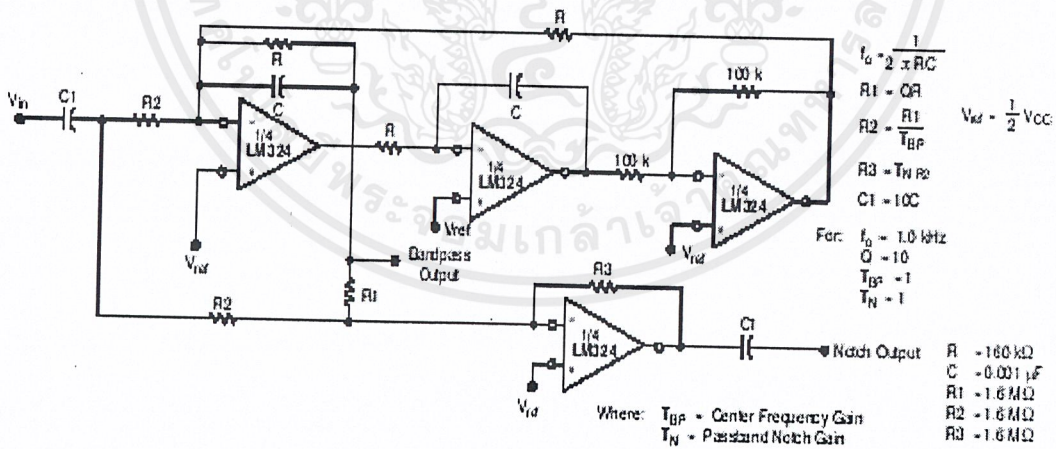


Figure 14. Bi-Quad Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

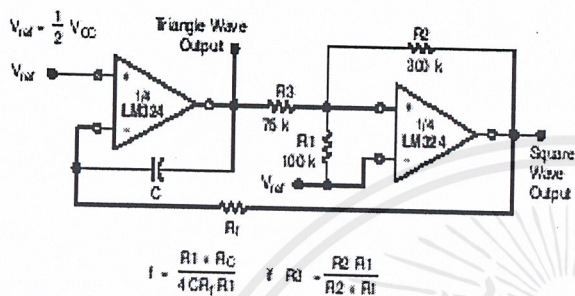


Figure 15. Function Generator

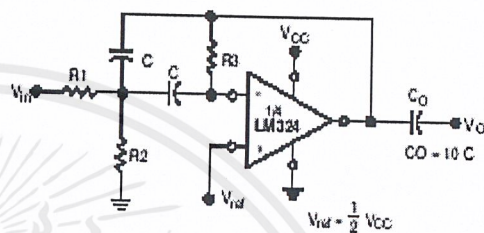


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

Given: f_0 = center frequency
 A_{v0} = gain at center frequency

Choose value f_0, C

Then: $R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$

$R1 = \frac{R3}{2 A_{v0}}$

$R2 = \frac{R1 R3}{4C^2 R1 - R3}$

For less than 10% error from operational amplifier, $\frac{Q_0 f_0}{BW} < 0.1$

where f_0 and BW are expressed in Hz.

If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package	Shipping†
LM224D	-25°C to +85°C	SOIC-14	55 Units/Reel
LM224DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
LM224DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM224DTB		TSSOP-14 (Pb-Free)	95 Units/Reel
LM224DTBR2		TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM224N		PDIP-14	25 Units/Reel
LM224NG		PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Reel
LM324D		0°C to +70°C	SOIC-14
LM324DG	SOIC-14 (Pb-Free)		55 Units/Reel
LM324DR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
LM324DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
LM324DTB	TSSOP-14		95 Units/Reel
LM324DTBR2	TSSOP-14		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP-14		25 Units/Reel
LM324NG	PDIP-14 (Pb-Free)		25 Units/Reel
LM324AD	SOIC-14		55 Units/Reel
LM324ADR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
LM324ADR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
LM324ADTB	TSSOP-14 (Pb-Free)		95 Units/Reel
LM324ADTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP-14		25 Units/Reel
LM324ANG	PDIP-14 (Pb-Free)		25 Units/Reel
LM2902D	-40°C to +105°C		SOIC-14
LM2902DG		SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Reel
LM2902DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
LM2902DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM2902DTB		TSSOP-14 (Pb-Free)	95 Units/Reel
LM2902DTBR2		TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM2902N		PDIP-14	25 Units/Reel
LM2902VD		SOIC-14	55 Units/Reel
LM2902VDR2	SOIC-14	2500 Tape & Reel	
LM2902VD1B	40°C to +125°C	TSSOP-14 (Pb-Free)	95 Units/Reel
LM2902VD1BR2		TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM2902VN		PDIP-14	25 Units/Reel
NCV2902DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel

