



ปีการศึกษา 2538

เตาความร้อนเหนี่ยวนำ
INDUCTION COOKER



โดย
นาย นิธิ พิพัฒน์ธนวงศ์
นาย พิเนต อร่ามแสงรุ่งโรจน์

วัน เดือน ปี..... ๑/ ๑๐.๑๐ ๒๕๓๘
เลขทะเบียน..... ๐๓๗๐๓
เลขเรียกหนังสือ..... T ๑๘๑๓ N ๖๑๒ ๓

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
อาจารย์ สมภพ ผลไม้

ปริญญาโทบริหารศึกษาศาสตร์ 2538

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาความร้อนเหนียวน้ำ

ผู้จัดทำ

1. นาย นิธิ พิพัฒน์ธนวนศ์

2. นาย พิเนต อร่ามแสงรุ่งโรจน์



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมภพ ผลไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาความร้อนเหนียวนำ

นาย นิธิ พิพัฒน์ธนวงศ์

นาย พิเนต อร่ามแสงรุ่งโรจน์

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้นำหลักการและทฤษฎีเกี่ยวกับการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูง(High Frequency Switching)มาประยุกต์ใช้งานโดยใช้วงจรสวิตซ์ซึ่งคลาสดี (Switching Class-D) โดยมีเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง และใช้ขดลวดเหนียวนำแบบแบนราบเป็นโหลด เพื่อที่จะได้รูปคลื่นกระแสออกมาเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กจากขดลวดไปเกี่ยวคล้องกับภาชนะหรือโลหะที่อยู่บนขดลวด และเหนียวนำทำให้เกิดแรงดันเหนียวนำบนภาชนะ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) บนภาชนะและทำให้เกิดความร้อน จากหลักการนี้จะสามารถนำไปใช้เป็นเตาความร้อนเหนียวนำได้ ในโครงการนี้จะใช้ความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งประมาณ 100 kHz เพื่อที่จะให้เกิดค่าแรงดันเหนียวนำที่สูงขึ้น ซึ่งจะก่อให้เกิดความร้อนที่มากขึ้นนั่นเอง และค่าแรงดันเหนียวนำนี้ จะขึ้นอยู่กับลักษณะของภาชนะด้วยว่าทำจากโลหะชนิดใด เนื่องจากโลหะแต่ละชนิดอาจจะมีค่าความซึมซาบเส้นแรงแม่เหล็กไม่เท่ากันซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันเหนียวนำไม่เท่ากัน เป็นผลทำให้ความร้อนที่ได้ต่างกัน

INDUCTION COOKER

Nitee Phiphatthanawong
Pinate Aramsangrunroj
Anuwat Jangvanichlers Advisor
Somphop Pholamai Advisor
1995

ABSTRACT

This project has applied concept and theory of High Frequency Switching by using Class-D switching which switched by power mosfet and using load as Spiral Flat induction coil and C in order to create resonance frequency and get the waveform's current which show sine-wave and this will be the cause of magnetic flux from coil and it induce vessel or metal which is on coil. This cause create induce on vessel. From this concept we can bring to use as cooker.

In this project we have to use high frequency switching about 100 kHz in order to create high induced voltage which will increase the heat and it is necessary to consider characteristic of vessel that which metal they made because each metal doesn't have the equal μ value of which will bring the unequal induced voltage that result in created heat be different.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 Class D Voltage-Switching Mosfet Power Amplifier	2
2.1 ลักษณะของวงจร	2
2.2 หลักการทำงาน	4
2.2.1 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์	5
2.2.2 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์	7
2.3 การวิเคราะห์	9
2.4 อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์	10
2.5 กระแส แรงดันและพลังงาน	11
บทที่ 3 หลักการทำงานของเตาความร้อนเหนี่ยวนำ	15
บทที่ 4 เพาเวอร์มอสเฟตและหม้อแปลงพัลส์	19
4.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	19
4.2 ข้อได้เปรียบจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต	20
4.2.1 ด้านความเร็ว	20
4.2.2 ลักษณะของอินพุต	20
4.2.3 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ	20
4.2.4 เพิ่มกำลังได้	20
4.2.5 ย่านทำงานปลอดภัย	20
4.2.6 แรงดัน	21
4.3 ลักษณะของมอสเฟตกำลัง	21
4.3.1 แรงดันพังทลาย	21
4.3.2 ค่าความต้านทานขณะนำกระแส	21
4.3.3 วงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4	การทำงานที่ความเร็วสูง	23
4.3.5	ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย	24
4.3.6	กำลังงานสูญเสีย	25
4.4	การขับเพาเวอร์มอสเฟต	25
4.4.1	การแยกขับขาเกท	27
4.5	วิธีการออกแบบหม้อแปลงพัลส์	28
4.5.1	กำหนดสภาวะการทำงาน	29
4.5.2	เลือกขนาดแกน	29
4.5.3	หาค่าความสูญเสียทั้งหมด	29
4.5.4	การเปลี่ยนแปลงในฟลักซ์แม่เหล็ก	29
4.5.5	ค่าดีซีอินพุทโวลต์เดจสูงสุด	30
4.5.6	การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ	30
4.5.7	การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ	31
บทที่ 5	วงจรควบคุมและวงจรป้องกัน	32
5.1	วงจรควบคุม	32
5.1.1	วงจร VCO	32
5.1.2	วงจรปรับแต่งเวลาเดทไทยม์	34
5.2	วงจรป้องกัน	41
5.2.1	วงจรป้องกันกระแสเกิน	41
5.2.2	วงจรสนับเบอรั	42
5.2.2.1	วงจรสนับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส	42
5.2.2.2	วงจรสนับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน	44
บทที่ 6	ผลการทดลอง	47
บทที่ 7	สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	50
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1 วงจร Class D Voltage-Switching Amplifier(Inverter) กับวงจร Series-Resonant	2
รูปที่ 2 แสดงวงจรสมมูลย์ของ Class D Switching-Voltage Amplifier	3
รูปที่ 3 Waveform ของกระแสและแรงดันที่จุดต่าง ๆ	4
รูปที่ 4 การต่อไดโอดเข้ากับมอสเฟตเพื่อช่วยลดอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับตัวมอสเฟต	7
รูปที่ 5 วงจร Class D Switching กับวงจรเรโซแนนซ์แบบต่าง ๆ	8
รูปที่ 6 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์(Half-Bridge) แบบต่าง ๆ	9
รูปที่ 7 กราฟสามมิติแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $ Z/Z_0 $ กับ f/f_c โดย $R/Z_0 = 1/Q_L$	10
รูปที่ 8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรซีรี่เรโซแนนซ์กับความถี่ f/f_c โดย $R/Z_0 = 1/Q_L$	11
รูปที่ 9 แสดงรูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_m Z_0 / V_{DD}$ และ f/f_c และ R/Z_0	13
รูปที่ 10 แสดงรูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_m Z_0 / V_{DD}$ และ f/f_c ขณะที่ R/Z_0 มีค่าคงที่	14
รูปที่ 11 แสดงลักษณะของขดลวดที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์	16
รูปที่ 12 บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของโครงการเตาความร้อนเหนี่ยวนำ	17
รูปที่ 13 แสดงวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์พร้อมทั้งวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้งาน	18
รูปที่ 14 เพาเวอร์มอสเฟต	19
รูปที่ 15 แรงดันพ่วงหลายที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อ	21
รูปที่ 16 ค่าความต้านทานที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อขณะนำกระแส	22
รูปที่ 17 วงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต	22
รูปที่ 18 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต	23
รูปที่ 19 ลักษณะการนำกระแสและหยุดนำกระแส	23
รูปที่ 20 ลักษณะกราฟ SOAR	24
รูปที่ 21 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส	26
รูปที่ 22 วงจรขับเกต	26
รูปที่ 23 แสดงการต่อขานานมอสเฟต	27
รูปที่ 24 แสดงการแยกขับเกตโดยใช้หม้อแปลงพัลส์	27
รูปที่ 25 การขับเกตโดยใช้หม้อแปลงพัลส์	28

	หน้า
รูปที่ 26 แสดงวงจรสำหรับการคำนวณหาจำนวนรอบของการพัน	28
รูปที่ 27 กราฟแสดงค่าความสูญเสียกับค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น	30
รูปที่ 28 วงจร VCO	33
รูปที่ 29 ลักษณะคลื่นสัญญาณของวงจร VCO	34
รูปที่ 30 แสดงวงจรเดทไทม์	35
รูปที่ 31 แสดงสัญญาณขับเกททั้ง 2 ตัว เมื่อผ่านวงจรเดทไทม์	35
รูปที่ 32 แสดงขั้นตอนการปรับแต่งเวลาเดทไทม์ ชุดบน	36
รูปที่ 33 แสดงขั้นตอนการปรับแต่งเวลาเดทไทม์ ชุดล่าง	37
รูปที่ 34 แสดงวงจรใช้งานทั้งหมดที่ใช้ในโครงงาน	39
รูปที่ 35 แสดงวงจรป้องกันกระแสเกิน	41
รูปที่ 36 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	43
รูปที่ 37 แสดงการต่อวงจรสับเบอรัช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ	43
รูปที่ 38 แสดงการต่อสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะ ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	45
รูปที่ 39 แสดงลักษณะของเหล็กแอสตันเลสที่นำมาทดลอง	47
รูปที่ 40 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์	48
รูปที่ 41 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์กับแรงดันระหว่างขาเดรน กับขาซอร์ส ขณะที่ใช้โหนดเป็นแอสตันเลส	48
รูปที่ 42 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุกับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ	49
รูปที่ 43 ลักษณะสัญญาณรูปคลื่นชಾಯน์	51

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำแบบแบนราบ	16
ตารางที่ 5.1 แสดงระดับแรงดันอินพุท V_{CO_input} กับระดับความถี่ โดยที่ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ $C = (47 \times 10^2) / 2 \text{ pF}$	33



บทที่ 1

บทนำ

โครงการเรื่องเตาความร้อนเหนี่ยวนำ ได้จัดทำขึ้นโดยพัฒนาจากระบบเดิมที่ใช้ วงจรแบบฮาร์ฟบริดจ์รีเลย์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำการขับเคลื่อนโดยใช้ชุด IC Driver แบบ High Speed Mos-Gated โดยต่อผ่านวงจร PWM มาเป็นการขับเคลื่อนโดยต่อผ่านหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งแทน นอกจากนี้ยังทำการเปลี่ยนชุดวงจรเดิมนิวด้วย โดยอาศัยหลักการและทฤษฎีของการสวิตซ์ ซึ่งที่ความถี่สูง (High Frequency Switching) โดยจะป้อนรูปคลื่นแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) และมีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตซ์ซึ่ง ถ้าโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ (L) กับ ตัวเก็บประจุ (C) และมีความต้านทาน(R) น้อยมาก จะทำให้เกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่ง และ จะได้ รูปคลื่นของกระแสเป็นคลื่นรูปไซน์(Sine Wave) ด้วยเช่นกัน ถ้าเส้นทางเดินของฟลักซ์ แม่เหล็กไม่มีการอิ่มตัว และความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กและความเข้ม สนามแม่เหล็ก B-H เป็นสมการเส้นตรง ฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะไปตัดกับโลหะที่อยู่ในขดลวด และ เหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นบนโลหะนั้น ๆ แรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกระแส ไหลวนบนตัวโลหะ ที่เปรียบเสมือนโลหะเป็นตัวนำลัดวงจรอยู่ทำให้เกิดความร้อนขึ้นซึ่งมีลักษณะ คล้ายกับความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากกระแสไหลวน (Eddy Current) ในหม้อแปลง ซึ่งค่าความร้อนที่ เกิดขึ้นนี้ จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น ซึ่งแรงดันเหนี่ยวนำนี้จะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก และถ้าสมมุติว่าฟลักซ์แม่เหล็กมีลักษณะรูปคลื่นเป็นรูปคลื่นไซน์ ค่า ความถี่จะมีผลต่อค่าแรงดันเหนี่ยวนำ ถ้าความถี่ที่ใช้ยิ่งสูงมากก็จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำ มาก แต่ถ้าความถี่สูงเกินไปจะทำให้เกิดการรบกวนต่อ อุปกรณ์สื่อสาร ส่วนชนิดของโลหะจะมี ผลต่อค่าของตัวเหนี่ยวนำ(L) ในวงจรเรโซแนนซ์ เนื่องจากทำให้ค่ารีลักแตนซ์ ในทางเดินแม่เหล็ก ทำให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงซึ่งจะมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงจึงจำเป็นต้องมีการป้องกันจากเอ้าท์พุทเพื่อนำมาควบคุมความถี่ และกำลังที่ส่งออกไปทางเอ้าท์พุทให้มีค่าคงที่ และถูกต้องตามสภาพของโลหะด้วย ในโครงการนี้จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่มีความเร็วสูง เนื่องจากเราได้ใช้งานในความถี่ที่ค่อนข้างสูงซึ่งอยู่ในช่วงค่า 83-198 kHz จึงทำให้ เพาเวอร์มอสเฟต จะมีความเหมาะสมในการใช้งานมากกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และวงจร การควบคุมการทริกเกทของมอสเฟต ซึ่งจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความเร็วสูงจึงเลือกใช้ เกทจำพวก “ซีมอส (CMOS)” และทรานซิสเตอร์ความถี่สูง เพื่อป้องกันการดีเลย์ (Delay) ของ สัญญาณทริกซึ่งอาจจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

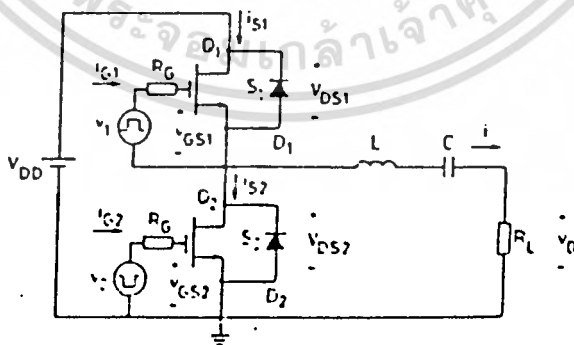
บทที่ 2

Class D Voltage-Switching Mosfet Power Amplifier

วงจรรขยายคลาสดี(Class-D) เรโซแนนซ์ หรือที่ทั่วไปรู้จักกันในชื่อของอินเวอร์เตอร์ (Inverter) จะสามารถแบ่งแยกออกเป็น 2 กลุ่มใหญ่คือ Class D Voltage Switching กับ Class D Current-Switching จะมีแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งต่ำกว่าซึ่งจะมีค่าเท่ากับ แรงดันของแหล่งจ่าย ทำให้สามารถเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งที่ทนแรงดันต่ำได้ ซึ่งอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแรงดันต่ำนี้จะมีค่า r_{DS} ขณะ ON ต่ำมาก ทำให้เกิดการสูญเสียขณะนำกระแสได้อ่อน ส่วนเพาเวอร์เอ๊าท์พุทหรือแรงดันที่เอ๊าท์พุทสามารถจะทำการควบคุมได้โดยการปรับความถี่(FM Control)

2.1 ลักษณะของวงจร

วงจรของ Class D Voltage-Switching Resonant Amplifier แสดงดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง S_1 และ S_2 ส่วนวงจรเรโซแนนซ์ คือ R_L-L-C สวิตช์ S_1 และ S_2 แต่ละชุดจะประกอบด้วยมอสเฟตและ Antiparallel Diode อย่างละ 1 ตัว ทำให้สามารถนำกระแสได้ทั้งช่วงบวกและช่วงลบถ้าใช้มอสเฟตที่มีโครงสร้างแบบ Hexfet จะมีไดโอดต่อขนานอยู่ภายในซึ่งเกิดจาก Junction ในมอสเฟต และจะทำหน้าที่เหมือนกับ Antiparallel Diode ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตจำเป็นต้องควบคุมช่วงเดดไทม์(Dead Time) เพื่อป้องกันการลัดวงจร(Short Circuit) ของแหล่งจ่ายขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 ทำงานพร้อมกัน จากรูปที่ 1 R_G จะแทนค่าความต้านทานของเกตและความต้านทานเอ๊าท์พุทของวงจร Drive



รูปที่ 1 วงจร Class D Voltage-Switching Amplifier (Inverter) กับวงจร Series-Resonant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

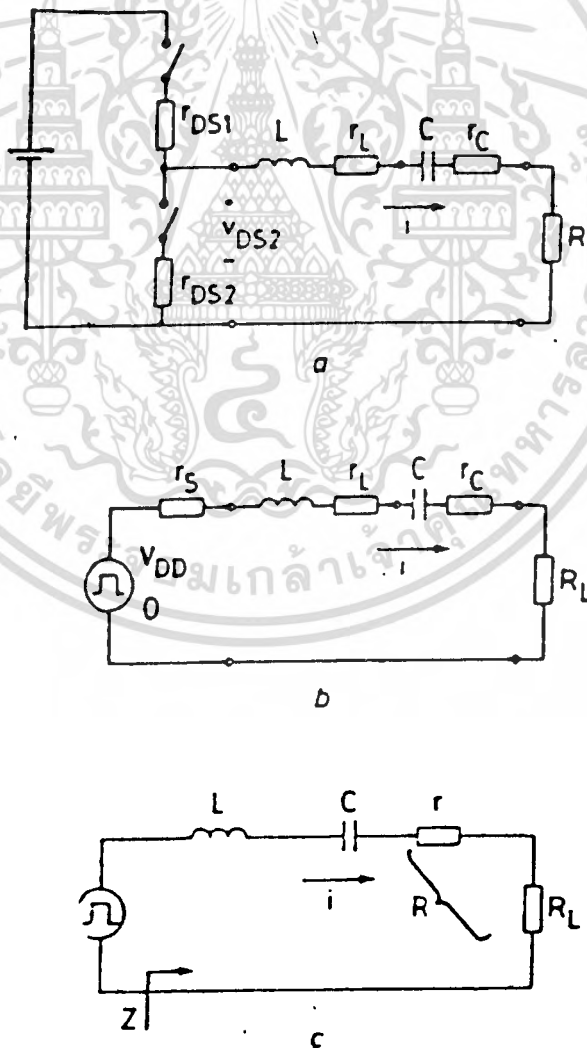
วงจรมูลยของ Class D Amplifier แสดงดังรูปที่ 2 ในรูป 2a มอสเฟตแต่ละตัวจะถูกแสดงโดยใช้สวิตช์ซิ่งและความต้านทาน r_{DS} โดย r_{DS} จะแทนค่าความต้านทานขณะอยู่ในช่วง ON ของมอสเฟตส่วน r_L จะแทนค่า Equivalent Series Resistance (ESR) ซึ่งอยู่ในตัวขดลวด L และ r_c คือ ความต้านทานเสมือนที่อยู่ในตัวคาปาซิเตอร์ C ในรูปที่ 2b ค่า $r_s = (r_{DS1} + r_{DS2})/2 \cong r_{DS}$ โดยจะแทนค่าความต้านทานเฉลี่ยอยู่ในช่วง ON ของมอสเฟต ส่วนรูป 2c ค่าความต้านทานรวมทั้งหมดจะถูกแทนด้วย

$$r = r_s + r_l + r_c \cong r_{DS} + r_l + r_c \quad (1)$$

สามารถยุบรวมกันกับ R_L เป็น

$$R = R_L + r \cong R_L + r_l + r_c \quad (2)$$

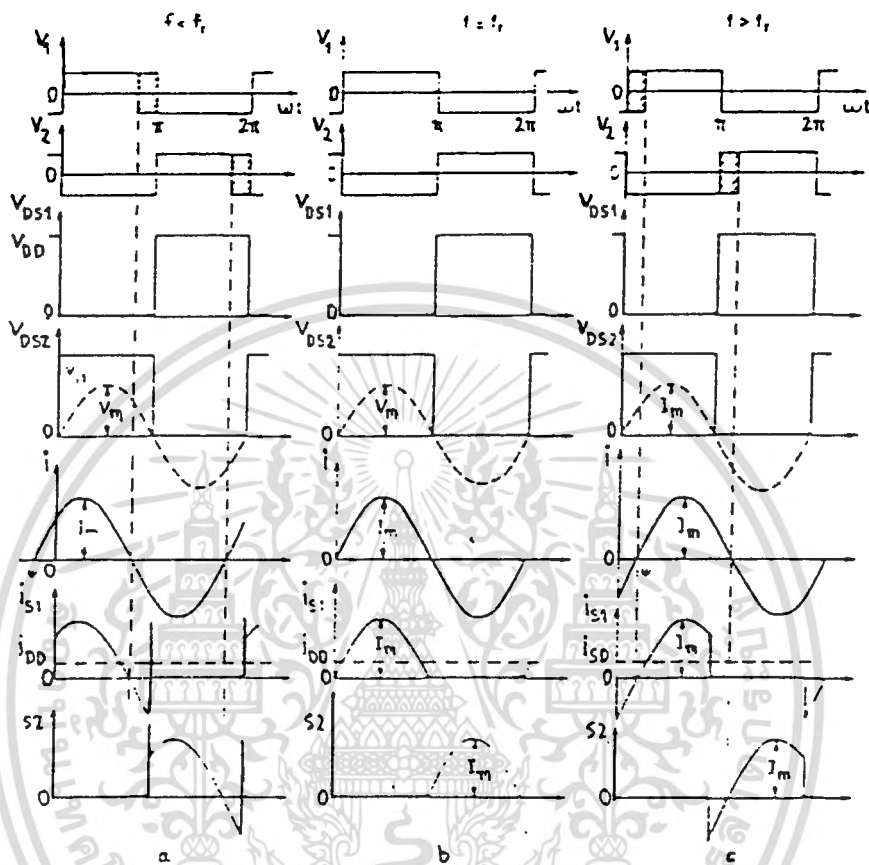
โดยแหล่งจ่ายไฟดีซี(DC) และสวิตช์ S_1 และ S_2 จะถูกแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายไฟเอซี(AC) ที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave)



รูปที่ 2 แสดงวงจรมูลยของ Class D Switching-Voltage Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 หลักการทำงาน



รูปที่ 3 Waveform ของกระแสและแรงดันที่จุดต่าง ๆ

- กรณีความถี่น้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์
- กรณีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์
- กรณีความถี่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์

หลักการทำงานสามารถอธิบายได้โดยใช้ Waveform ในรูปที่ 3 โดยสมมุติว่าแรงดันอินพุทของวงจร Series Resonant จะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม(Square Wave)เนื่องจากการสวิตช์ซิงของสวิตช์ S_1 และ สวิตช์ S_2 โดยมีขนาดแรงดันเท่ากับ V_{DD} ถ้าค่า Load Quality Factor (Q) ของวงจรเรโซแนนซ์(Resonant) มีค่าสูงมาก ($Q_L \gg 2.5$) จะทำให้กระแส i ที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่น Sine Wave ในรูปที่ 3a,3b,3c จะแสดงถึง Waveform ของกระแสและแรงดันที่จุดต่าง ๆ โดยแยกเป็น 3 กรณี คือ ที่ความถี่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ $f > f_r$, ความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ $f = f_r$ และความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ $f < f_r$ ตามลำดับ โดยความถี่เรโซแนนซ์จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเท่ากับ $f_s = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ จากรูปที่ 3 Waveform ของ V_1 และ V_2 ซึ่งก็คือ Gate Drive Voltage ของ S_1 และ S_2 ตามลำดับ จะมีช่วงที่แรงจางอยู่ซึ่งช่วงแรงจางนี้จะเป็นช่วงที่ Antiparallel Diode จะนำกระแสแทนอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ในการใช้งานจำเป็นจะต้องระวังไม่ให้ V_1 และ V_2 ซ้อนทับกัน เพราะว่า จะทำให้เกิดช่วงเดทไทม์ (Dead Time) ที่สั้นเกินไปและจะเป็นผลให้เกิดกระแส Shoot-Through Current ดังนั้นจำเป็นต้องควบคุมช่วง Dead Time ได้ไม่ให้มากหรือน้อยเกินไป เพราะถ้าเดทไทม์ (Dead Time) มีค่าน้อยเกินไปจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทั้ง 2 ตัวทำงานพร้อมกันเนื่องจาก Delay Time ที่ขาเกตของมอสเฟต และ Storage Time ที่รอยต่อในกรณีที่เป็นทรานซิสเตอร์ ทำให้เกิดกระแสลัดวงจรผ่านความต้านทาน r_{DS1} และ r_{DS2} ยกตัวอย่าง เช่น ถ้า $V_{DD} = 200$ โวลต์ $r_{DS1} = r_{DS2} = 0.5$ โอห์ม(Ω) จะเกิดกระแส $I_{peak} = 200$ แอมป์(Amp)ซึ่งค่ากระแสขนาดนี้จะสามารถทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งและอุปกรณ์อื่น ๆ เสียหายได้ ค่า Dead Time นี้จะมีค่ามากขึ้น เมื่อค่า f/f_s มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง โดยค่า Dead Time จะมีค่าน้อยที่สุด เมื่อ $f/f_s = 1$ หรือทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์พอดี

2.2.1 การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์

การทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ วงจรซีรี่เรโซแนนซ์(Serie-Resonant) จะมีลักษณะเป็น Capacitive Load และกระแสที่ไหลผ่านวงจรซีรี่เรโซแนนซ์จะนำหน้า Fundamental Component ของแรงดัน V_{DS2} เป็นมุมเท่ากับ $|\psi|$ โดย $\psi < 0$ ดังนั้นค่ากระแสจะเป็นบวก ขณะที่สวิตช์ S_1 ปิดวงจร ดังรูปที่ 3a ก่อนช่วงที่ S_2 ปิดวงจร (ช่วงแรงจาง) กระแส i จะไหลผ่าน Antiparallel Diode (D_1) ของสวิตช์ S_1 เมื่อ S_2 ถูก Turn On โดย Drive Voltage (V_2), V_{DS2} จะลดลงเป็นผลทำให้ V_{DS1} สูงขึ้น ดังนั้นไดโอด D_1 จะถูก Turn Off และกระแส i จะกลับทิศทางการไหลจาก Antiparallel Diode (D_1) มายัง S_2 จากที่กล่าวมาจะทำให้เกิดข้อเสียขึ้น 3 ประการ ขณะที่เริ่ม Turn On อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทั้งสองตัว

- 1) การ Reverse Recovery ของ Antiparallel Diode
- 2) การ Discharge ของคาปาซิเตอร์เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์
- 3) ปรากฏการณ์ Miller's Effect

ข้อเสียที่ร้ายแรงที่สุดคือ ความเค้นที่เกิดขึ้นกับ Antiparallel Diode ที่ทำหน้าที่ Reverse Recovery จากโครงสร้างของมอสเฟตจะมีไดโอด D_1 เกิดขึ้นซึ่ง D_1 นี้จะถูก Turn Off ขณะที่ dv/dt และ di/dt สูงมากซึ่งจะทำให้เกิดค่ากระแส Spike อันเนื่องจากพาหะส่วนน้อยที่สูงมากเช่นกัน ค่ากระแส Spike นี้จะไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งได้ และยังเป็นต้นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นอีกด้วย นอกจากนี้ในช่วง Reverse Recovery นี้แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 จะมีค่าเพิ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้น จาก -1 โวลต์ ถึง V_{DD} ซึ่งในช่วงนี้ค่ากระแสและแรงดันจะมีค่าสูงทั้งคู่ ดังนั้นจะส่งผลให้เกิดค่า Reverse Recovery Power Loss ที่มีค่าสูงมาก

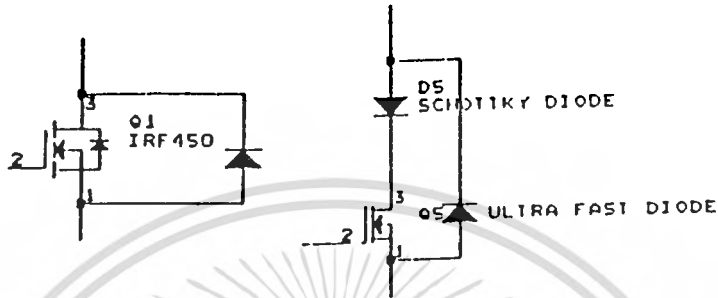
ค่ากระแส Spike นี้สามารถจะจำกัดได้โดยการต่อ Schottky Antiparallel Diode ในกรณีที่แรงดัน V_{DD} มีค่าน้อยเพราะ Schottky Diode จะมีค่าแรงดันเบรคดาวน์ที่ต่ำมาก (< 100 โวลต์) ทำให้ไม่สามารถใช้แรงดันที่สูงได้ ค่า Forward Voltage ของ Schottky Diode จะมีค่าน้อยกว่าไดโอดที่เกิดขึ้นที่รอยต่อระหว่างสาร P กับสาร N ของตัวมอสเฟตเองเพราะฉะนั้นกระแสขณะ Reverse Recovery จะไหลผ่าน Schottky Diode แทน ทำให้ค่ากระแส Spike ที่ไหลผ่านมอสเฟตมีค่าลดลง อีกวิธีก็คือ ต่อไดโอดอนุกรมกับมอสเฟตและใช้ Ultrafast Diode ต่อขนานกับส่วนอนุกรมอีกครั้งดังรูป 4b วิธีนี้จะทำให้ไดโอดภายในตัวของมอสเฟตไม่นำกระแสในช่วง Reverse Recovery เพราะไดโอดที่ต่ออนุกรมอยู่ ทำให้เกิดการสูญเสียที่ไดโอดเป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของวงจรโดยรวมลดลง การต่อ snubber (Snubber) ก็สามารถจะช่วยลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นได้โดยจะทำให้ช่วงสวิตชิ่งนานขึ้น แต่ไม่สามารถจะลดค่ากระแส Spike ที่เกิดขึ้นได้

ตัวมอสเฟตจะถูก Turn On ขณะที่แรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สมีค่าสูงประมาณ V_{DD} ในช่วงนี้ Output Capacitance ของมอสเฟตจะทำการ Discharge ซึ่งจะทำให้เกิดเป็น Switching Loss ที่เพิ่มขึ้น โดยพลังงานที่สะสมในคาปาซิเตอร์จะมีค่าเท่ากับ $W = (1/2)C_{out}V_{DD}^2$ ค่าพลังงานนี้จะถูกปลดปล่อยออกมาในรูปของพลังงานความร้อน โดยขณะที่มอสเฟตถูก Turn On โดยค่า Turn On Switching Loss ($P_{Turn On}$) = $(1/2) \times f \times C_{out} \times V_{DD}^2$

ขณะที่แรงดันระหว่างเกทกับซอร์ส V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS} มีค่าลดลงในเวลาเดียวกันจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ของ Miller's Effect คือ อินพุตคาปาซิแตนซ์ (Input Capacitance) ของมอสเฟตจะมีค่ามากขึ้นเนื่องจากตัวมอสเฟตจะมีลักษณะเหมือนวงจรรขยายทำให้ค่า คาปาซิแตนซ์สามารถแยกมาอยู่ทางด้านอินพุต ได้ทำให้ความเร็วในการ Turn On มีค่าลดลง

ข้อดีของการทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ คือ มอสเฟตจะถูก Turn Off ที่แรงดันใกล้เคียงกับศูนย์ ทำให้ค่า Turn Off Switching Loss มีค่าน้อยมาก โดย Antiparallel Diodes (D_1) จะนำกระแสทำให้มีแรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์ส $V_{DS1} = -1$ โวลต์ ในขณะที่ i_{S1} มีค่าเป็นลบ ในช่วงนี้มอสเฟตจะถูก Turn Off โดยที่แรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS1} ยังคงเท่ากับ -1 โวลต์อยู่ตลอดเวลา และปรากฏการณ์ Miller's Effect จะไม่เกิดขึ้นขณะ Turn Off เนื่องจากแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS1} จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงขณะ Turn Off จะสังเกตได้ว่าช่วง Turn

On ของมอสเฟตแต่ละตัวจะถูกควบคุมโดยวงจรรีบเกทของแต่ละตัว ขณะที่ช่วง Turn Off ของมอสเฟตแต่ละตัวจะเกิดขึ้นเนื่องจากการ Turn On ของมอสเฟตอีกตัว



รูปที่ 4 การต่อไดโอดเข้ากับมอสเฟตเพื่อช่วยลดอันตรรกะที่เกิดขึ้นกับตัวมอสเฟต

- ต่อ Schottky Diode ขนานกับมอสเฟต
- ต่อ Schottky Diode อนุกรมกับมอสเฟต และต่อ Ultrafast Diode ขนานกับส่วนอนุกรม

2.2.2 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์

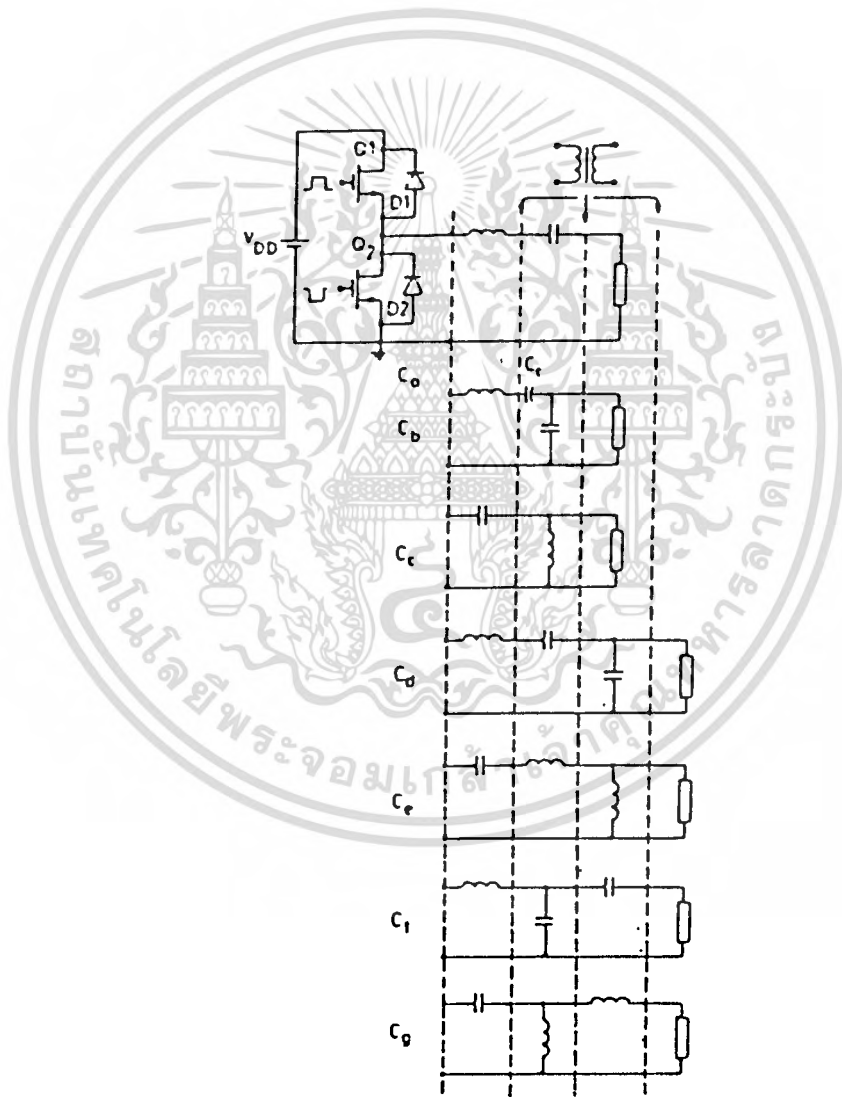
การทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้วงจรรีโซแนนซ์ (Series-Resonant) มีลักษณะเป็น Inductive Load และกระแสที่ไหลผ่านวงจรรีโซแนนซ์จะนำหน้า Fundamental Component ของแรงดัน V_{DS2} เป็นมุมเท่ากับ $|\psi|$ โดย $\psi > 0$ ตามรูปที่ 3 ดังนั้นค่ากระแส i จะมีค่าเป็นลบ ขณะที่สวิตช์ S_1 เริ่ม Turn On และเป็นบวกในช่วงก่อนสวิตช์ S_1 จะ Turn Off ขณะที่สวิตช์ S_1 ถูก Turn Off โดย V_1 จะทำให้ V_{DS1} เพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้ V_{DS2} ลดลง เมื่อ V_{DS2} ลดลงถึง -0.7 โวลต์ จะทำให้ Antiparallel Diode (D_2) เริ่มนำกระแสและกระแสจะไหลกลับทิศจากสวิตช์ S_1 ไปยัง D_2 แทน ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วง Turn Off ของมอสเฟตแต่ละตัวจะถูกควบคุมโดยวงจรรีบเกทของมอสเฟตแต่ละตัว และในช่วง Turn On ของมอสเฟตจะเกิดจากการ Turn Off ของมอสเฟตอีกตัว

การ Turn On ของมอสเฟตแต่ละตัวจะเกิดที่ระดับแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สมีค่าเท่ากับศูนย์ ตัวอย่าง เช่น เมื่อสวิตช์ S_2 ถูก Turn On ขณะนั้น i_{S2} จะเป็นลบและ V_{DS2} จะมีค่าประมาณ -1 โวลต์ โดย Antiparallel Diode (D_2) จะนำกระแสอยู่ในช่วง Turn On Switching Loss จะมีค่าลดลง และจะไม่เกิด Miller's Effect เนื่องจากไม่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างเดรนกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชอร์สที่สูงมาก และไดโอดจะถูก Turn Off ที่ di/dt ต่ำมากคือ Turn Off ขณะที่ $i = 0$ จึงไม่เกิดกระแส Spike ขึ้นและแรงดันตกคร่อมไดโอดจะมีค่าต่ำประมาณ 1 โวลต์ในช่วง Reverse Recovery ซึ่งจะช่วยลดค่า Reverse Recovery Power Loss ได้

ข้อเสียคือแรงดันระหว่างเดรนกับชอร์สและกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงพร้อมกันในช่วง Turn Off ซึ่งจะทำให้เกิด Turn Off Switching Loss และเกิดปรากฏการณ์ของ Miller's Effect ขึ้นขณะ Turn Off ด้วย ทำให้อินพุตคาปาซิแตนซ์เพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้ความเร็วในการ Turn Off มีค่าลดลง



รูปที่ 5 วงจร Class D Switching กับวงจรเรโซแนนซ์แบบต่าง ๆ

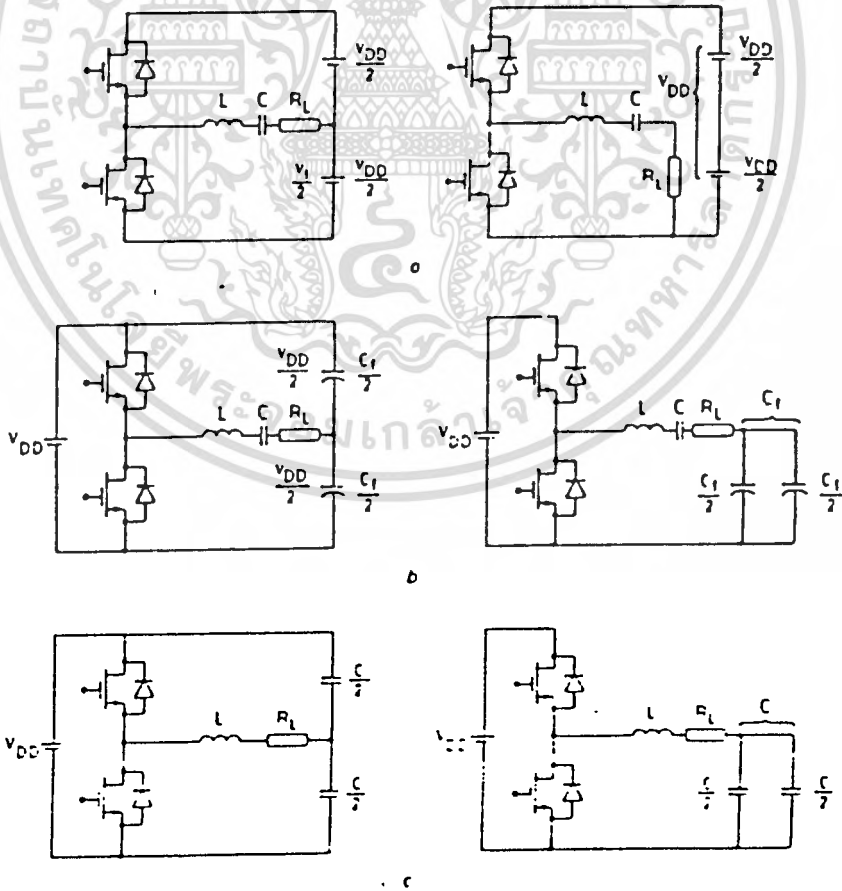
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5 จะแสดงวงจร Class D Amplifier กับวงจรเรโซแนนซ์ แบบต่าง ๆ ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ อาจจะขึ้นอยู่กับค่า ลักษณะของโหลดด้วย ส่วนลักษณะของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half-Bridge) ของ Class D Voltage Switching Amplifier จะมีได้หลายรูปแบบดังรูปที่ 6 ซึ่งทุกวงจรจะมีวงจรสมมูลย์เหมือนกันหมดคือเหมือนกับรูปที่ 1

2.3 การวิเคราะห์

การวิเคราะห์วงจร Class-D Amplifier ในรูปที่ 1 ซึ่งจะมีวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 2c จะตั้งสมมุติฐานได้ว่า

- 1) อุปกรณ์มอสเฟตและไดโอด จะถือว่ามีค่าความต้านทานขณะ ON เป็นศูนย์ลิเนียร์ และค่าคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์ถือว่าน้อยมาก และค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งเท่ากับศูนย์
- 2) ตัวอุปกรณ์ในวงจรเรโซแนนซ์เป็นแบบ พาสซีฟ(Passive) ,เชิงเส้น,เวลาไม่เปลี่ยนแปลง และค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์เองจะมากกว่าความถี่ที่วงจรทำงาน
- 3) ค่า Load Quality Factor (Q_L) ของวงจรเรโซแนนซ์ มีค่าสูงมากจนถือว่ากระแสที่ไหลผ่านเป็นคลื่นไซน์



รูปที่ 6 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์(Half-Bridge) แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์

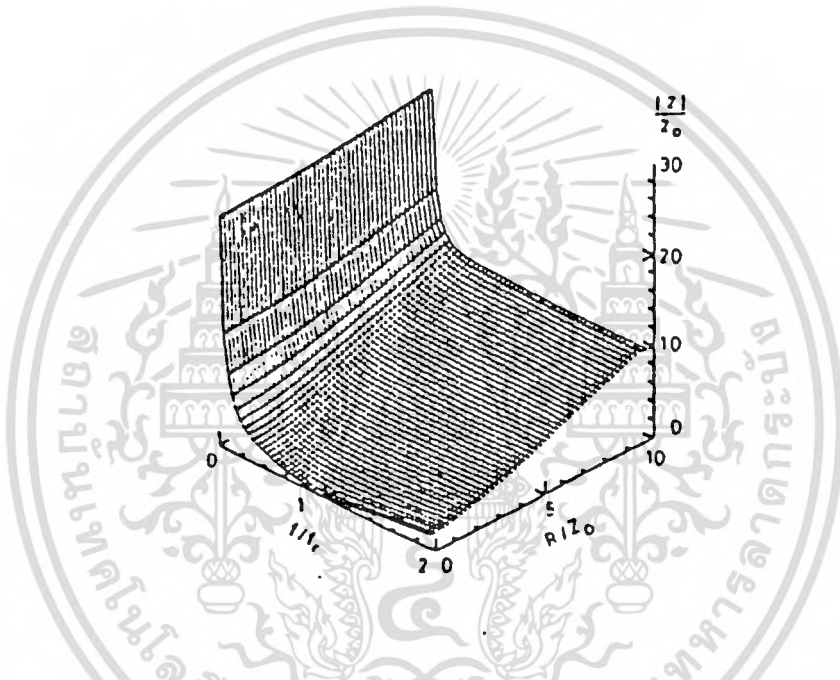
พารามิเตอร์ของวงจรซีรี่ส์เรโซแนนซ์

$$\text{ความถี่เรโซแนนซ์} : \omega_r = 1/\sqrt{LC} \quad (3)$$

$$\text{ค่าแรกเทอริสติกอิมพีแดนซ์} : Z_0 = \sqrt{L/C} = \omega_r L = 1/\omega_r C \quad (4)$$

$$\text{ควอลิตี้แฟกเตอร์ เมื่อมีโหลด} : Q_l = \omega_r L/R = 1/\omega_r C R = Z_0/R \quad (5)$$

$$\text{ควอลิตี้แฟกเตอร์ เมื่อไม่มีโหลด} : Q_0 = \omega_r L/r = 1/\omega_r C_r = Z_0/r \quad (6)$$