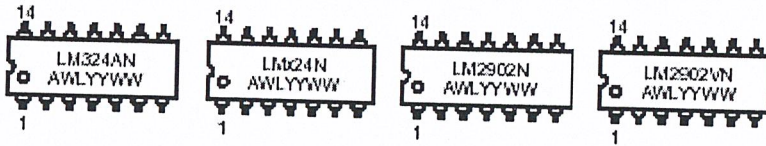
† For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

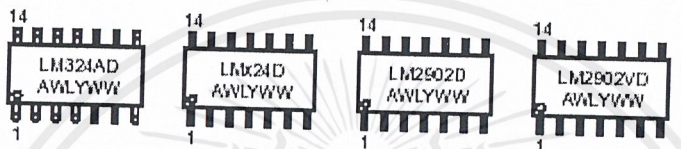
LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

MARKING DIAGRAMS

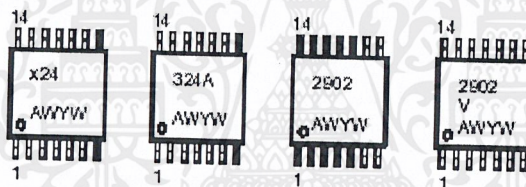
PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G



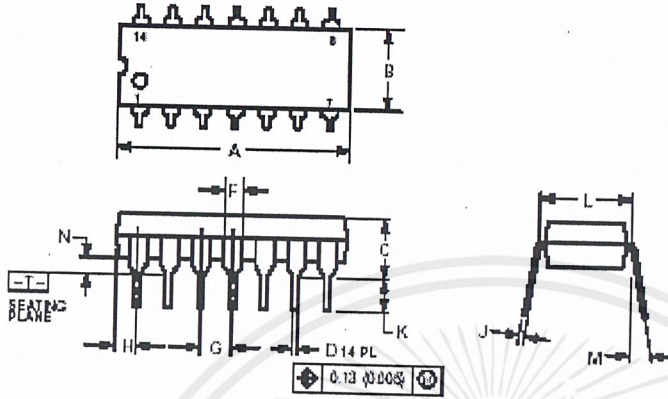
- x = 2 or 3
- A = Assembly Location
- WL = Wafer Lot
- YY, Y = Year
- WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV2902.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

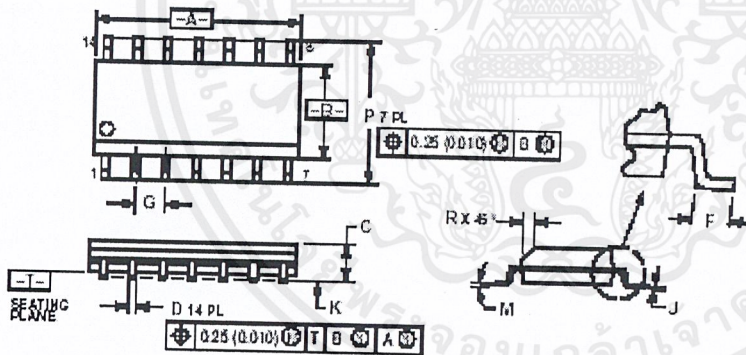
PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646-06
ISSUE N