รูปที่ 7 กราฟสามมิติแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $|Z|/Z_0$ กับ f/f_r โดย $R/Z_0 = 1/Q_l$
อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรซีรี่ส์เรโซแนนซ์คือ

$$\begin{aligned} Z &= R + j[\omega L - (1/\omega C)] = R + jZ_0[(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)] \\ &= R \{ 1 + jQ_l [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)] \} \\ &= Z_0 \{ (R/Z_0) + j [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)] \} = |Z| e^{j\psi} = R + jX \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |Z| &= R \sqrt{1 + Q_l^2 [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2} \\ &= Z_0 \sqrt{(R/Z_0)^2 + [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2} \\ &= Z_0 \sqrt{(1/Q_l^2) + [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2} \quad (8) \end{aligned}$$

$$\psi = \arctan \{ Q_l [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)] \} \quad (9)$$

$$R = |Z| \cos \psi \quad (10)$$

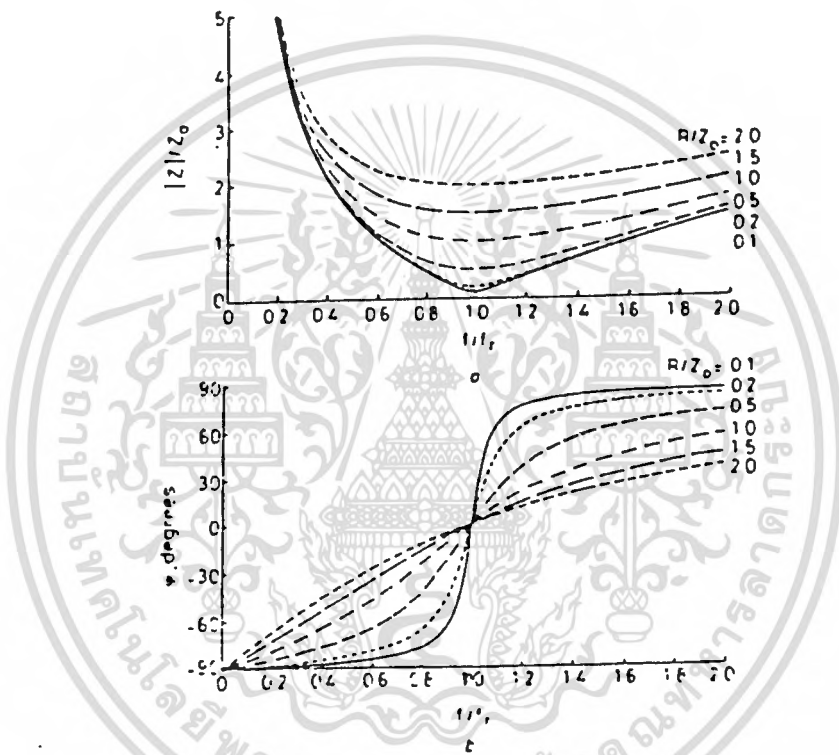
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X = IZ \sin \psi \quad (11)$$

จากสมการที่ (9)

$$\cos \psi = 1/\sqrt{[1+Q_L^2 \left\{ (\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega) \right\}^2]} \quad (12)$$

รูปที่ 7 แสดงรูปสามมิติของ $|Z|/Z_0$, f/f_0 , R/Z_0 และรูปที่ 8 แสดงการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $|Z|/Z_0$ และ ψ กับ f/f_0 โดยกำหนดค่า $R/Z_0 = 1/Q_L$



รูปที่ 8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์กับความถี่ f/f_0 โดย $R/Z_0 = 1/Q_L$

- แสดงอินพุทอิมพีแดนซ์ $|Z|/Z_0$ กับ f/f_0 ที่ค่า R/Z_0 คงที่ค่าหนึ่ง
- แสดงมุมเฟสของอินพุทอิมพีแดนซ์ ψ กับ f/f_0 ที่ค่า R/Z_0 คงที่ค่าหนึ่ง

2.5 กระแส แรงดัน และ พลังงาน

ในรูปที่ 2c แรงดันอินพุทของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave)

$$V = \begin{cases} V & \text{เมื่อ } 0 < \omega t < \pi \\ 0 & \text{เมื่อ } \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบ Fundamental ของแรงดัน คือ

$$V_F = V_m \sin \omega t \quad (14)$$

โดยที่

$$V_m = 2V_{DD} / \pi \cong 0.637 V_{DD} \quad (15)$$

ซึ่งค่า V_m จะนำมาหาค่า V_{rms} ของ V_F

$$V_{rms} = V_m / \sqrt{2} = \sqrt{2} V_{DD} / \pi \cong 0.45 V_{DD} \quad (16)$$

กระแสที่ไหลผ่าน สวิตช์ S_1 เป็น

$$i_{s1} = \begin{cases} I_m \sin(\omega t - \psi) & \text{เมื่อ } 0 < \omega t < \pi \\ 0 & \text{เมื่อ } \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (17)$$

จากสมการที่ (8) , (10) , (15) ทำให้สามารถหาสมการกระแสอินพุตได้ คือ

$$\begin{aligned} I_{DD} &= (1/2\pi) \int_0^{2\pi} i_{s1} d(\omega t) = (I_m/2\pi) \int_0^{\pi} \sin(\omega t - \psi) d(\omega t) \\ &= I_m \cos \psi / \pi = V_m \cos \psi / \pi |Z| = 2V_{DD} \cos \psi / \pi^2 |Z| \\ &= 2V_{DD} \cos^2 \psi / \pi^2 |Z| = 2V_{DD} R / \pi^2 |Z|^2 \\ &= I_m / \pi \sqrt{1 + Q_L^2 [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2} \end{aligned} \quad (18)$$

ที่ $f = f_r$

$$I_{DD} = I_m / \pi = 2V_{DD} / \pi^2 R \cong V_{DD} / 5R \quad (19)$$

กำลังอินพุตกระแสตรงจะเป็น

$$\begin{aligned} P_{DD} &= I_{DD} V_{DD} = 2V_{DD}^2 \cos^2 \psi / \pi^2 R \\ &= 2V_{DD}^2 / \pi^2 R (1 + Q_L^2 [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2) \\ &= 2V_{DD}^2 R / \pi^2 Z_o^2 [(R/Z_o)^2 + (1 + Q_L^2 [(\omega/\omega_r) - (\omega_r/\omega)]^2)] \end{aligned} \quad (20)$$

ที่ $f = f_r$

$$P_{DD} = 2V_{DD}^2 / \pi^2 R \cong V_{DD}^2 / 5R \quad (21)$$

กระแสที่ไหลผ่านวงจรซีรียเโรโชนนซ์ คือ

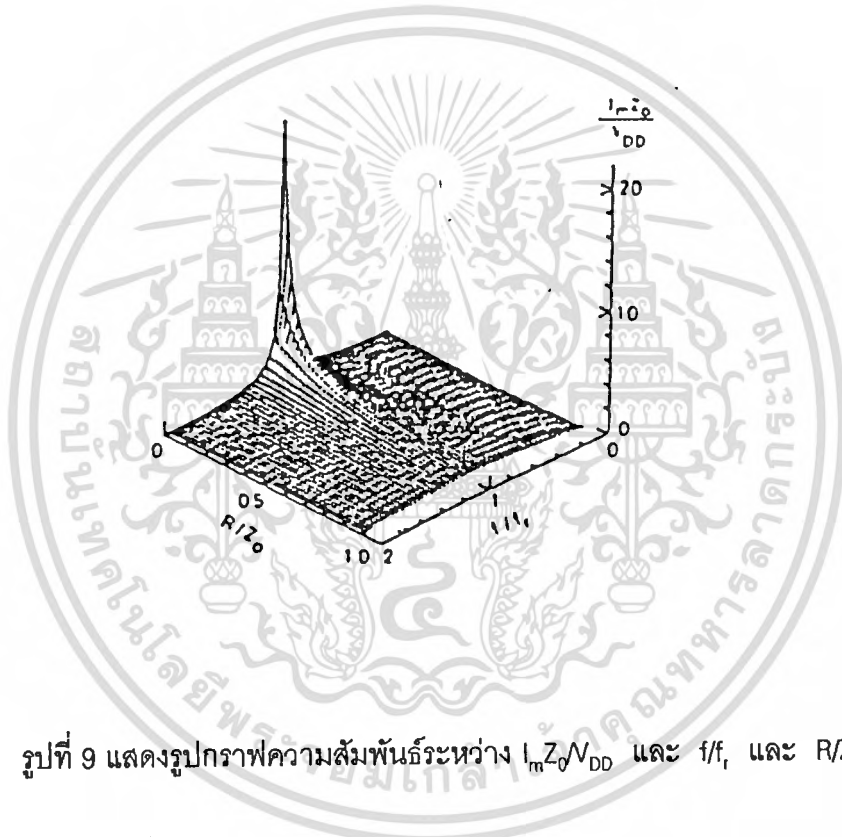
$$i = I_m \sin(\omega t - \psi) \quad (22)$$

จากสมการที่ (10) , (12) , (15) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_m &= V_m/ZI = 2V_{DD}/\pi ZI = 2V_{DD}\text{Cos } \psi/\pi R \\ &= 2V_{DD}/\pi R \sqrt{(1+Q_L^2 [(\omega/\omega_c) - (\omega_c/\omega)]^2)} \\ &= 2V_{DD}/\pi Z_0 \sqrt{((R/Z_0)^2 + [(\omega/\omega_c) - (\omega_c/\omega)]^2)} \end{aligned} \quad (23)$$

รูปที่ 9 แสดงการพล็อตกราฟระหว่าง $I_m Z_0/V_{DD}$ และ f/f_c ซึ่งจะได้ค่า R/Z_0 ดังรูปที่ 10 (ที่ $f = f_c$)

$$I_m = 2V_{DD}/\pi R \quad (24)$$



รูปที่ 9 แสดงรูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_m Z_0/V_{DD}$ และ f/f_c และ R/Z_0

จากสมการที่ (23) จะได้กำลังเอาท์พุทดังนี้

$$\begin{aligned} P_o &= I_m^2 R_L / 2 = 2V_{DD}^2 R_L \text{Cos}^2 \psi / \pi^2 R^2 \\ &= 2V_{DD}^2 R_L / \pi^2 R^2 (1+Q_L^2 [(\omega/\omega_c) - (\omega_c/\omega)]^2) \\ &= 2V_{DD}^2 R_L / \pi^2 Z_0^2 ((R/Z_0)^2 + [(\omega/\omega_c) - (\omega_c/\omega)]^2) \end{aligned} \quad (25)$$

ที่ $f = f_c$,

$$P_o = 2V_{DD}^2 R_L / \pi^2 R^2 \cong V_{DD}^2 R_L / 5R^2 \quad (26)$$

ค่ากำลังการสูญเสียในการนำกระแสของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว และวงจรเรโซแนนซ์เป็น

$$P_i = I_m^2 r/2 = I_m^2 (r_{DS} + r_L + r_C) / 2 \quad (27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าตัด Switching Loss ทิ้งและใช้สมการที่ (20) , (25) เราจะได้ประสิทธิภาพของวงจรเป็น

$$\eta = P_o/P_{DD} = P_o/(P_o+P_r) = R_L/(R_L+r) = 1/[1+(r/R_L)]$$

$$= 1-(r/R_L)/r = 1-1/[1+(R_L/r)] = 1-(Q_L/Q_o) \tag{28}$$

เราจะเห็นว่าประสิทธิภาพจะเพิ่มขึ้นถ้า R_L/r เพิ่มขึ้น หรือ ค่า Q_L/Q_o ลดลง ค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ จะได้จากสมการที่ (23)

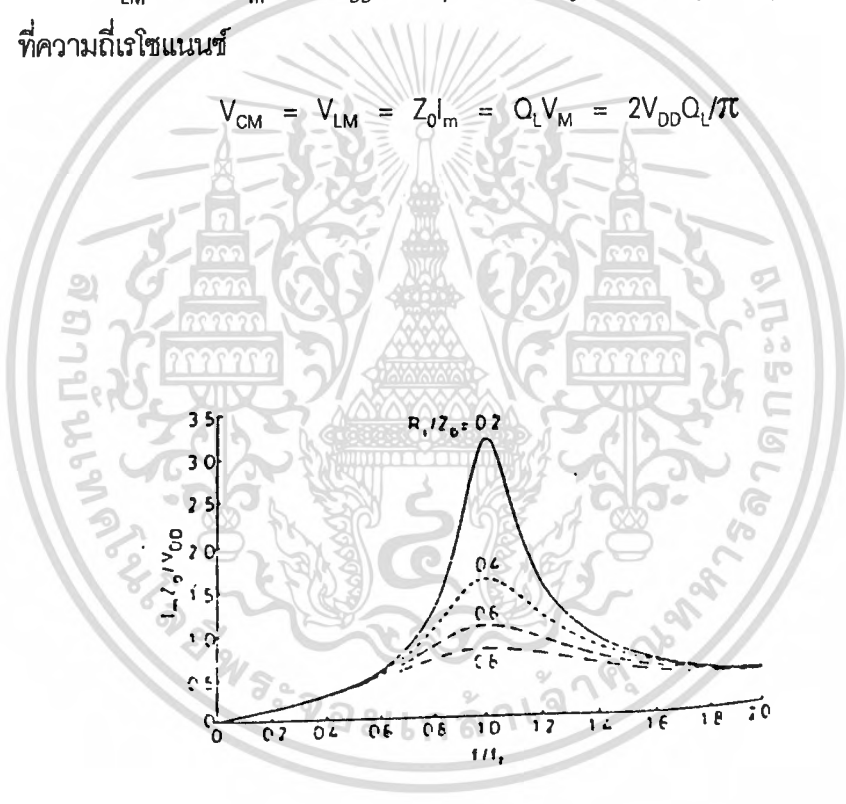
$$V_{CM} = I_m/\omega C = 2V_{DD}/\pi(\omega/\omega_o)\sqrt{[(R/Z_o)^2 + 1 (\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)^2]} \tag{29}$$

ค่าแอมพลิจูดของแรงดันตกคร่อมขดลวด L เป็น

$$V_{LM} = \omega L I_m = 2V_{DD}(\omega/\omega_o)/\pi\sqrt{[(R/Z_o)^2 + 1 (\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)^2]} \tag{30}$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$V_{CM} = V_{LM} = Z_o I_m = Q_L V_M = 2V_{DD} Q_L/\pi \tag{31}$$



รูปที่ 10 แสดงรูปภาพความสัมพันธ์ระหว่าง $I_m Z_o/V_{DD}$ และ f/f_o ขณะที่ R/Z_o มีค่าคงที่

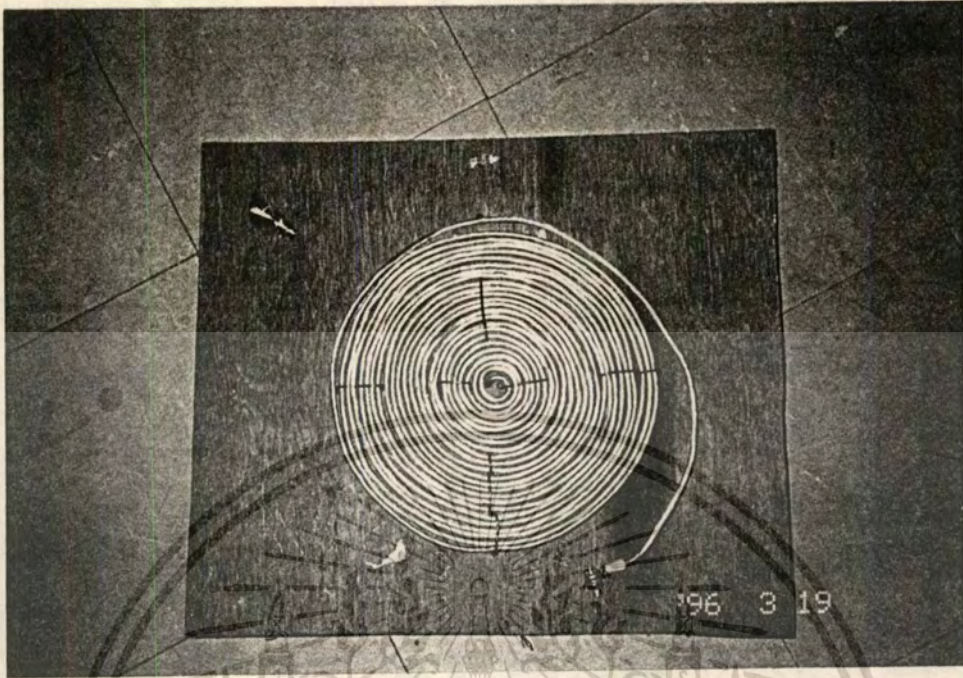


บทที่ 3

หลักการการทำงานของเตาความร้อนเหนี่ยวนำ

การทำงานจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ที่ต่อร่วมกับวงจรถีรีเรโซแนนซ์ จะทำให้แรงดันที่ออกมามีลักษณะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม แต่รูปคลื่นของกระแสที่ผ่านขดลวดเรโซแนนซ์นั้นจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากวงจรถีรีเรโซแนนซ์ กระแสที่ได้นี้จะไหลผ่านขดลวดทำให้เกิดการสร้างฟลักซ์แม่เหล็กขึ้นและฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะไปตัดกับภาชนะที่เป็นโลหะที่วางอยู่เหนือขดลวด ลักษณะของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ตามลักษณะรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กนี้ จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะ เมื่อมีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้นจะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะตามสูตร $E = L di/dt$ และจากลักษณะของภาชนะที่มีลักษณะเหมือนกับตัวนำถูกัดวงจรรอบๆ และมีความต้านทานที่น้อยมาก ทำให้เกิดกระแสจำนวนมากไหลวนอยู่ในภาชนะ และเกิดการสูญเสียขึ้นในรูปของความร้อน ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับความสูญเสียเนื่องมาจาก Eddy Current Loss ในหม้อแปลง

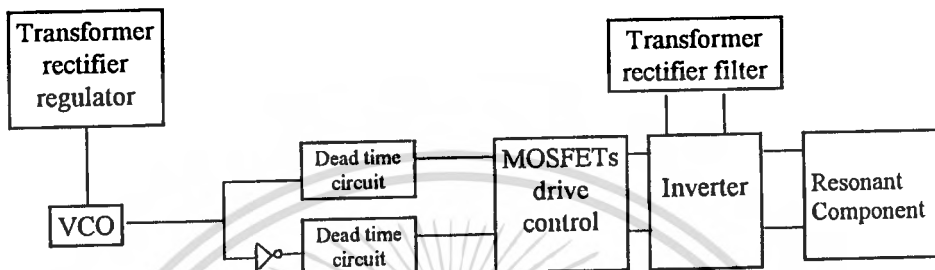
ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะขึ้นกับค่าตัวแปรหลายตัว เช่น ลักษณะของขดลวด กระแสที่ไหลผ่านขดลวด ลักษณะของภาชนะ รวมถึงชนิดของภาชนะ ฯลฯ จากโครงการที่ได้ทำนี้จะใช้ความถี่ที่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต(kHz) ในการสวิตซ์ซึ่งและได้ทำการคำนวณโดยใช้คาปาซิเตอร์ในวงจรตรีเรโซแนนซ์ เท่ากับ 0.11 ไมโครฟารัด(μF) และคำนวณค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดที่ใช้ได้เท่ากับ 18 ไมโครเฮนรี่ ซึ่งค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ ขนาดที่ใช้จะมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับประมาณ 80-120 กิโลเฮิร์ต ที่ความถี่ขนาดนี้จึงจำเป็นที่จะต้องใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเนื่องจากต้องมีความเร็วสูงพอในการสวิตซ์และที่ความถี่สูงนี้จะทำให้เกิดปรากฏการณ์ของ “Skin Effect” นั่นคือกระแสที่มีความถี่สูงจะมีความหนาแน่นสูงบริเวณผิวของตัวนำทำให้การเดินสายหรือสายไฟที่ใช้ในวงจรรวมถึงตัวนำที่ใช้พันขดลวดจำเป็นต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ โดยในโครงการนี้จะใช้สายอ่อน THW ที่มีตัวนำหลายเส้นรวมอยู่ในเส้นเดียวกันเดินสายในวงจร ส่วนขดลวดจะใช้สายไฟขนาด 2.5 ตารางมิลลิเมตร (mm^2) โดยมีรายละเอียดแสดงค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดที่สภาวะต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.1 ตีเกลียวพันประมาณ 24 รอบลักษณะการพันคล้ายกับขดกันหอย ตามรูปที่ 11



รูปที่ 11 แสดงลักษณะของขดลวดที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำแบบแบนราบ

f (KHz)	L (NO Load)	R (No Load)	L (Load)	R (Load)	Q
10	46.69 μH	0.106 Ω	34.64 μH	0.6411 Ω	3.3
20	46.65 μH	0.146 Ω	30.92 μH	1.064 Ω	3.6
30	46.54 μH	0.206 Ω	29.01 μH	1.424 Ω	3.7
40	46.50 μH	0.284 Ω	27.75 μH	1.748 Ω	3.9
50	46.40 μH	0.38 Ω	26.88 μH	2.053 Ω	4.0
60	46.40 μH	0.50 Ω	26.25 μH	2.344 Ω	4.1
70	46.32 μH	0.63 Ω	25.71 μH	2.624 Ω	4.2
80	46.28 μH	0.78 Ω	25.27 μH	2.90 Ω	4.3
90	46.23 μH	0.95 Ω	24.92 μH	3.17 Ω	4.3
100	46.20 μH	1.12 Ω	24.57 μH	3.43 Ω	4.4
150	46.05 μH	2.27 Ω	23.43 μH	4.76 Ω	4.5
200	45.79 μH	3.88 Ω	22.75 μH	6.14 Ω	4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12 บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของโครงงานเตาความร้อนเหนี่ยวนำ

ส่วนคาปาซิเตอร์ที่ใช้งานจำเป็นต้องใช้แบบไม่มีขั้วชนิดโพลีโพรไพลีน หรือโพลีเอสเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดการรั่วไหลของกระแสที่น้อย และมีสภาพฉนวนที่ทนแรงดันได้ดีกว่าและการเลือกใช้คาปาซิเตอร์นี้จะต้องมีอัตราทนแรงดันได้มากกว่า 2-3 เท่าของแรงดันไฟตรงที่ใช้งานเพื่อความปลอดภัย

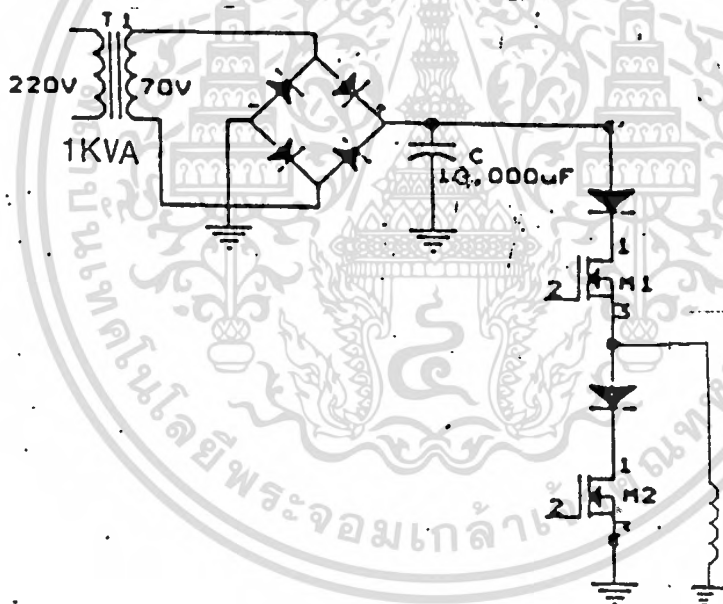
บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของโครงงานในรูปที่ 12 ซึ่งอธิบายได้ดังนี้ คือ จากไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านหม้อแปลงแล้วผ่านวงจรเรกติไฟเออร์และวงจรฟิลเตอร์เพื่อให้ได้ระดับแรงดันไฟตรงที่ประมาณ 100 โวลต์ แรงดันส่วนนี้จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรด้านสวิทซ์ซิ่งและวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งจะมีลักษณะการต่อเป็นฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 13 โดยในช่วงที่ M_1 ทำงานนี้กระแสจะไหลผ่านขดลวด ผ่านแหล่งจ่ายไฟตรง ผ่าน M_1 และเมื่อ M_1 หยุดทำงาน M_2 จะทำงานต่อจึงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด และ M_2 แทน

ส่วนวงจรควบคุมนั้นจะประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่แบบ VCO (Voltage Controlled Oscillator) ซึ่งสามารถทำการปรับความถี่ได้ตามแรงดันที่ป้อนเข้าสู่วงจร สัญญาณที่ได้จากวงจร VCO นี้จะแยกป้อนเข้าสู่วงจรเดทไทม์ 2 ชุดเพื่อป้องกันไม่ให้มีช่วงเวลาการนำกระแสของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว (M_1 และ M_2) จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปขับเกตของมอสเฟตแต่ละตัว โดยต่อผ่านหม้อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงสวิตซ์ซึ่ง นอกจากนี้ยังต้องมีวงจรป้องกันกระแสเกินเพราะขณะที่วงจรไม่มีโหลดนี้ กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตทั้ง 2 ตัว จะมีค่าสูงมากจนทำให้มอสเฟตเสียหาย ได้จึงจำเป็นต้องมีวงจรมีส่วนนี้เพื่อป้องกันการเสียหายไว้ด้วย วงจรควบคุมทั้งหมดนี้จะรับแรงดันไฟเลี้ยงจากส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์และวงจรเรกกูเลเตอร์

ส่วนโหลดที่เป็นภาชนะที่จะนำมาใช้ในโครงการนี้จำเป็นต้องทำจากวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic) ซึ่งจะให้ความร้อนได้มากกว่าวัสดุประเภทนอนเฟอร์โรแมกเนติก(Non-Ferromagnetic) ที่แรงดันขนาดเดียวกัน



รูปที่ 13 แสดงวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์พร้อมทั้งวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในงาน



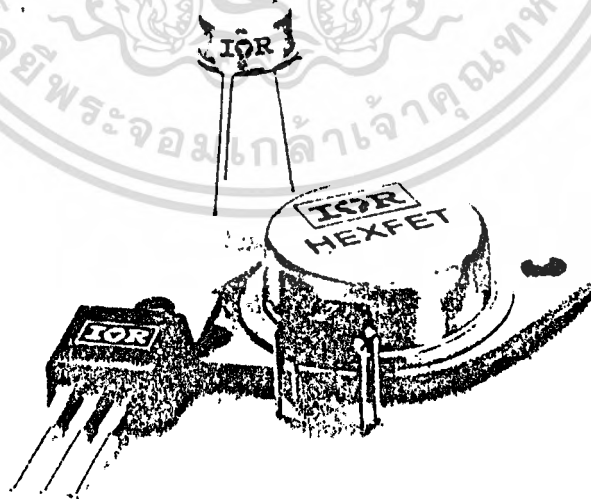
เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFETs)

4.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้แรงดันควบคุมและต้องการกระแสอินพุตเพียงเล็กน้อยซึ่งนิยมใช้มากในวงจรสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ชิพหลายในการควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น เนื่องจากมีข้อดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ

- กำลังสูญเสียขณะสวิทช์ต่ำ
- ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Breakdown)
- มีอัตราขยายสูงและวงจรขับสร้างได้ง่ายและราคาถูก
- มีความทนทานและเสถียรภาพของอุณหภูมิดี
- มีความจุหรือรับกระแสได้สูง
- สามารถนำมาต่อขนานได้ง่ายเนื่องจาก สัมประสิทธิ์ความต้านทานเป็นบวก
- ใช้ในวงจรความถี่สูงได้ดี

แต่ข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟตก็มีเช่นเดียวกัน คือ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสมีค่ามาก (ประมาณ 4.5 โวลต์) ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเพียง 1 โวลต์



รูปที่ 14 เพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร 037041 ไปใช้

4.2 ข้อได้เปรียบจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต

4.2.1 ด้านความเร็ว

เพาเวอร์มอสเฟต มีความสามารถในการสวิตชิ่งด้วยความเร็วปราศจาก การสะสม ประจุอย่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงไม่คิดช่วงเวลาสะสมทำให้มอสเฟตมีความเร็วในการสวิตชิ่ง มาก ความเร็วของมอสเฟตนั้น ขึ้นอยู่กับการอัดและคายประจุของการเก็บประจุของมอสเฟตเอง โดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

4.2.2 ลักษณะของอินพุท

ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นจะถูกแยก (Isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบอัสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ ด้วยแรงดันขนาดนี้จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซีซีมอสหรือ ทีทีแอล ได้โดยตรงจึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของโหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับโดยรวมและจะทำให้ประหยัด ขึ้น

4.2.3 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์กล่าวคือเมื่อ อุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้นกระแสเดรนจะมีค่าลดลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (Thermal Runaway)

4.2.4 เพิ่มกำลังได้

สามารถเพิ่มกำลังของสวิตชิ่งได้ โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันหลาย ๆ ตัว อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกัน กล่าวคือ $V_{DS(on)}$ ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการใช้งานที่ความถี่ต่ำค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิตชิ่ง กำลังจะมีค่าค่อนข้างมาก จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลัง

4.2.5 ย่านทำงานปลอดภัย

การใช้งานเกินพิกัดของมอสเฟตนั้น อาจทำให้มอสเฟตพังได้ แต่สำหรับมอสเฟตแล้ว บางทีอาจจะไม่จำเป็นจะต้องใช้วงจรสับเบอรัก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อย ๆ ได้ ขอบเขต ของย่านปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน และความจุของอุปกรณ์ ขอบเขตของย่านปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรคดาวนเซกันดารี (Secondary)

4.2.6 แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลังหาได้จากค่าความต้านทานของอุปกรณ์(R_{DS})สำหรับ อุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าของ R_{DS} จะต้องมีค่าต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูง ค่า R_{DS} จะต้องมีค่า สูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ R_{DS} เป็นบวก

4.3 ลักษณะของมอสเฟตกำลัง

4.3.1 แรงดันพังทลาย (V_{DSS})

แรงดันนี้เป็นค่าแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สซึ่งขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และแสดงได้ด้วยรูปที่ 15 โดยที่อุณหภูมิต่ำ ๆ ค่าแรงดันพังทลายของเพาเวอร์มอสเฟตจะลดลงอย่างเห็นได้ชัด

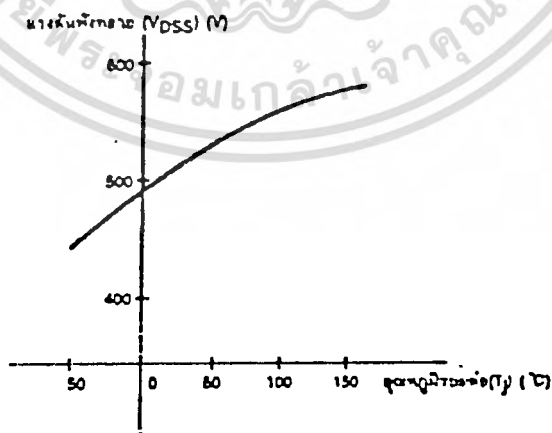
4.3.2 ค่าความต้านทานขณะนำกระแส

เพาเวอร์มอสเฟตในขณะที่น่ากระแสอย่างสมบูรณ์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สจะแปรผันตรงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเอง เนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส ซึ่งมีลักษณะเดียวกับโอห์มมิกรีซแดนซ์ (Ohm Resistance) หรือความต้านทานไฟกระแสตรงทั่ว ๆ ไป โดยหาได้จากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสจากสูตร

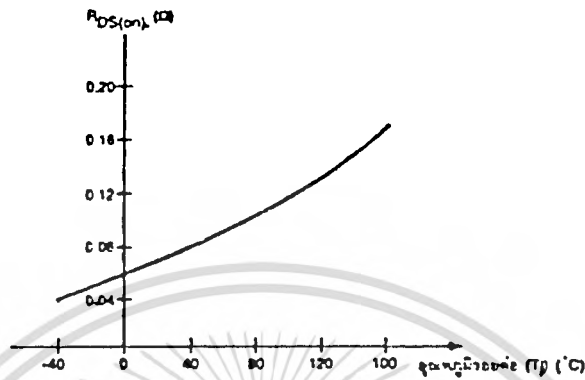
$$P_{COND} = I_{DM}^2 \times R_{DS(ION)}$$

โดยที่ I_{DM} คือ ค่าสูงสุดของกระแสเดรน

ค่า $R_{DS(ION)}$ จะเพิ่มตามอุณหภูมิที่รอยต่อ โดยมีลักษณะดังกราฟรูปที่ 16



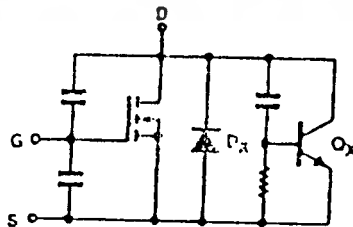
รูปที่ 15 แรงดันพังทลายที่เดรนกับซอร์สต่ออุณหภูมिरอยต่อ



รูปที่ 16 ค่าความต้านทานที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อขณะนำกระแส

4.3.3 วงจรสมมูลของเพาเวอร์มอสเฟต

จากโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตสามารถสร้างเป็นวงจรสมมูล ซึ่งประกอบไปด้วย ไดโอด (D_x) ,ค่าความจุ ,ค่าความต้านทาน (ซึ่งมีค่าน้อยมาก) และทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (Q_x) ดังรูปที่ 17 การพิจารณาวงจรสมมูลนี้สำคัญมากในการใช้งานเพราะขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสค่าแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว (dV/dt มีค่าสูง) กระแสส่วนหนึ่งจะไหลผ่านค่าความจุที่ต่ออยู่ระหว่างคอลเล็กเตอร์และเบสของทรานซิสเตอร์ Q_x ค่ากระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันที่ความต้านทานขาเบสและอิมิตเตอร์ของ Q_x ซึ่งแรงดันนี้อาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์นี้ นำกระแส และอาจเกิดการลัดวงจรขึ้นได้

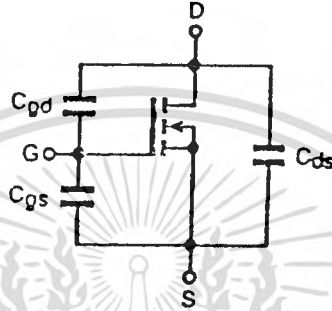


รูปที่ 17 วงจรสมมูลของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 การทำงานที่ความเร็วสูง

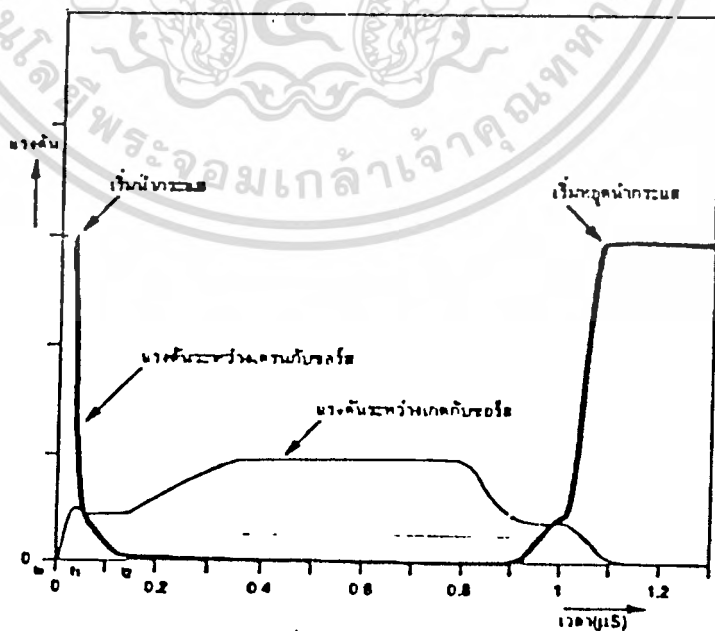
ถึงแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานด้วยแรงดันเกตเพียงเล็กน้อย แต่ก็ต้องเพียงพอในการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ภายในวงจรถูกตัว ดังรูปที่ 18 ดังนั้นการทำงานที่ความเร็วสูง ตัวเก็บประจุที่อื่นทุกตัวจะต้องทำการเก็บประจุอย่างรวดเร็วจึงควรใช้แหล่งจ่ายสัญญาณที่มีค่าความต้านทานต่ำ ๆ จึงสรุปได้ว่าวงจรถับกระแสเกตจะมีผลต่อความเร็วในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ส่วนอุณหภูมินั้นจะมีผลต่อความเร็วไม่มากเท่าใดนัก



รูปที่ 18 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

ในรูปที่ 19 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเกตกับซอร์ส (V_{GS}) และเดรนกับซอร์ส (V_{DS}) ซึ่งตัวเก็บประจุแฝงระหว่างเกตกับซอร์ส (C_{GS}) จะเก็บประจุขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสจนมีแรงดันเทรลไฮลด์ประมาณ 3 โวลต์ ในช่วงเวลานี้ (t_{0-t_1}) เรียกว่า ช่วงเวลาน่วงการนำกระแส ($t_{d(on)}$; turn-on delay time) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า $C_{GS}(R_d+R_G)$

เมื่อ R_d คือ ค่าอิมพีแดนซ์วงจรถับกระแสเกต ส่วน R_G คือ ค่าความต้านทานขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 19 ลักษณะการนำกระแสและหยุดนำกระแส

ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 ค่าความจุทางด้านอินพุทจะเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากผลของมิลเลอร์ คือ

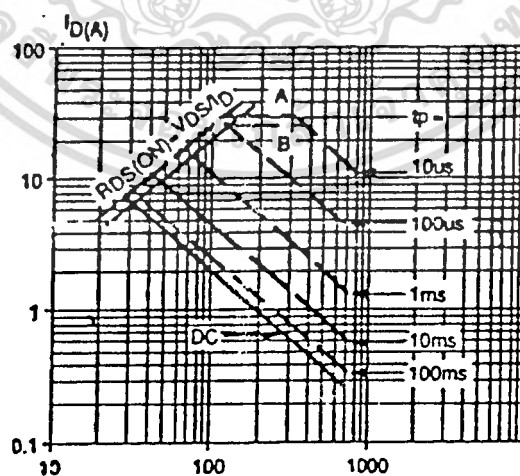
$$C_{iss} = C_{GS} + (1+A_v) \times C_{GD}$$

ดังนั้นควรป้องกันกระแสเกทที่มีค่าพีกสูงจากแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ต่ำ

4.3.5 ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย

ช่วงการทำงานที่ปลอดภัยหรือ SOAR (Safe Operating Area) ของเพาเวอร์มอสเฟตจะต่างจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือไม่มีแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Breakdown) ดังนั้น SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟตนี้จะแสดงช่วงของอัตราทนกำลังที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ เป็นหลัก ซึ่งจะแปรเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำโดยปกติจะไม่เกิน 150 ถึง 175 องศาเซลเซียส ดังนั้นรูปร่างของตัวถังและการระบายความร้อนที่ดีจะช่วยให้ SOAR ดีขึ้น

ในรูปที่ 20 แสดงให้เห็นตัวอย่างกราฟ SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะเห็นได้ว่าอัตราทนกำลังจะแปรเปลี่ยนไปตามขนาดความกว้างของพัลส์อินพุท ปกติแล้วกราฟ SOAR ที่คู่มือหรือบริษัทให้มานั้น มักจะเป็นกราฟในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตมีอุณหภูมิบริเวณรอยต่อสารกึ่งตัวนำมีค่าสูงสุด แต่ในการใช้งานเราจะไม่กำหนดให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานจนกระทั่งอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำมีค่าสูงสุด เพราะอาจจะทำให้เกิดความเสียหายได้ซึ่งสามารถเลี่ยงได้โดยกำหนดกำลังสูงสุดที่ต้องทำงานให้กับเพาเวอร์มอสเฟตก่อนตามสมการดังนี้



รูปที่ 20 ลักษณะกราฟ SOAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{MAX} = (T_f - T_m) / Z_m$$

T_f คือ อุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อสารกึ่งตัวนำ (กำหนดให้ค่าน้อยกว่า T_f สูงสุดในกราฟ)

T_m คือ อุณหภูมิขณะทำงานที่บริเวณตัวถัง

Z_m คือ สัมประสิทธิ์การระบายความร้อนของตัวถัง (ทราบได้จากกราฟในคู่มือ)

ปกติค่า Z_m นี้จะขึ้นอยู่กับรูปร่างตัวถังเป็นสิ่งสำคัญ เช่นตัวถังแบบ TO220 จะมีค่า Z_m สูงกว่าตัวถังแบบ TO66 ยิ่งถ้ามีการระบายความร้อนที่ดีก็จะช่วยลดค่า T_m ลง ย่อมทำให้มีอัตราทนกำลังเพิ่มขึ้น

นอกจากนั้นแล้วขนาดกระแสและแรงดันของพัลส์อินพุทก็มีอิทธิพลต่อช่วง SOAR เช่นกัน ซึ่งกระแสที่มากเกินไปจะทำให้อัตราทนกำลังลดลง ส่วนพัลส์ที่มีทรานเซียนต์จะทำให้เกิดแรงดันพังทลายขึ้น

4.3.6 กำลังงานสูญเสีย

กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต เกิดจากสาเหตุหลายประการดังนี้

-กำลังสูญเสียขณะนำกระแสเกิดจากค่าความต้านทานของเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสนั้นเองซึ่งจะแปรผันตามอุณหภูมิ บริเวณรอยต่อสารกึ่งตัวนำ หาได้จาก

$$P_C = I_{ON}^2 R_{DS(ON)}$$

-กำลังสูญเสียขณะสวิตช์ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต เริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านอยู่ในขณะที่มีแรงดันตกคร่อม จึงเป็นเหตุทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อทำงานที่ความถี่สูงๆ และปกติแล้วช่วงเวลาในการหยุดนำกระแสจะนานกว่าช่วงเริ่มนำกระแส ดังนั้นกำลังสูญเสียในขณะสวิตช์จึงเกิดในช่วงหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งเราลดกำลังสูญเสียในส่วนนี้ได้โดยการใส่วงจร snubber ระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส เพื่อจำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{DS} หรือ dV_{DS}/dt ขณะเริ่มหยุดนำกระแสให้เหมาะสม

-กำลังสูญเสียจากไดโอดแฝงเกิดจากกระแสที่ไหลผ่านไดโอดในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส ซึ่งจะพบในวงจรที่มีโหลดอินดักแตนซ์ร่วมอยู่ เช่น มอเตอร์

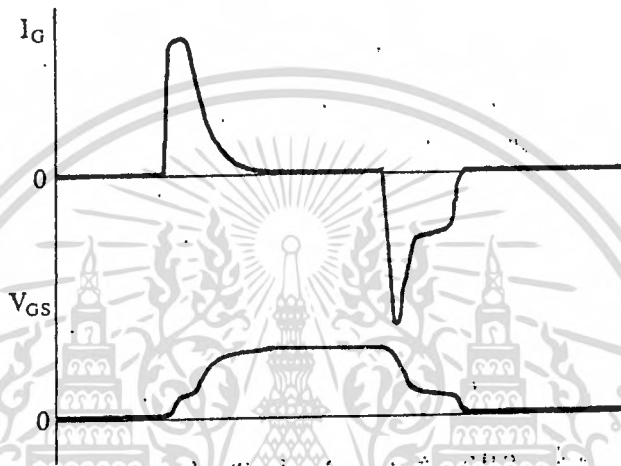
-กำลังสูญเสียในภาคเกทอินพุทกำลังสูญเสียในส่วนนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเพราะว่าขนาดของแรงดันและกระแสมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับเอาท์พุทโดยส่วนใหญ่แล้วกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในส่วนนี้เกิดจากค่าความต้านทานของขาเกตและวงจรขับกระแสเกตนั่นเอง

4.4 การขับเพาเวอร์มอสเฟต

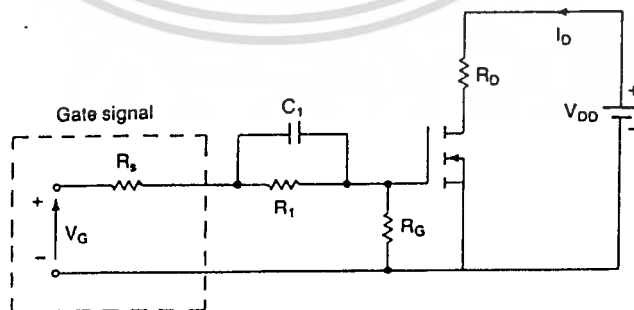
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นจะทำได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน ทั้งนี้เนื่องมาจากลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตเหมือนมีตัวเก็บประจุ อาจอยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมัน ดังแสดงในรูปที่ 18 ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อนที่ตัวมันจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันในการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายตัวเก็บประจุออกไป จนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต (V_{GS}) มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงเริ่มหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 21

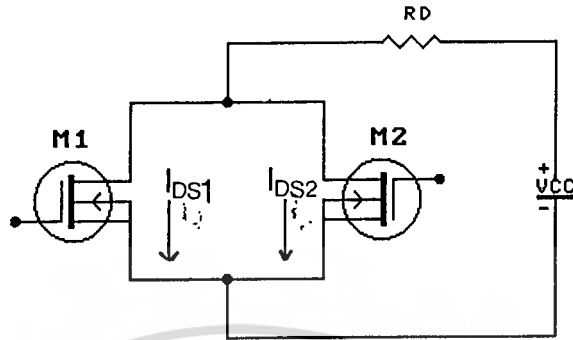


รูปที่ 21 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส สำหรับวงจรในการขับเกตแสดงได้ดังรูปที่ 22 ในบางกรณีหากตัวเพาเวอร์มอสเฟตไม่สามารถทนพิกัดกระแสไหลด อาจทำการแก้ไขได้โดยการต่อขานานมอสเฟตหลายตัวเข้าด้วยกัน โดยเพาเวอร์มอสเฟตที่นำมาต่อนั้น ควรมีคุณลักษณะสมบัติเหมาะสมกัน รูปที่ 23 แสดงการต่อขานานมอสเฟต

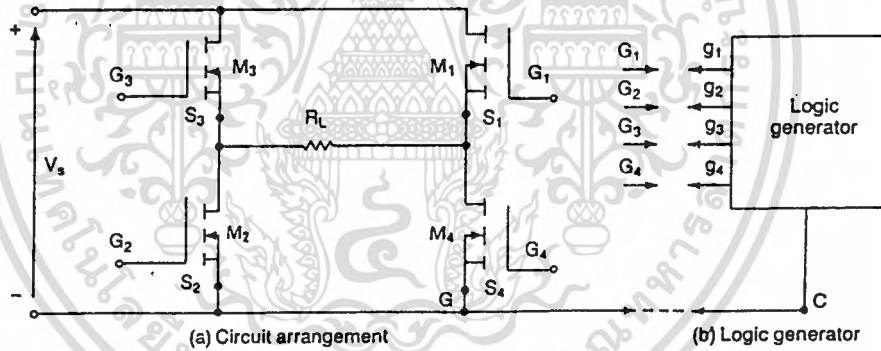


รูปที่ 22 วงจรขับเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 23 แสดงการต่อขนานมอสเฟต