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORGED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.50
B	0.290	0.290	7.10	7.50
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
E	0.040	0.070	1.02	1.78
F	0.100 R0.050 2.54 R1.27			
G	0.020	0.025	0.51	0.64
H	0.005	0.015	0.13	0.38
J	0.005	0.015	0.13	0.38
K	0.015	0.135	0.38	3.43
L	0.200	0.310	5.08	7.87
M	---	1.6*	---	41.1*
N	0.015	0.020	0.38	0.51

SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A-03
ISSUE G



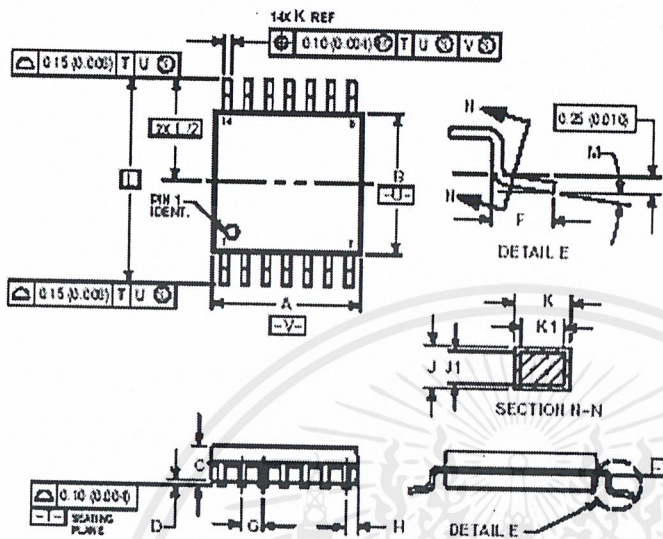
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.75	8.75	0.344	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.75	1.75	0.069	0.069
D	0.35	0.40	0.014	0.016
E	0.40	1.25	0.016	0.050
F	0.20 R0.10 0.008 R0.004			
G	0.10	0.25	0.004	0.010
H	0.10	0.25	0.004	0.010
J	0.10	0.25	0.004	0.010
K	0.10	0.25	0.004	0.010
L	0*	7*	0*	7*
M	5.50	6.50	0.217	0.256
N	0.35	0.50	0.014	0.020

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 949G-01
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONS AND TOLERANCING PER AISI Y14.5M-2002
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER
 3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE LEAD FLASH. PROTRUSIONS OF LEAD BODIES, LEAD FLASH OR CATERING SHALL NOT EXCEED 0.15 (±0.005) PER SIDE.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE 8-TON LEAD FLASH ON PROTRUSION. 8-TON LEAD FLASH ON PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.05 (±0.002) PER SIDE.
 5. DIMENSION C DOES NOT INCLUDE DIMENSION PROTRUSION. ALLOWABLE DIMENSION PROTRUSION SHALL BE 0.05 (±0.002) TOTAL. EXCESS OF THE DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. TYPICAL VALUES ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-

DIM.	TYPICALS		RANGES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	4.50	5.10	0.125	0.200
B	2.10	2.50	0.110	0.175
C	—	1.50	—	0.425
D	0.06	0.15	0.030	0.060
F	0.50	0.75	0.050	0.050
G	0.05 (±0.002)	0.05 (±0.002)	—	—
H	0.10	0.20	0.050	0.050
J	0.25	0.50	0.050	0.050
K	0.05	0.15	0.025	0.050
M	0.15	0.20	0.025	0.025
N	0.10	0.25	0.025	0.025
L	0.10 (±0.005)	0.10 (±0.005)	—	—
P	0°	0°	0°	0°

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability including without limitation special, consequential or incidental damages. Typical parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body of or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85062-1312 USA
Phone: 480-622-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-622-7700 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderref@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-3856 Toll Free USA/Canada
Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamaguro, Minjuro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5778-3650

ON Semiconductor Website: <http://www.onsemi.com>
Order Literature: <http://www.onsemi.com/order>
For additional information, please contact your local Sales Representative.

LM324/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้