รูปที่ 24 แสดงการแยกขั้วเกตโดยใช้หม้อแปลงพัลส์

(a) แสดงวงจรที่มีการต่อมอสเฟตหลายตัว

(b) วงจรลอจิกสร้างสัญญาณขั้วเกต

4.4.1 การแยกควรวอร์ชันขาเกต

ในการใช้งานเพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิตช์นั้นจะต้องป้อนแรงดันขาเกตและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต ในการใช้งานโดยทั่วไปนั้นจะใช้เพาเวอร์มอสเฟตหลายตัวในวงจรหนึ่ง ๆ ดังนั้นการขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวนั้นจะต้องแยกจากกัน ดังแสดงในรูปที่ 24(a) โดยมีวงจรลอจิกสร้างสัญญาณพัลส์ แสดงในรูปที่ 24(b) จากรูปเราไม่สามารถป้อนแรงดัน V_g เมื่อเทียบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

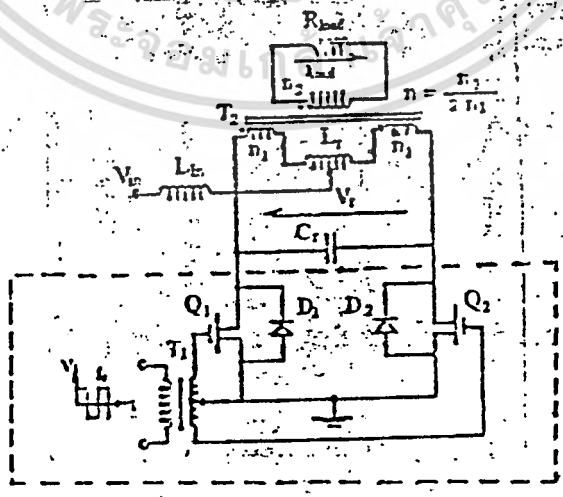
ปลายด้าน C เข้าที่ขาเกต G_1 ได้โดยตรง สัญญาณ V_1 ที่จะป้อนนี้ต้องเป็นสัญญาณแรงดันระหว่างขา G_1 และขา S_1 ของมอสเฟต M_1 นั่นคือ จะต้องมีการแยกขอร์สและกราวด์ของระบบออกจากกัน ซึ่งโดยทั่วไปสามารถแยกได้โดยหม้อแปลงพัลส์ซึ่งมีขดลวดด้านปฐมภูมิ 1 ขดและขดลวดด้านทุติยภูมิ 1 ขดหรือมากกว่าก็ได้ การที่มีขดลวดด้านทุติยภูมิหลายขดทำให้สามารถป้อนสัญญาณเข้าขาเกตของมอสเฟตหลาย ๆ ตัวได้ รูปที่ 25 แสดงวงจรที่ใช้ขับเกตโดยมีหม้อแปลงพัลส์แยก หม้อแปลงที่ใช้ควรมีค่าอินดักแตนซ์รั่วไหลน้อยและเวลารุ่งขึ้น(Rise Time)ของสัญญาณพัลส์เกาท์พูน้อย ๆ



รูปที่ 25 การขับเกตโดยใช้หม้อแปลงพัลส์

4.5 วิธีการออกแบบหม้อแปลงพัลส์

จากรูปที่ 26 แสดงวงจรที่ถูกใช้คำนวณหาจำนวนรอบของการพันได้ดังนี้



รูปที่ 26 แสดงวงจรสำหรับการคำนวณหาจำนวนรอบของการพัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1 กำหนดสภาวะการทำงาน

$$E_{in} = 15 \text{ โวลต์} \quad f = 100 \text{ กิโลเฮิร์ต}$$

$$E_{out} = 15 \text{ โวลต์} \quad I_{out} = 1 \text{ แอมป์}$$

$$m/T = 50 (\%) \quad T = 50 \text{ องศาเซลเซียส}$$

ซึ่ง $E_{in} =$ ดีซีอินพุท โวลต์เดจ (โวลต์)

$$E_{out} = \text{ดีซีเอาต์พุท โวลต์เดจ (โวลต์)}$$

$$I_{out} = \text{ดีซีเอาต์พุทของกระแส (แอมป์)}$$

$$f = \text{ความถี่สวิตชิ่ง (กิโลเฮิร์ต)}$$

$$m/T = \text{ค่า maximum duty (\%)}$$

$$T = \text{อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น (องศาเซลเซียส)}$$

4.5.2 เลือกขนาดแกน

$$\text{เราใช้แกนชนิด EE 30/26 K , H 45 (ภาคผนวก)}$$

4.5.3 หาค่าความสูญเสียทั้งหมด (Total power loss)

จากรูปที่ 27 จะแสดงค่าความสูญเสียทั้งหมดเท่ากับ 2.6 วัตต์ (Watt) โดยดูที่ค่าความสูญเสียทั้งหมดจากค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น(T) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 50 องศาเซลเซียส

4.5.4 การเปลี่ยนแปลงในฟลักซ์แม่เหล็ก (Changes In Magnetic Flux)

จากตารางในภาคผนวก ให้ค่า $B_s = 470 \text{ mT}$ และค่าของ $B_r = 100 \text{ mT}$

$$\text{จากสูตร} \quad \Delta B_m = B_m - B_r$$

โดยที่ค่า $B_m = 80 \%$ ของค่า $B_s = 80 \times 470 / 100 = 376 \text{ mT}$

ซึ่ง $B_s =$ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัว (มิลลิเทสลา)

$B_r =$ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กตกค้าง (มิลลิเทสลา)

$B_m =$ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด (มิลลิเทสลา)

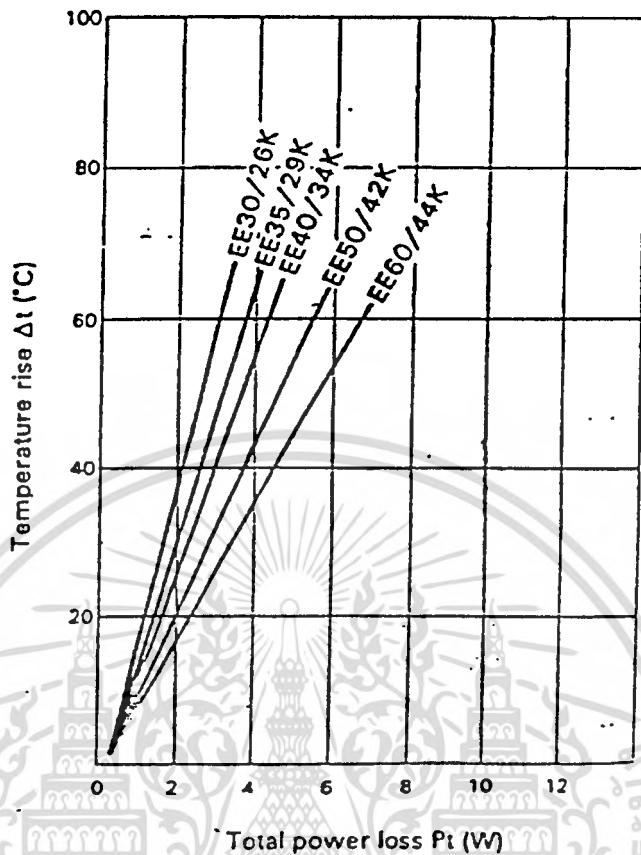
$\Delta B_m =$ ค่าการเปลี่ยนแปลงในฟลักซ์แม่เหล็ก

ดังนั้น แทนค่าลงในสูตรดังกล่าวจะได้

$$\Delta B_m = 376 - 100$$

$$= 276 \text{ mT}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 27 กราฟแสดงค่าความสูญเสียกับค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น

4.5.5 ค่าดีซีอินพุทโวลต์เตจสูงสุด (Maximum DC Input Voltage)

จากสภาวะเงื่อนไขการทำงานในหัวข้อที่ 4.5.1 ค่าดีซีอินพุทโวลต์เตจสูงสุด

($E_{in}(Max)$) มีค่าเท่ากับ 15 โวลต์

4.5.6 การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดค้ำปฐมภูมิ

$$\text{จากสูตร } N_p = (E_{in} \times m \times 10^3) / (A_o \times \Delta B_m)$$

$$\text{ซึ่ง } E_{in} = 15 \text{ โวลต์}$$

$$m/T = 50 \text{ (\%)}$$

$$\text{ดังนั้น } m = 5 \text{ (วินาที)}$$

$$A_o = 110 \text{ ตารางมิลลิเมตร (ภาคผนวก)}$$

$$\Delta B_m = 276 \text{ mT}$$

แทนค่าลงในสูตร จะได้

$$N_p = (15 \times 5 \times 1,000) / (110 \times 276)$$

$$= 2.5 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ (รอบ)
 A_o คือ พื้นที่หน้าตัดประสิทธิภาพ (ตารางมิลลิเมตร)
 E_{in} คือ ค่าดีซีอินพุทโวลต์เตจ (โวลต์)
 ΔB_m คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงในฟลักซ์แม่เหล็ก (มิลลิเทสลา)
 m/T คือ ค่า Maximum Duty

4.5.7 การคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ

จากสูตร $E_{in}/E_{out} = N_p/N_s$

ซึ่ง $E_{in} = 15$ โวลต์

$E_{out} = 15$ โวลต์

$N_p = 2.5$ รอบ

แทนค่าลงในสูตร จะได้

$N_s = 2.5$ รอบ

เมื่อ $E_{in} =$ ค่าดีซีอินพุทโวลต์เตจ (โวลต์)

$E_{out} =$ ค่าดีซีเอาต์พุทโวลต์เตจ (โวลต์)

$N_p =$ จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ (รอบ)

$N_s =$ จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ (รอบ)

ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริง ซึ่งจากการหันหม้อแปลงพัลส์ ขณะใช้งานจริงนั้นจะมีค่าประมาณ 39 รอบ ทั้งขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ

บทที่ 5

วงจรควบคุมและวงจรป้องกัน

5.1 วงจรควบคุม

แบ่งเป็นส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

1) ส่วนที่ใช้ในการสร้างสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม คือ ส่วน VCO (Voltage Controlled Oscillator)

2) ส่วนที่ใช้ก่อนการปรับคาบเวลาเพื่อ (Dead Time) ของสัญญาณ

5.1.1 VCO (Voltage Controlled Oscillator)

ในส่วนของ VCO นี้จะใช้ ไอซีเบอร์ 4046 ซึ่งเป็นไอซี เฟสล็อกคูลูป (Phase-lock loop) ที่มีส่วนของ VCO ในตัว ช่วงความถี่ของสัญญาณที่ใช้จะได้อาจจากการใส่ค่าความต้านทานที่ ขา 11 (R_{11}) และขา 12 (R_{12}) ของไอซี และใส่ตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขา 6 และขา 7 ตามรูปที่ 28 เมื่อได้ช่วงความถี่ที่ต้องการแล้ว การปรับความถี่จะทำได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้ (R_3) ที่ต่อกับขา 9 ของไอซี ทำให้สามารถปรับค่าความถี่ของสัญญาณได้จากค่าความถี่ต่ำสุด (F_{min}) จนถึงค่าความถี่สูงสุด (F_{max})

การคำนวณหา F_{min} และ F_{max} ทำได้ 2 วิธีดังนี้

1. คำนวณจากสูตร $F_{min} = 1/(R_2(C_1+32pF))$

เมื่อ VCOinput (ขา9) = V_{dd} (0 volt)

$$F_{max} = 1/(R_1(C_1+32pF))+F_{min}$$

เมื่อ VCOinput (ขา9) = V_{dd} (15 Volt)

โดยที่ R_1 คือ ตัวความต้านทานที่ต่อกับขา 11 ของ 4046

R_2 คือ ตัวความต้านทานที่ต่อกับขา 12 ของ 4046

C คือ ตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขา 6 และขา 7 ของ 4046

หมายเหตุ ข้อมูลจาก Data Sheet (ภาคผนวก)

2. คำนวณหาค่าจากกราฟโดยดูได้จาก Data Sheet (ภาคผนวก) ของไอซีเบอร์ 4046

กำหนดให้ Center Frequency $f_o = 100 \text{ kHz}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

$$F_{max}/F_{min} = 1.5$$

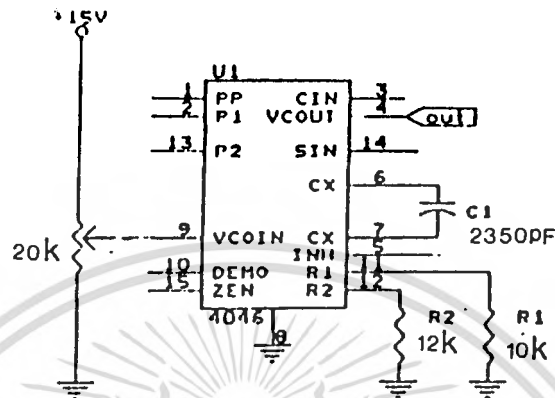
จะได้ $F_{max} = 120 \text{ kHz}$

$$F_{min} = 80 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{หา } C_1 \text{ ได้ } C_1 = (47 \times 10^2) / 2 \text{ pF}$$

$$\text{หา } R_2 \text{ ได้ } R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$



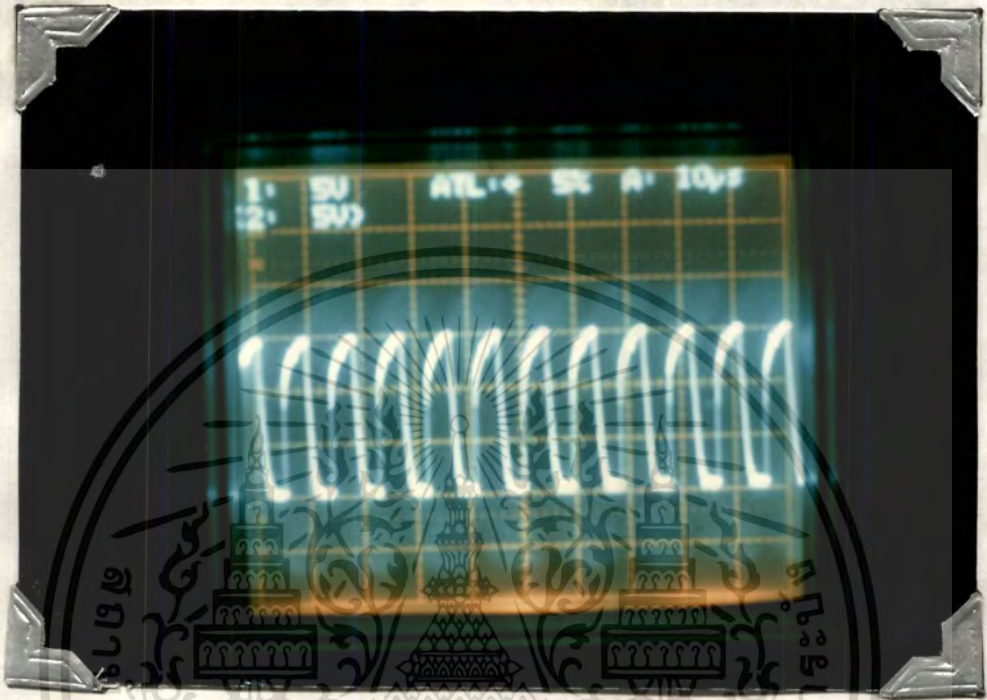
รูปที่ 28 วงจร VCO

จากการทดลองจริงจะได้ค่าความถี่ที่ค่าแรงดันอินพุตต่าง ๆ ดังตารางที่ 5.1 ตารางที่ 5.1 แสดงระดับแรงดันอินพุต $V_{COinput}$ กับระดับความถี่ โดยที่ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ $C = (47 \times 10^2) / 2 \text{ pF}$

แรงดันอินพุต ($V_{COinput}$) (Volt)	ความถี่ (Frequency) (kHz)
0	74.0
0.88	74.82
1.90	76.33
2.10	77.11
3.56	85.08
5.12	93.96
6.88	104.03
8.49	113.65
9.76	135.65
11.71	135.00
15.00	122.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้ก็จะนำไปเข้าวงจรปรับแต่งเวลาเดทท์ต่อไป รูป
คลื่นของวงจร VCO แสดงดังรูปที่ 29



รูปที่ 29 ลักษณะคลื่นสัญญาณของวงจร VCO

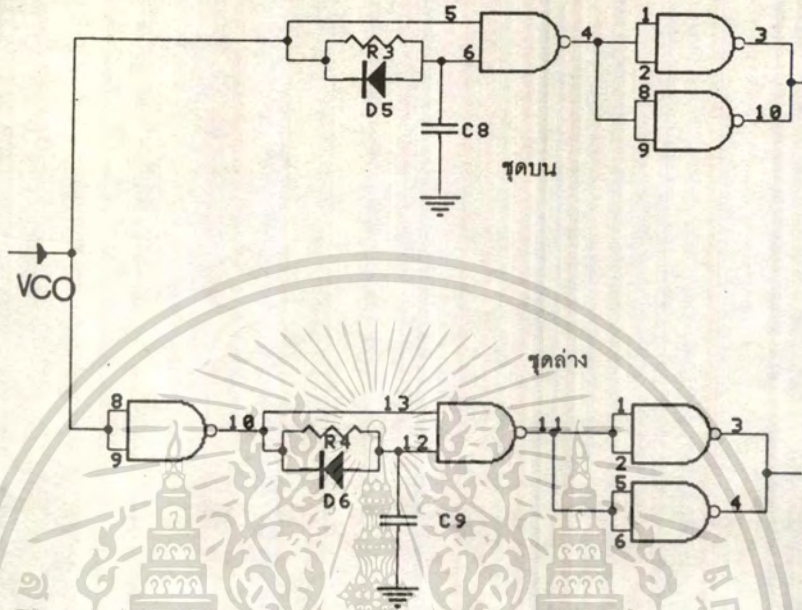
5.1.2 วงจรปรับแต่งเวลาเดทท์ (Dead Time Adjust Circuit)

เนื่องจากการทำงานของวงจรจะอาศัยหลักการสวิตซ์ซึ่งของเพาเวอร์มอสเฟตโดยจะสลับกันทำงาน กล่าวคือ เมื่อมอสเฟตตัวหนึ่งนำกระแส มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะหยุดนำกระแส ดังนั้นข้อควรระมัดระวังในการควบคุมการทำงานในส่วนนี้ คือ จะต้องไม่ให้มอสเฟตทั้ง 2 ตัว นำกระแสพร้อมกัน เพราะจะทำให้แหล่งจ่ายไฟที่ต่ออยู่กับวงจรกำลังก็จะถูกลัดวงจรลงดิน มีผลทำให้กระแสจำนวนมากไหลผ่านมอสเฟตทั้ง 2 ตัว ทำให้เกิดความเสียหายได้

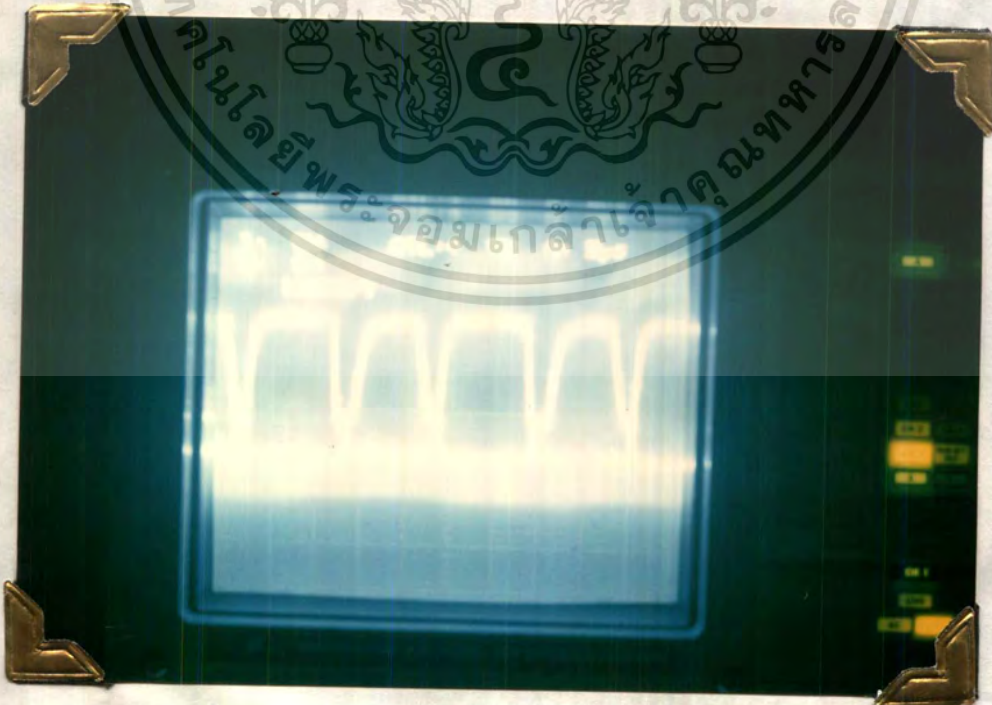
ในการป้องกันไม่ให้มอสเฟตทั้ง 2 ตัว มีช่วงเวลาการนำกระแสพร้อมกัน ซึ่งเราเรียกช่วงเวลานี้ว่า ช่วงเวลาเดทท์ (Dead Time) ทำได้โดยใช้วงจรปรับแต่งเวลาเดทท์ ซึ่งใช้ ไอซีเบอร์ 4093 เป็นหลักโดยทำการต่อวงจรไว้ 2 ชุดดังแสดงในรูปที่ 30 ในการปรับสัญญาณจะต้องทำการปรับคลื่นสัญญาณแรงดันจากวงจร VCO ที่ออกจากขา 3 และขา 4 ของวงจรชุดที่ 1 และคลื่นสัญญาณแรงดันจากวงจร VCO ที่ออกจากขา 4 และ ขา 10 ของวงจรชุดที่ 2 ไม่ให้มีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะ(จาก 0 เป็น 1 หรือจาก 1 เป็น 0) พร้อมกัน ดังแสดงในรูปที่ 31 โดยมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนในการปรับแต่งเวลาเดทไทยม์ แสดงไว้ในรูปที่ 32 และรูปที่ 33 จากนั้นสัญญาณที่ได้จะนำไปขับเกทของมอสเฟตทั้ง 2 ตัวต่อไป

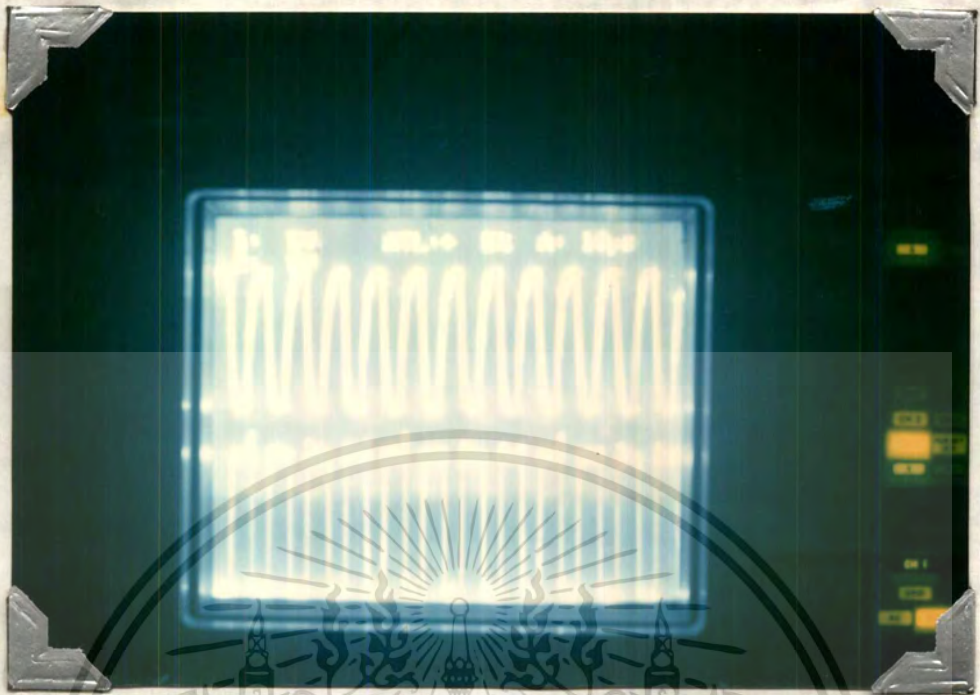


รูปที่ 30 แสดงวงจรเดทไทยม์

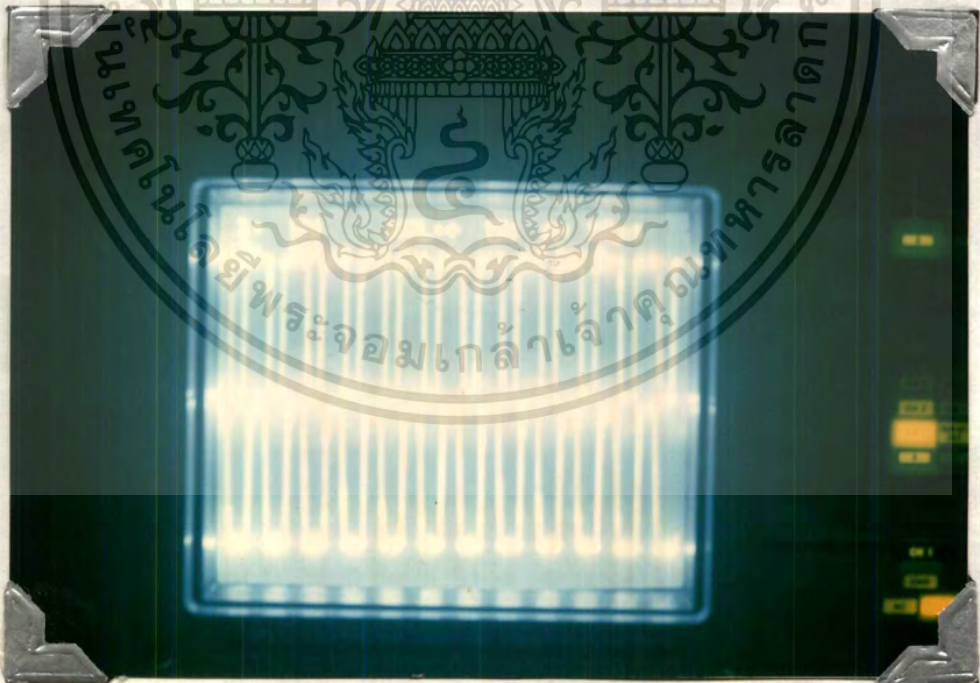


รูปที่ 31 แสดงสัญญาณขับเกททั้ง 2 ตัว เมื่อผ่านวงจรเดทไทยม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



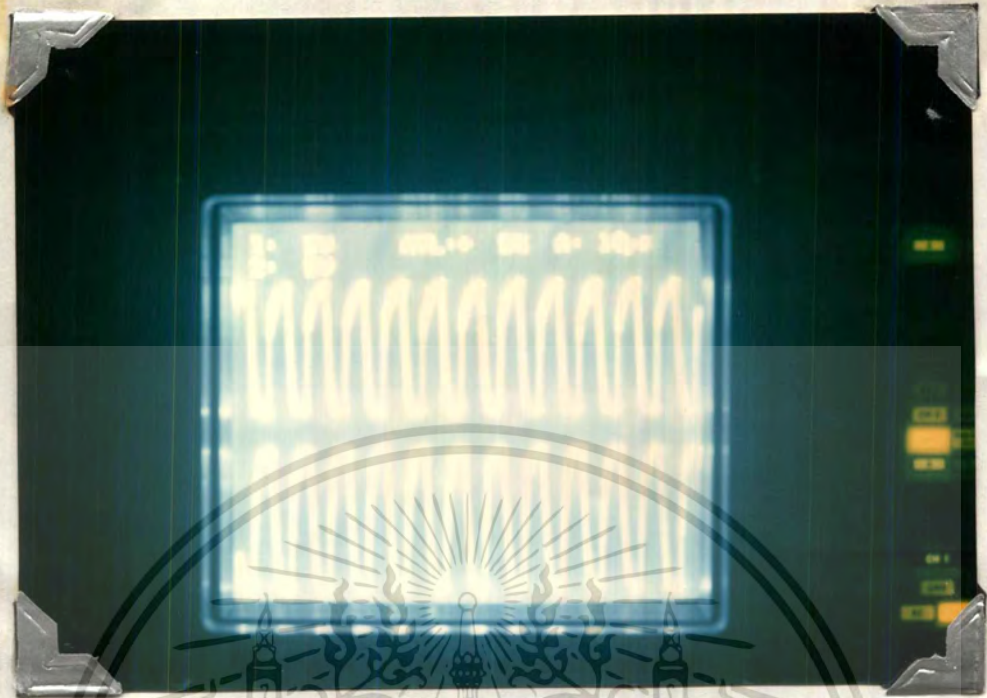
(a) รูปบน แสดงสัญญาณเข้าขา 5
รูปล่าง แสดงสัญญาณออกขา 4



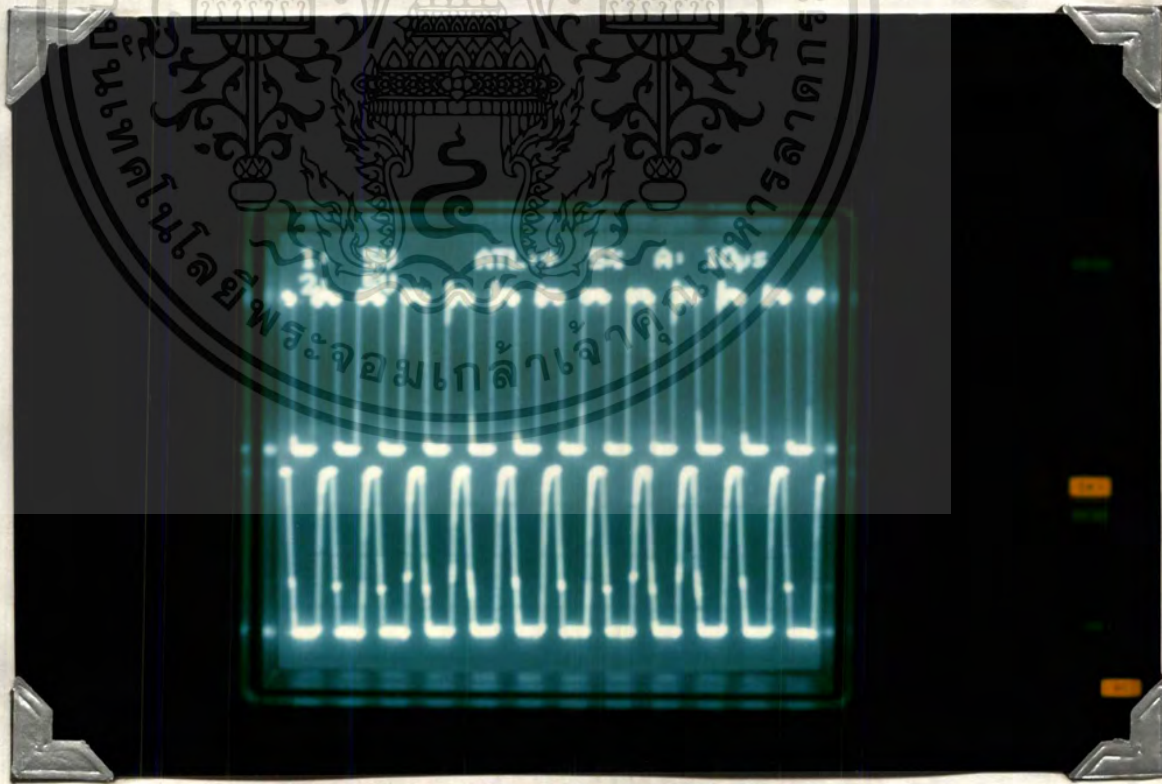
(b) รูปบน แสดงสัญญาณเข้าขา 4
รูปล่าง แสดงสัญญาณออกขา 3 และขา 10

รูปที่ 32 แสดงขั้นตอนการปรับแต่งเวลาเดทโทม์ชุดบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

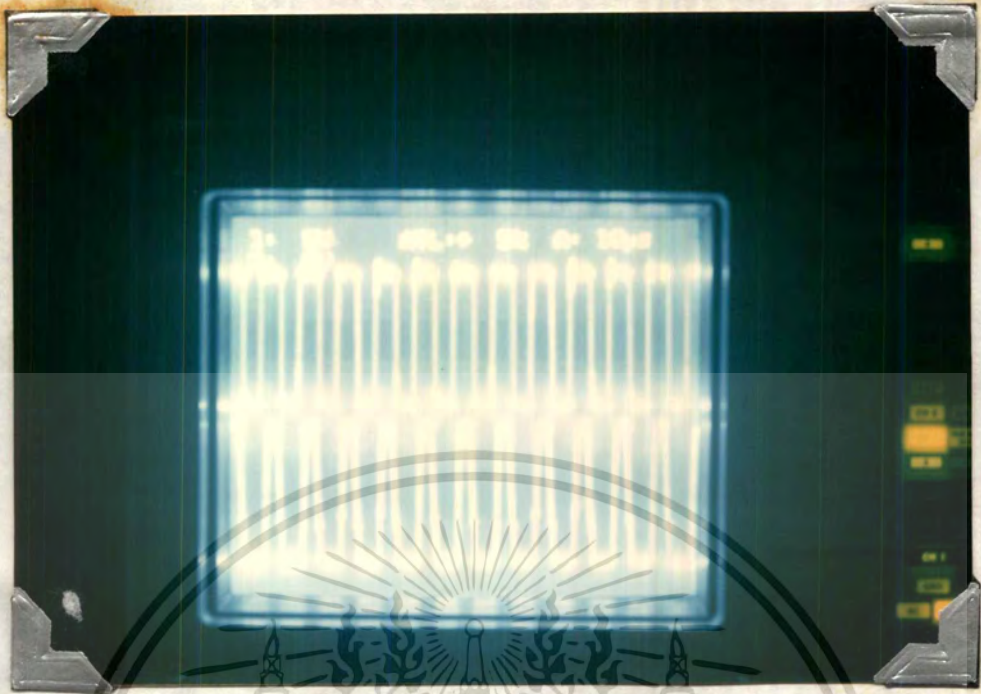


(a) รูปบน แสดงสัญญาณเข้าขา 8 และขา 9
รูปล่าง แสดงสัญญาณออกขา 10

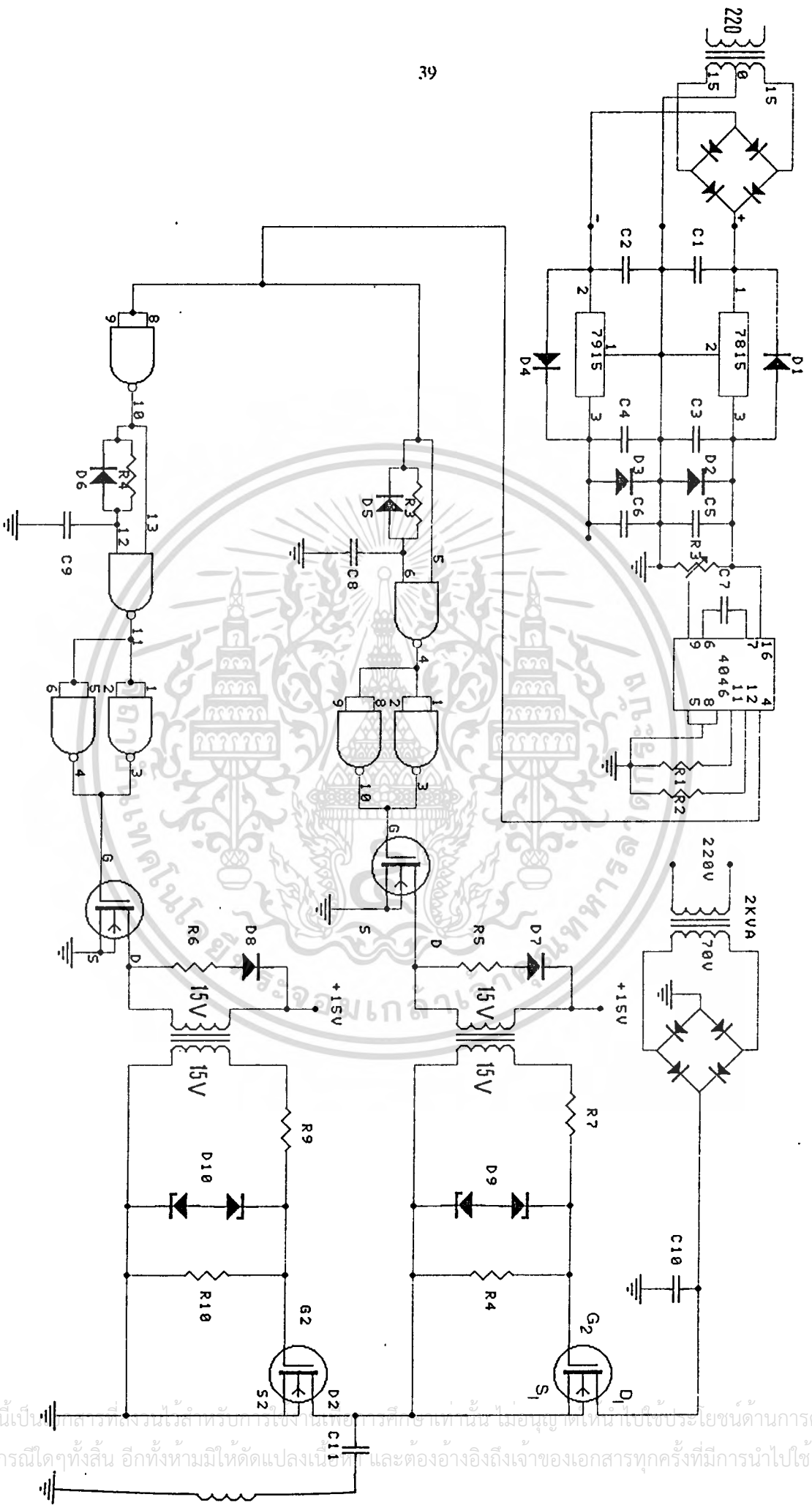


(b) รูปบน แสดงสัญญาณเข้าขา 13
รูปล่าง แสดงสัญญาณออกขา 11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) รูปบน แสดงสัญญาณออกขา 11
 รูปล่าง แสดงสัญญาณออกขา 3 และขา 4
 รูปที่ 33 แสดงขั้นตอนการปรับแต่งเวลาเคปทีใหม่ ชุดล่าง



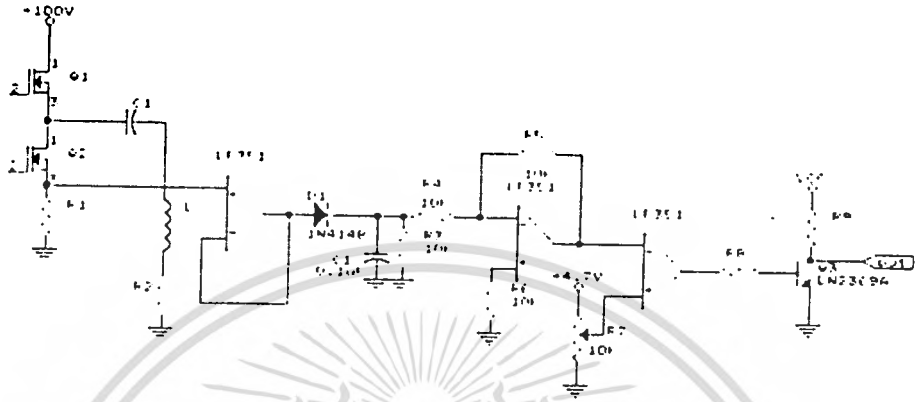
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_1 = 500 \ \Omega$	$C_1 = 4,700 \ \mu\text{F}$	35 V
$R_2 = 10 \ \text{k}\Omega$	$C_2 = 4,700 \ \mu\text{F}$	35 V
$R_3 = 750 \ \Omega$	$C_3 = 10 \ \mu\text{F}$	35 V
$R_4 = 120 \ \Omega$	$C_4 = 10 \ \mu\text{F}$	35 V
$R_5 = 680 \ \Omega$	$C_5 = 0.1 \ \mu\text{F}$	50 V
$R_6 = 680 \ \Omega$	$C_6 = 0.1 \ \mu\text{F}$	50 V
$R_7 = 10 \ \Omega$	$C_7 = 200 \ \text{pF}$	
$R_8 = 40 \ \Omega$	$C_8 = 200 \ \text{pF}$	
$R_9 = 10 \ \Omega$	$C_9 = 200 \ \text{pF}$	
$R_{10} = 47 \ \Omega$	$C_{10} = 13,000 \ \mu\text{F}$	
	$C_{11} = 0.11 \ \mu\text{F}$	
$D_1 - D_4, D_7, D_8 = \text{Diode } 180\text{E } 524$		
$D_5 = \text{Diode } 4148$		
$D_6 = \text{Diode } 4148$		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วงจรป้องกัน

5.2.1 วงจรป้องกันกระแสเกิน(Current Protection)



รูปที่ 35 แสดงวงจรป้องกันกระแสเกิน

จากรูปที่ 35 จะเห็นได้ว่าจะตรวจจับสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตตัวล่าง จาก R โดยจะต่อความต้านทานอนุกรมกับขาซอร์สของมอสเฟต สัญญาณที่ตรวจจับได้จะอยู่ในรูปของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน สัญญาณที่ได้จะนำมาผ่านวงจรบัฟเฟอร์(Buffer) ซึ่งจะช่วยให้ความต้านทานอินพุทของวงจรสูงขึ้นด้วย จากนั้นต้องทำการขยายสัญญาณที่ได้ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากความต้านทานนี้จะมีขนาดที่น้อยมาก โดยขนาดของสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ $V = i_{DS} \times R$ จากนั้นจึงนำไปขยายโดยไอซีออปแอมป์ LF 351 ซึ่งมีอัตราขยายประมาณ 2 เท่าจากนั้นจะนำไปผ่านไดโอดและคาปาซิเตอร์เพื่อเปลี่ยนแรงดันที่ได้ให้เป็นแรงดันไฟตรงที่เรียบ แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ไอซีเปรียบเทียบ LM 311 โดยสัญญาณแรงดันอ้างอิงไฟตรงที่ได้จะนำไปเข้าขาอินอินเวอร์ตติ้ง(ขา 2) และแรงดันไฟตรงที่ได้จะป้อนเข้าขาอินเวอร์ตติ้ง (ขา 3) ถ้าแรงดันที่ขาอ้างอิงมีค่ามากกว่าแรงดันที่ตรวจจับจากความต้านทานแสดงว่า ขณะนี้กระแสยังไหลไม่ถึงค่าที่กำหนดจะทำให้แรงดันที่ขาอินอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ มีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ทำให้เอาท์พุทของออปแอมป์ มีค่าเท่ากับ 15 โวลท์ สัญญาณที่ออกจากออปแอมป์จะส่งไปเข้าเบสของทรานซิสเตอร์ทำให้แรงดันที่ขา SD มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งไอซี 2110 นั้นจะทำงานตามปกติ แต่เมื่อมีกระแสไหลมากผิดปกติแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์จะมีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาอ้างอิง (ขา 3) หรือขาอินอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ ทำให้เอาท์พุทของออปแอมป์มีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ไม่มีสัญญาณทำให้มีแรงดันขนาด 15 โวลท์ ไป

เข้าขา SD ของไอซี 2110 ทำให้ไอซี 2110 ไม่ทำงานและหยุดส่งสัญญาณไปเข้าขาเกตของ มอสเฟต

ในการปรับตั้งกระแสเพื่อทำการป้องกันนี้สามารถปรับได้โดยปรับ V_R นั่นคือ การปรับแรงดันที่ขาอ้างอิงที่ขา 3 ของ LM 311 โดยจะต้องไม่ตั้งแรงดันที่สูงจนเกินไปเพราะทำให้มอสเฟตพังได้ ก่อนที่วงจรป้องกันจะทำงานหรือตั้งกระแสต่ำเกินไปก็จะทำให้เกิดการหยุดทำงานขณะที่กระแสยังต่ำเกินไปทำให้เพาเวอร์(Power) ที่ได้น้อยเกินไป

วงจรป้องกันกระแสเกินนี้สามารถจะป้องกันวงจรขับเกทและตัวมอสเฟตเองได้ เมื่อขณะไม่มีโหลด เพราะขณะไม่มีโหลดกระแสจะไหลเข้าสู่วงจรจำนวนมากทำให้มอสเฟตพังอย่างรวดเร็ว

5.2.2 วงจรสแน็บเบอร์

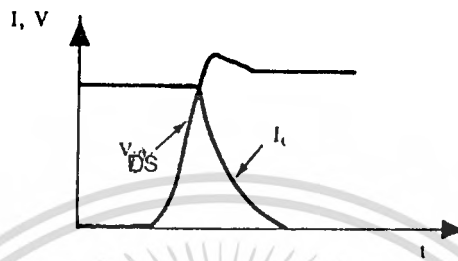
วงจรสแน็บเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามา เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต ในวงจรขณะที่ทำงานปกติโดยจะถูกกำหนดขนาดโดยแรงดันของแหล่งจ่าย และโอกาสของการเกิดแรงดันสูงสุดที่อาจเกิดขึ้นได้ที่จะตกคร่อม ขั้วเดรนและซอร์ส ถึงแม้ว่าค่าแรงดันจะเป็นแรงดันสไปค์(Spike Voltage) นั่นก็อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ สำหรับในวงจรแบบลิเนียร์ มักจะใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิทช์ซึ่งเราควรจะเลือกค่าทนแรงดันของเพาเวอร์มอสเฟต(Breakdown Voltage) เท่ากับ 3 เท่า ในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟ โดยที่จะต้องมีส่วนวงจรที่จะทำหน้าที่ดูดกลืนพลังงานจากการคายของขดลวด(Voltage Suppress) เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดการทำงานอย่างทันที(Turn Off) วงจรสแน็บเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส(Turn Off Snubber) และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน(Clamp Snubber) วงจรสแน็บเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า “วงจร RCD สแน็บเบอร์”

5.2.2.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

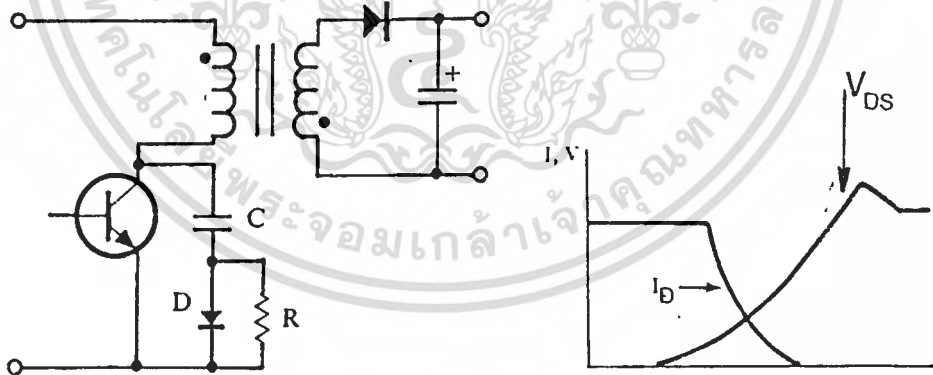
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูง ขณะเปลี่ยนสถานะการทำงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเริ่มหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว(ดูรูปที่ 36 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสแน็บเบอร์เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่เดรนและซอร์สให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่ง

กระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสับเบอร์ดอาจทำได้ดังในรูปที่ 37



รูปที่ 36 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 37 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาเดรนจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจร ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่เดรนของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาเดรนจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = I_{PK} \times t_{OFF} / 2V_{in}$$

$$R_1 = t_{ON(min)} / 2 \times 3C_1$$

เมื่อ I_{PK} คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

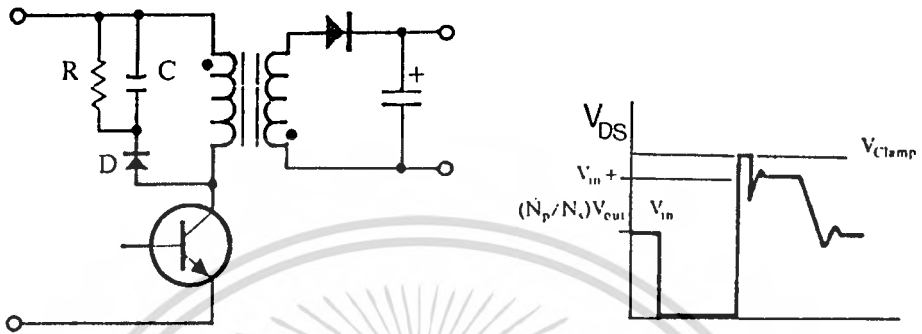
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = C_1 (2V_{in})^2 / 2T \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

5.2.2.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และจะเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 38



รูปที่ 38 แสดงการต่อสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R₁ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่เดรนขณะเกิดสไปค์จะถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C₁ จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่เดรนจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C₁ แทน นั่นคือ

$$(1/2)C_1V_c^2 = (1/2)L_1I_{p(PK)}^2$$

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน V_{DS0} - V_{clamp} ดังนั้น

$$C = (L_1I_{p(PK)}^2)/(V_{DS0} - V_{Clamp})^2$$

เมื่อ L₁ คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟโพรมารี่(Leakage Inductance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_{pPK} คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{DSO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

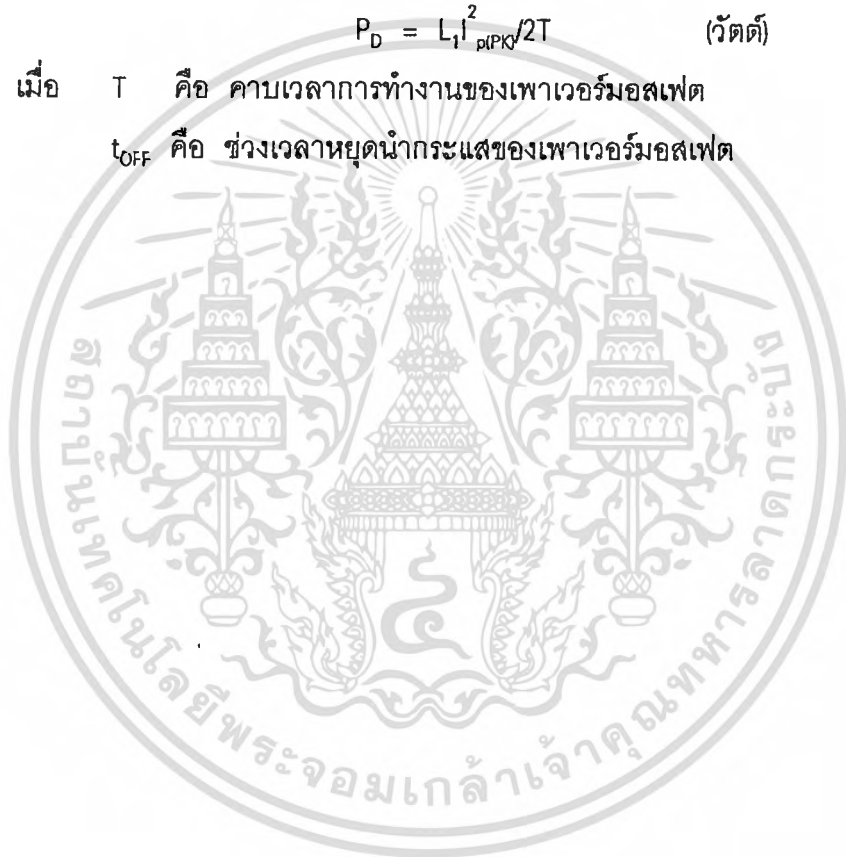
$$R_1 = t_{OFF(min)} / 2 \times 3C_1$$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = L_1 I_{pPK}^2 / 2T \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



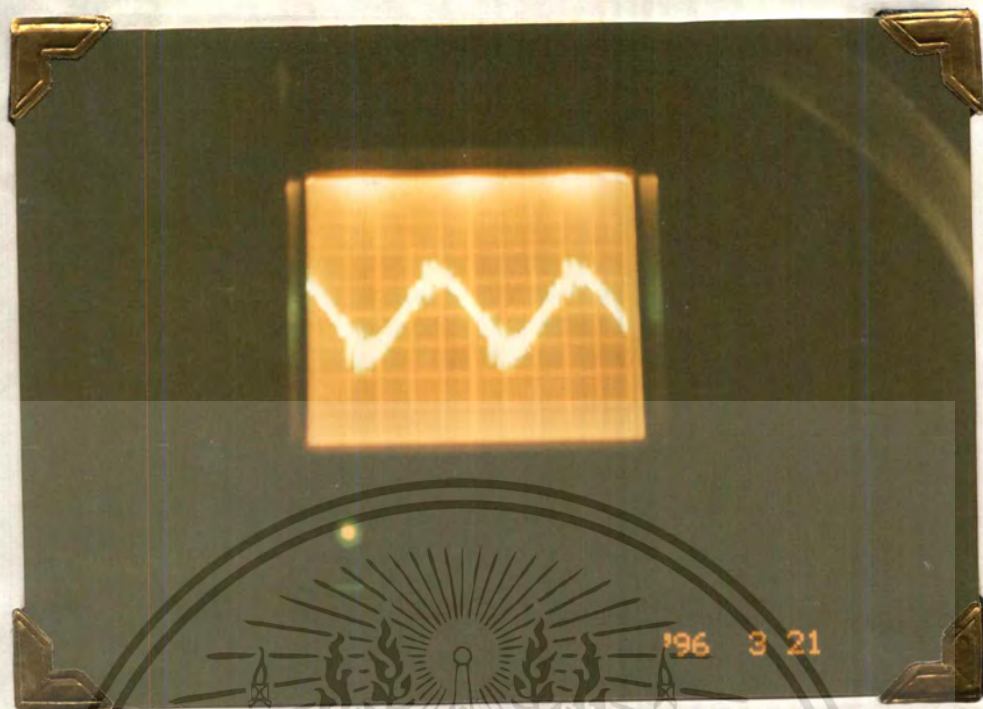
บทที่ 6

ผลการทดลอง

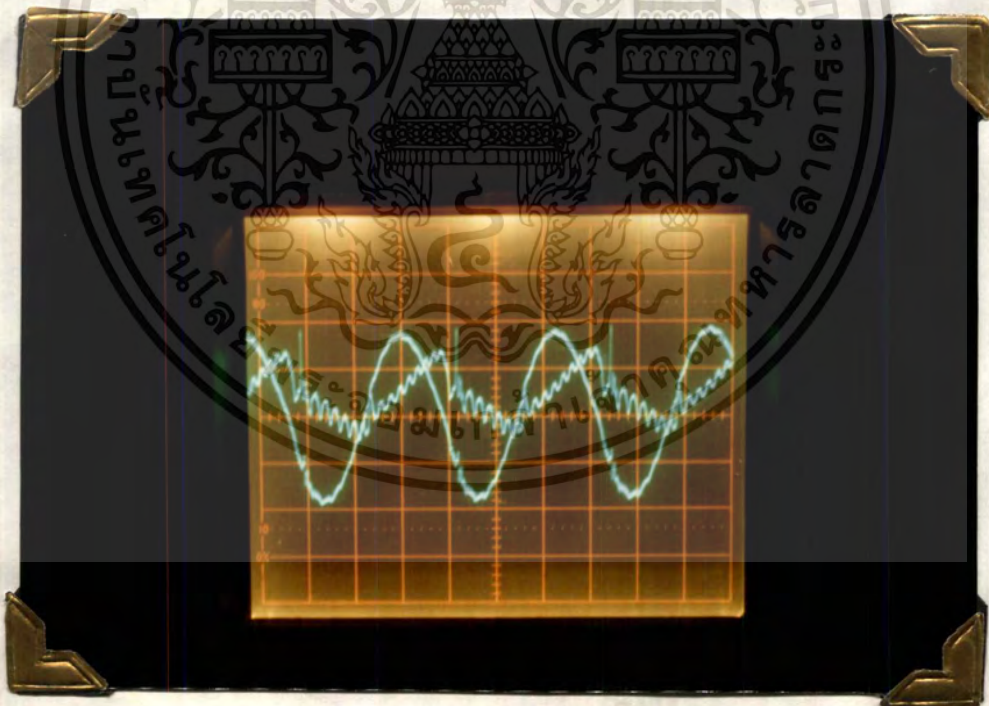
จากการทดลองพบว่าเมื่อเปลี่ยนชนิดของโลหะต่างกันไป เช่น เหล็กเคลือบสี, แสตนเลส จะให้ความร้อนที่เกิดขึ้นต่างกัน ทั้งนี้เนื่องจากว่าโลหะแต่ละชนิดจะมีค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กต่างกันไป ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำไม่เท่ากัน ในโครงงานนี้มุ่งเฉพาะภาชนะที่เป็น แสตนเลส ซึ่งจากการทดลองตามรูปต่อไปนี้ จากค่ากำลังงานอินพุตมีค่าประมาณ 700 วัตต์ แต่ค่ากำลังงานเอาต์พุตที่ออกมามีค่าประมาณ 500 วัตต์ ซึ่งประสิทธิภาพจะมีค่าเท่ากับ 71 % ซึ่งค่าการสูญเสียกำลังงานอาจจะสูญเสียไปในขดลวดหรือหม้อแปลง



รูปที่ 39 แสดงลักษณะของเหล็กแสตนเลสที่นำมาทดลอง



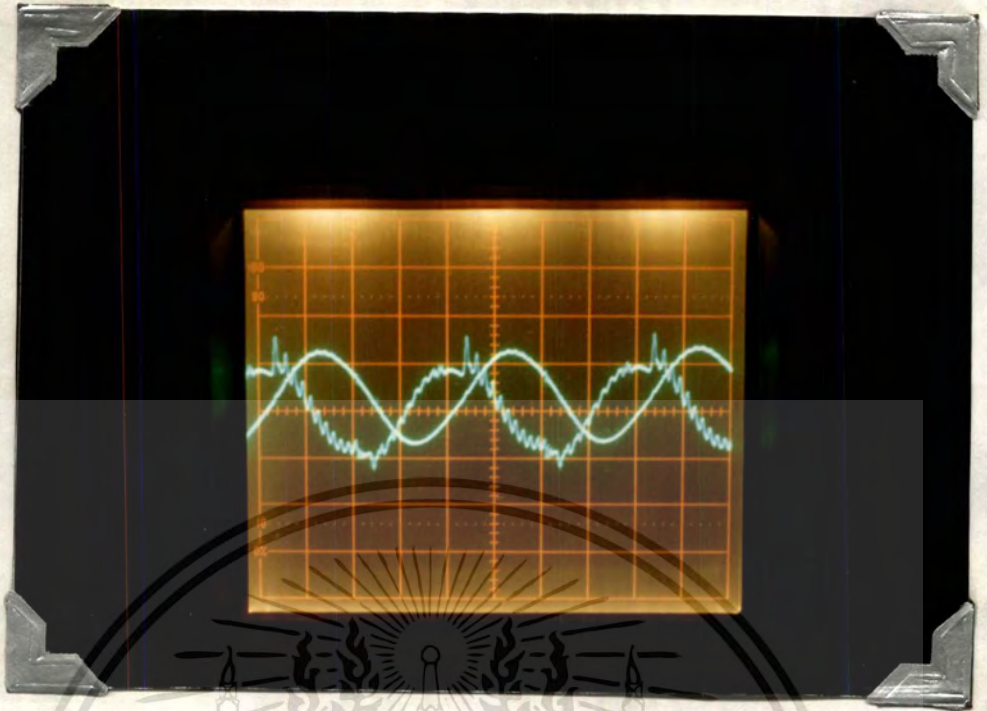
กระแส 0.5 โวลต์/ช่อง (Probex1) $R = 0.2 \Omega$
 รูปที่ 40 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านวงจรรีโชนันซ์



แรงดัน 2 โวลต์/ช่อง (Probex10) $2 \mu\text{Sec}$
 กระแส 0.5 โวลต์/ช่อง (Probex1) $R = 0.2 \Omega$
 รูปที่ 41 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านวงจรรีโชนันซ์กับแรงดันระหว่าง

ขาเดรนกับขาซอร์ส ขณะที่โหลดเป็นแอสแตนเลส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แรงดัน 5 โวลต์/ช่อง (Probex10) 2 μ Sec
 กระแส 0.5 โวลต์/ช่อง (Probex1) $R = 0.2 \Omega$
 รูปที่ 42 แสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุกับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ

บทที่ 7

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้จากรูปคลื่นระหว่างกระแสที่ไหลผ่านวงจรรีโซแนนซ์กับแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอนดักเตอร์ จะเห็นได้ชัดว่ามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และเกือบจะอินเฟสกันดังแสดงในรูปที่ 43 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากการทำงานของวงจรถ้าความถี่นั้นไม่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่ใช้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อชนิดและรูปร่างของภาชนะเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะมีผลทำให้จุดทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไปซึ่งหากสามารถปรับความถี่ให้ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ได้ ก็จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานดีที่สุด ในโครงการนี้การปรับความถี่ยังไม่สามารถทำได้โดยอัตโนมัติ แต่ไอซี(IC)ที่ใช้ในการกำเนิดความถี่นั้นเป็นไอซีเฟสล็อกคูลูปซึ่งมีอินพุทเป็นเฟสคอมพาราเตอร์อยู่ด้วย ทำให้สามารถนำเอาเฟสของสัญญาณกระแสที่ไหลในวงจรรีโซแนนซ์ กับเฟสของแรงดันตกคร่อมขาคอนดักเตอร์ของมอสเฟตมาเป็นอินพุท ซึ่งอาจจะทำให้สามารถทำการปรับความถี่จนกว่าความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองเป็นศูนย์ได้ วิธีการดังกล่าวได้เสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการแก้ไขให้สมบูรณ์ต่อไป

สำหรับชนิดของภาชนะที่นำมาใช้งาน ถ้าเป็นภาชนะที่มีลักษณะทำมาจากสารประเภทเฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic) จะใช้งานได้ดีกว่าที่แรงดันอินพุทไฟตรงขนาดเดียวและจะให้ความร้อนมากกว่าภาชนะที่ทำจากสารประกอบประเภทนอนเฟอร์โรแมกเนติก(Non-Ferromagnetic) ซึ่งอาจจะเป็นเพราะว่าที่ขนาดแรงดันอินพุทไฟตรงเท่ากัน สารประกอบประเภทเฟอร์โรแมกเนติกจะมีกระแสอินพุทไฟตรงมากกว่าสารประกอบประเภทนอนเฟอร์โรแมกเนติกนั้นจะทำให้ที่ขดลวดสามารถสร้างฟลักซ์ได้มากกว่า ทำให้แรงดันแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนภาชนะมีค่ามากกว่า ในการทดลองครั้งนี้จะใช้ภาชนะชนิดสแตนเลส ซึ่งปรากฏว่าความร้อนที่เกิดขึ้นบนภาชนะยังไม่ดีพอที่จะใช้งานได้ตามปกติ เนื่องจากว่าเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในโครงการนี้มีพิกัดทนกระแสได้ต่ำไป ซึ่งแก้ไขได้โดยเปลี่ยนไปใช้เพาเวอร์มอสเฟตตัวใหม่ที่มีอัตราทนกระแสได้สูงขึ้นหรือทำการต่อขานานมอสเฟตเข้าด้วยกันนั้นก็เพื่อรับกระแสรวมได้มากขึ้น ทำให้สามารถเพิ่มขนาดแรงดันอินพุทไฟตรงและกระแสอินพุทไฟตรงได้ทำให้กำลังที่ส่งออกสู่ขดลวดมีค่าเพิ่มขึ้น

ค่าความร้อนที่เกิดขึ้นบนเพาเวอร์มอสเฟตนี้ อาจเกิดจากการสูญเสียจากการสวิตช์ซิ่ง(Switching Loss) ซึ่งถ้าการทำงานไม่ได้ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ ก็จะทำให้การสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง ค่าการสูญเสียนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อวงจรถ้าความถี่เรโซแนนซ์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาของโครงการนี้คือ ในขณะที่จ่ายเพาเวอร์ให้กับวงจรหรือขณะที่วงจรทำงานอยู่จะไม่สามารถยกภาชนะออกจากขดลวดเรโซแนนซ์ได้ เนื่องจากลักษณะสมบัติของวงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งอาจจะแก้ไขได้โดยทำการต่อวงจรการทำงานแบบ Parallel Resonant นอกจากนี้ตัวอุปกรณ์มอสเฟตควรจะทำกรต่อวงจรป้องกันกระแสเกิน ขณะทำงานไว้ด้วยเพื่อป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นได้ ในโครงการนี้ไม่ได้จัดทำวงจรส่วนนี้ไว้ แต่ได้เสนอมองจรไว้เป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป ปัญหาที่ประสบอีกข้อคือ ความถี่ที่ใช้งานในโครงการนี้มีค่าสูงมากทำให้เกิดการรบกวนไปในไฟ 220 โวลท์ ซึ่งอาจจะเป็นปัญหาต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าบางชนิดเช่น คอมพิวเตอร์ และ อุปกรณ์สื่อสาร เป็นต้น ซึ่งต้องทำการแก้ไขต่อไปโดยใช้ฟิลเตอร์



รูปที่ 43 ลักษณะสัญญาณรูปคลื่นไซน์



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO SECTION

The VCO requires one external capacitor (C1) and one to two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULA-

TOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_L) of $50k\Omega$ or more should be connected from this terminal to V_{SS} . If unused, this terminal should be left open. The VCO can be connected directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

PHASE COMPARATORS

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within CMOS logic levels [logic "0" $\leq 30\%$ ($V_{DD} - V_{SS}$), logic "1" $\geq 70\%$ ($V_{DD} - V_{SS}$)]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_0).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock, if it was initially out of lock, is defined as the frequency capture range ($2f_C$).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range can not exceed the lock range.

With phase comparator I, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180° , and is 90° at the center frequency. Figure 2 shows the (typical) triangular phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a CMOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition is shown in Figure 3.

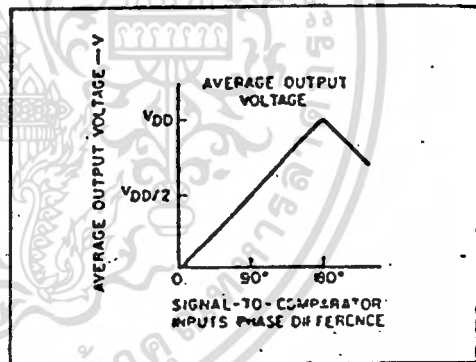


Fig. 2 - Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

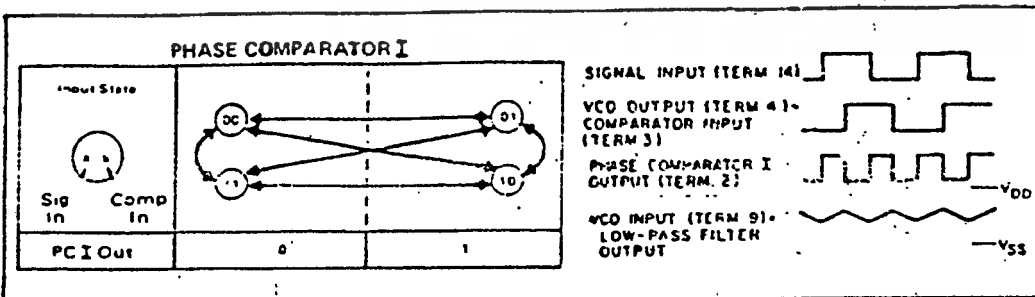


Fig. 3 - Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

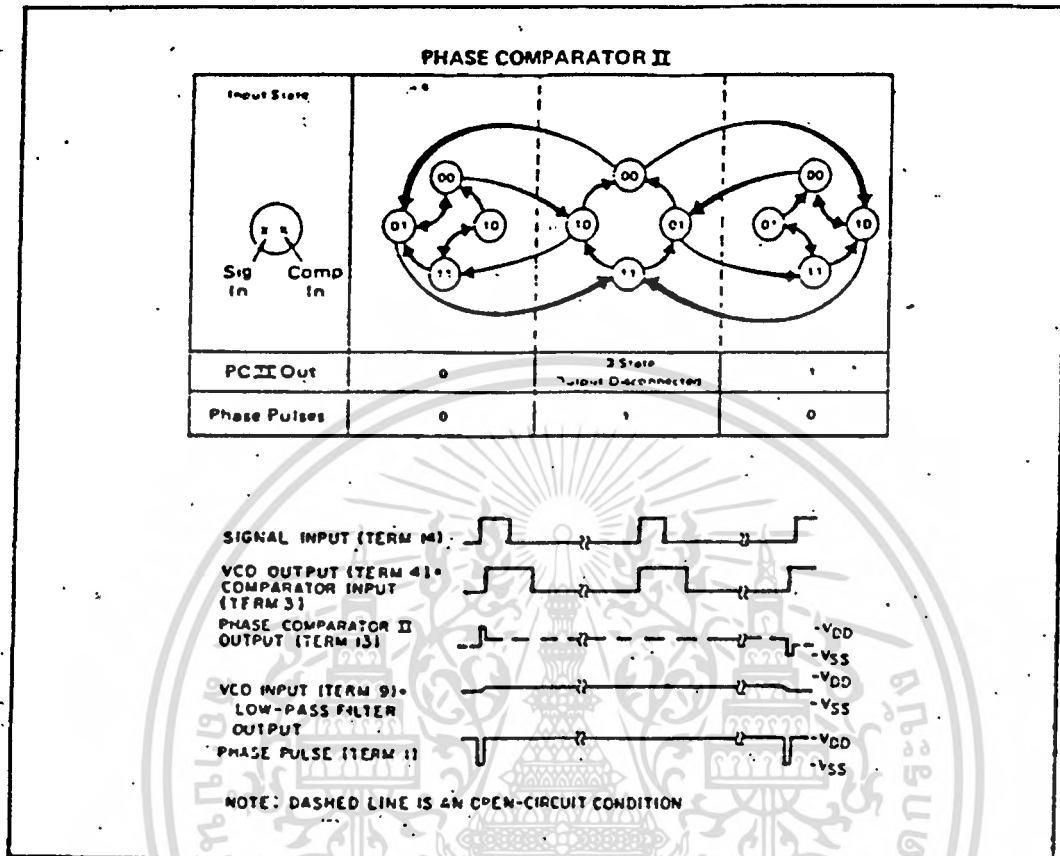


Fig. 4 - Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of several flip-flop stages, control gating, and a three state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON, they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS} , respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p- and n-type output

drivers remain OFF. Thus, the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle.

It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Figure 4 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R1, R2 \geq 2k\Omega, R3 \geq 10k\Omega$
 $C1 \geq 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for R1, R2, and C1 component selections.

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_0		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min}	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L$ = full VCO frequency range $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	$2f_C = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{L}}$			
Loop Filter Component Selection	<p>For $2f_C$, see Ref.</p>			
Phase Angle between Signal and Comparator	90° at center frequency (f_0), approximating C^0 and 180° at ends of lock range ($2f_L$)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	<ul style="list-style-type: none"> - Given f_0 - Use f_0 with Fig. 5a to determine R1 and C1 	<ul style="list-style-type: none"> - Given f_0 and f_L - Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_0 - f_L$ - Use f_{min} with Fig. 5b to determine R2 and C1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $f_{max} = f_0 + f_L$ - $f_{min} = f_0 - f_L$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig. 5c to determine ratio R2:R1 to obtain R1 	<ul style="list-style-type: none"> - Given f_{max} - Calculate f_0 from the equation $f_0 = \frac{f_{max}}{2}$ - Use f_0 with Fig. 5a to determine R1 and C1 	<ul style="list-style-type: none"> - Given f_{min} & f_{max} - Use f_{min} with Fig. 5b to determine R2 and C1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig. 5c to determine ratio R2:R1 to obtain R1

REF. G. S. Moschytz, "Minimized FC Filters Using Phase Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS^{1,2}

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ³		+25°C			T _{HIGH} ³		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	V _{DD}	Inhibit = V _{DD} Signal Input = V _{DD}	-	5	-	0.05	5	-	150	μA _{dc}
			-	10	-	0.01	10	-	300	
			-	15	-	0.2	20	-	600	
TOTAL POWER DISSIPATION P _T	V _{DD}	Inh = V _{SS} VCO _{IN} = $\frac{V_{DD}}{2}$ f _o = 10kHz ² C _L = 15pF R1 = 1MΩ R2 = R _S = ∞	-	-	-	0.07	-	-	-	mW
			-	-	-	0.6	-	-	-	
			-	-	-	2.4	-	-	-	
			-	-	-	-	-	-	-	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.

= +85°C for E device.

³ VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

PARAMETER	CONDITIONS	V _{DD}	25°C			UNIT			
			Min.	Typ.	Max.				
VCO SECTION									
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B	R2 = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R1 C1 10k 50pF	5	0.5	0.8	-	MHz		
			10	1.0	1.5	-			
			15	1.3	1.9	-			
			5	0.6	1.0	-		MHz	
			10	1.4	2.1	-			
			15	1.8	2.7	-			
		SCL4446B	R2 = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R1 C1 10k 50pF	5	0.7	1.0	-	MHz
					10	1.3	2.0	-	
					15	1.9	2.8	-	
				5k 50pF	5	0.9	1.3	-	MHz
					10	1.9	2.9	-	
					15	2.6	3.9	-	
2k 50pF	5	-	1.8	-	MHz				
	10	-	3.9	-					
	15	-	5.4	-					
LINEARITY	R2 = ∞ VCO _{IN} = 2.5-0.3V, R1 > 10kΩ VCO _{IN} = 5.0-2.5V, R1 > 400kΩ VCO _{IN} = 7.5-5.0V, R1 > 1MΩ	5	-	1	-	%			
		10	-	1	-				
		15	-	1	-				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	V _{DD}	+25°C			UNIT		
			Min.	Typ.	Max.			
VCO SECTION (Continued)								
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY	No Offset	R ₂ = ∞	5	—	0.12-0.24	—	%°C	
			10	—	0.04-0.08	—		
			15	—	0.015-0.03	—		
	With Offset	R ₂ < 10X R ₁	5	—	0.06-0.12	—	%°C	
			10	—	0.05-0.1	—		
			15	—	0.03-0.06	—		
INPUT RESISTANCE (VCO _{IN})	R _{IN}	5, 10, 15	—	10 ⁶	—	MΩ		
OUTPUT DUTY CYCLE		All valid input combinations and voltages	—	50	—	%		
OUTPUT TRANSITION TIME	T _{FLM} , T _{FML}	C _L = 50pF	5	—	100	200	ns	
			10	—	50	100		
			15	—	40	80		
PHASE COMPARATORS								
INPUT RESISTANCE Signal Input	R _{IN}		5	1	3	—	MΩ	
			10	0.2	0.7	—		
			15	0.1	0.3	—		
Comparator Input	R _{IN}	5, 10, 15	—	10 ⁶	—	MΩ		
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY Signal Input	V _{IN}		5	—	200	400	mV	
			10	—	400	800		
			15	—	700	1400		
OUTPUT TRANSITION TIME	PCI, PCII Outputs	T _{FLM} , T _{FML}	C _L = 50pF	5	—	100	200	ns
				10	—	50	100	
				15	—	40	80	
	Phase Pulses Output	T _{FLM} , T _{FML}		5	—	130	260	ns
				10	—	65	130	
				15	—	50	100	
DEMODULATOR OUTPUT								
OFFSET VOLTAGE	VCO _{IN} , VDEM	R _S > 50kΩ	5	—	1.4	2.2	Vdc	
			10	—	1.6	2.2		
			15	—	1.8	2.2		
LINEARITY		R _S > 50kΩ VCO _{IN} = 2.5±0.3V VCO _{IN} = 5.0±2.5V VCO _{IN} = 7.5±5.0V	5	—	0.1	—	%	
			10	—	0.6	—		
			15	—	0.8	—		
ZENER DIODE								
ZENER VOLTAGE	V _Z	I _Z = 50μA	—	6.3	7.0	7.7	V	
DYNAMIC RESISTANCE	R _Z	I _Z = 1mA	—	—	100	—	Ω	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

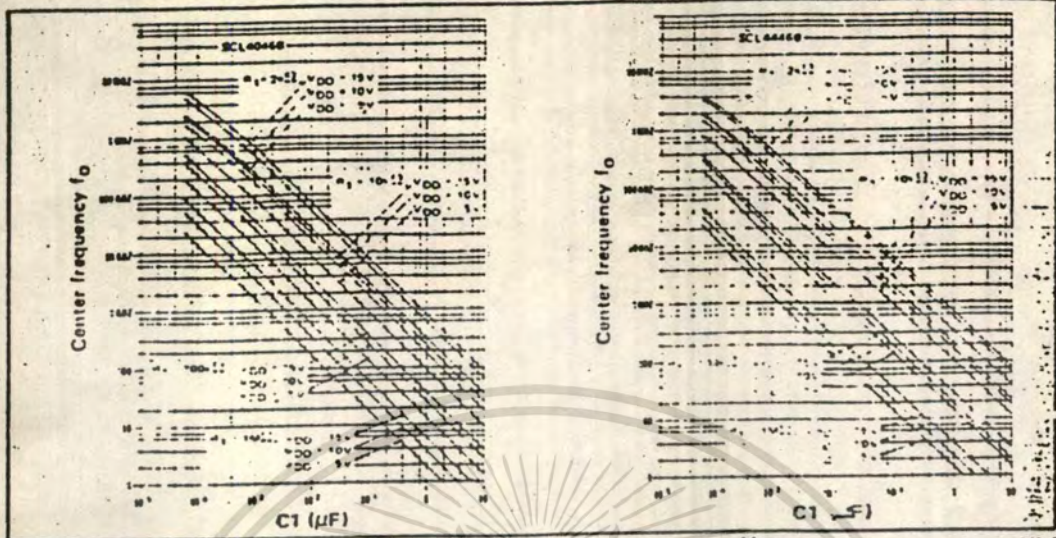


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_0) vs C_1 ($R_2 = \infty$, $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)



Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C_1 ($V_{COIN} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

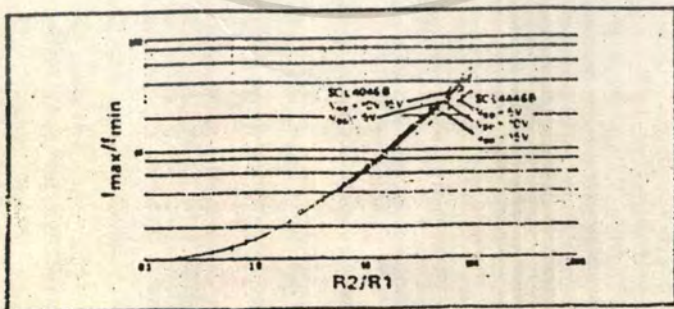


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R_2/R_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

MC14077B

See Page 6-156

MC14078B, MC14081B,

MC14082B

See Page 6-5

MC14093B

QUAD 2-INPUT "NAND" SCHMITT TRIGGER

The MC14093B Schmitt trigger is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. The MC14093B may be used in place of the MC14011B quad 2-input NAND gate for enhanced noise immunity or to "square up" slowly changing waveforms.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Double Diode Protection on All Inputs
- Pin-for-Pin Compatible with CD4093
- Can be Used to Replace MC14011B
- Independent Schmitt-Trigger at each Input



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 646



D SUFFIX
SOIC
CASE 751A

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-85 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

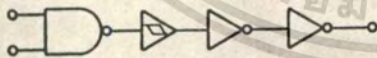
*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: All Packages: -7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

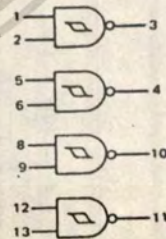
MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

T_A = -55° to 125°C for all packages.

EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC (1/4 OF CIRCUIT SHOWN)



LOGIC DIAGRAM



V_{DD} = Pin 14
V_{SS} = Pin 7

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} < (V_{in} or V_{out}) < V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14093B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = VDD or 0	VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V _{in} = 0 or VDD	VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Output Drive Current (VOH = 2.5 Vdc) (VOH = 4.8 Vdc) (VOH = 9.5 Vdc) (VOH = 13.5 Vdc) (VOL = 0.4 Vdc) (VOL = 0.5 Vdc) (VOL = 1.5 Vdc)	Source	IOH	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc
			10	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—	
			15	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
	Sink	IOL	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	IDD	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μAdc	
		10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15		
		15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (1.2 μA/kHz) f + I _{DD}							μAdc	
		10	I _T = (2.4 μA/kHz) f + I _{DD}								
		15	I _T = (3.6 μA/kHz) f + I _{DD}								
Hysteresis Voltage	V _{Hf}	5.0	0.3	2.0	0.3	1.1	2.0	0.3	2.0	Vdc	
		10	1.2	3.4	1.2	1.7	3.4	1.2	3.4		
		15	1.6	5.0	1.6	2.1	5.0	1.6	5.0		
Threshold Voltage Positive-Going	V _{T+}	5.0	2.2	3.6	2.2	2.9	3.6	2.2	3.6	Vdc	
		10	4.6	7.1	4.6	5.9	7.1	4.6	7.1		
		15	6.8	10.8	6.8	8.8	10.8	6.8	10.8		
Negative-Going	V _{T-}	5.0	0.9	2.8	0.9	1.9	2.8	0.9	2.8	Vdc	
		10	2.5	5.2	2.5	3.9	5.2	2.5	5.2		
		15	4.0	7.4	4.0	5.8	7.4	4.0	7.4		

*Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) Vfk$$

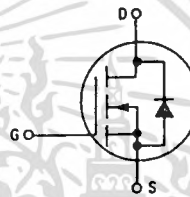
where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode
Silicon Gate TMOS

These TMOS Power FETs are designed for low voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



IRF520
IRF521
IRF522
IRF523

TMOS POWER FETs
 7 and 8 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 0.3 \text{ OHM}$
 60 and 100 VOLTS
 $r_{DS(on)} = 0.4 \text{ OHMS}$
 60 and 100 VOLTS



CASE 221A-04
 (TO-220AB)

MAXIMUM RATINGS

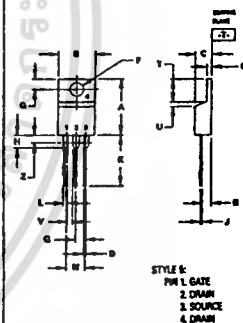
Rating	Symbol	IRF				Unit
		620	521	522	523	
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	100	60	100	60	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$)	V_{DGR}	100	60	100	60	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20				Vdc
Drain Current	I_D	8		7		Adc
Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$		5		4		
Peak, $T_C = 25^\circ\text{C}$		32		28		
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	40 0.32				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.12	°C/W
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds	T_L	300	°C

See the MTP10N10E Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

OUTLINE DIMENSIONS



STYLE 6
 1. GATE
 2. DRAIN
 3. SOURCE
 4. DRAIN

NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.42	16.75	0.570	0.660
B	2.95	30.28	0.116	1.190
C	4.97	4.97	0.196	0.196
D	0.64	0.69	0.025	0.028
F	3.51	3.73	0.142	0.147
G	2.42	2.66	0.095	0.105
H	2.69	3.52	0.106	0.138
J	0.30	0.56	0.014	0.022
K	12.70	14.27	0.500	0.562
L	1.18	1.30	0.046	0.051
M	4.80	5.31	0.190	0.210
Q	2.52	3.04	0.100	0.120
R	2.64	2.72	0.104	0.107
S	1.18	1.30	0.046	0.051
T	0.87	0.47	0.034	0.019
U	0.60	1.47	0.024	0.058
V	1.18	—	0.046	—
Z	—	2.04	—	0.080

IRF520-523

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	IRF521, IRF523 IRF520, IRF522	V(BR)DSS	60 100	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— —	0.2 1	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	100	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	100	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2	4	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 4 Adc)	IRF520, IRF521 IRF522, IRF523	r _{DS(on)}	— —	0.3 0.4	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 2.4 Vdc) (V _{DS} ≥ 2.8 Vdc)	IRF520, IRF521 IRF522, IRF523	I _{D(on)}	8 7	— —	Adc
Forward Transconductance (V _{DS} ≥ 2.4 V, I _D = 4 A) (V _{DS} ≥ 2.8 V, I _D = 4 A)	IRF520, IRF521 IRF522, IRF523	g _{FS}	1.5 1.5	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1 MHz)	C _{iss}	—	600	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	400	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	100	

SWITCHING CHARACTERISTICS*

Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 0.5 V _{DSS} , I _D = 4 Apk, R _{gen} = 50 Ohms)	t _{d(on)}	—	40	ns
Rise Time		t _r	—	70	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	100	
Fall Time		t _f	—	70	
Total Gate Charge	(V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 10 Vdc, I _D = Rated I _D)	Q _g	13 (Typ)	15	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	7 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	6 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	1.4 (Typ)	2.3(1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	280 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _s	7.5 (Typ)	—	

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF520 and IRF521.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

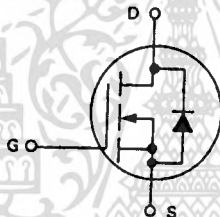
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

IRF840
IRF841
IRF842
IRF843

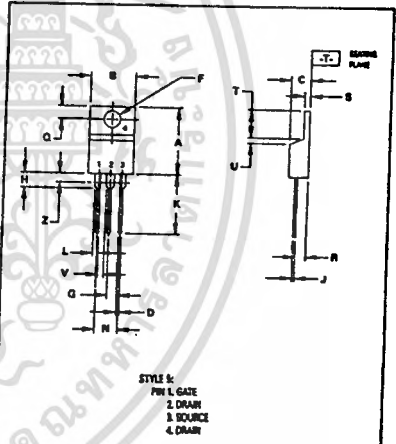
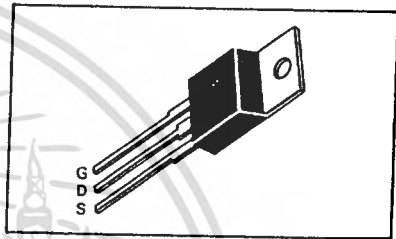
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	DIMENSIONS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.98	16.25	0.593	0.642
B	3.92	4.25	0.154	0.169
C	4.87	4.92	0.192	0.194
D	0.84	0.88	0.033	0.035
E	3.81	3.72	0.150	0.147
F	2.52	2.88	0.100	0.113
G	2.80	2.52	0.110	0.100
H	0.26	0.28	0.010	0.011
I	12.78	14.27	0.503	0.562
J	1.11	1.28	0.044	0.051
K	4.83	5.28	0.190	0.209
L	2.84	3.04	0.112	0.120
M	2.04	2.78	0.080	0.110
N	1.13	1.28	0.045	0.051
O	0.97	0.97	0.038	0.038
P	0.80	0.87	0.031	0.034
Q	1.19	—	0.047	—
R	—	2.24	—	0.089

CASE 221A-04
TO-220AB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	V _{dc}
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 mΩ)	V _{DGR}	500	450	500	450	V _{dc}
Gate-Source Voltage	V _{GS}	±20				V _{dc}
Drain Current Continuous Pulsed	I _D	8.0		7.0		A _{dc}
	I _{DM}	32		28		
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	125				Watts
		1.0				
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case Junction to Ambient	R _{θJC}	1.0	°C/W
	R _{θJA}		
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds	T _L	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

IRF840-843

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	V _{(BR)DSS}	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	500	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 4.0 Adc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	r _{DS(on)}	— —	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 6.8 Vdc, I _D = 4.0 A) (V _{DS} ≥ 7.0 Vdc)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	I _{D(on)}	8.0 7.0	— —	Adc
Forward Transconductance (V _{DS} ≥ 6.8 V, I _D = 4.0 A) (V _{DS} ≥ 7.0 V, I _D = 4.0 A)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	g _{FS}	4.0 4.0	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C _{iss}	—	1600	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	150	

SWITCHING CHARACTERISTICS*

Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 4.0 Apk, R _{gen} = 4.7 Ohms)	t _{d(on)}	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	15	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	90	
Fall Time		t _f	—	30	
Total Gate Charge	(V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.8 × Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D)	Q _g	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	20 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

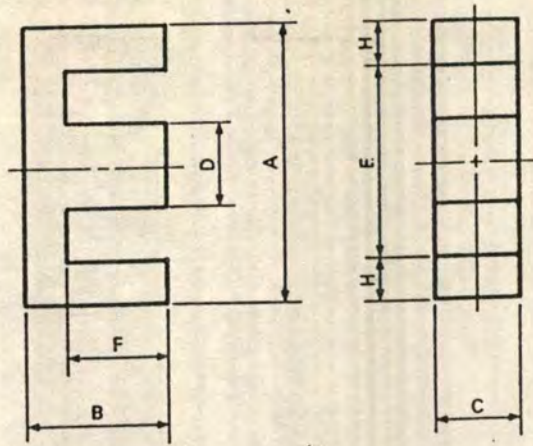
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	600 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on iab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _s	7.5 (Typ)	—	nH

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Shape code	Dimensions (mm)						
	A	B	C	D	Emin.	F	H
EE12.6/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70
EE13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90
EE16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00
EE19/16K	19.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30
EE19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38
EE22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25
EE25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30
EE25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18
EE25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25
EE30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00
EE30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00
EE34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38
EE40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.8	10.7±0.15	6.35
EE40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00
EE40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85
EE40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05
EE42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03
EE42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03
EE43/34	42.6±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86
EE47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.44
EE50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.8±0.30	7.50
EE55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52
EE56/47A	56.6±0.65	23.6±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02
EE80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area		Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C_1 (mm ⁻¹)	A_0 (mm ²)	l_0 (mm)	V_0 (mm ³)		A_{min} (mm ²)					
E26/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
E3/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
E6/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
E9/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
E9/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
E22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
E25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
E25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
E25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
E30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
E30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
E34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
E40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
E40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
E40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
E40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
E42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
E42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
E53/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
E47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
E50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
E55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
E6/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
E90/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

te: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Material characteristics

Material	Symbol	Unit	H 56 Z	H 55 Z	H 54 Z	H 53 Z	H 52 A	H 52 B	H 52 Z	H 51 A	H 51 Z
Initial permeability	μ_{iac}		11 $\pm 20\%$	17 $\pm 20\%$	50 $\pm 20\%$	130 $\pm 20\%$	250 $\pm 20\%$	800 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1200 $\pm 15\%$
Relative loss factor	$\frac{\tan \delta}{\mu}$	$\times 10^{-4}$	<200 40MHz <250 100MHz	<160 40MHz <220 100MHz	< 60 5 MHz < 80 10MHz	< 30 1 MHz <120 10MHz	< 25 1 MHz < 60 5 MHz	< 20 0.5MHz < 40 1 MHz	< 5 0.1MHz < 12 0.5MHz	< 3 0.1MHz < 8 0.5MHz	<1.5 0.1MHz < 4 0.5MHz
Temperature factor -30~20 °C 20~55 °C 20~70 °C	$\alpha_{\mu r}$	$\times 10^{-4}$			4~20	3~10 3~10	0~5	0~2	1.5~7 1.5~7	0.2~2 0.2~2	0.3~2 0.2~1
Saturation flux density	Bs	Gauss	2000	2100	2500	2900	3300	3900	3800	4650	4650
		mT	200	210	250	290	330	390	380	465	465
Residual flux density	Br	Gauss	1100	1200	1300	1600	2200	1700	1600	1500	1500
		mT	110	120	130	160	220	170	160	150	150
Coercive force	Hc	Oe	12	10	8.0	3.0	2.0	0.7	0.5	0.5	0.5
		A/m	960	800	640	240	160	56	40	40	40
Hysteresis material constant	η_B	$\frac{\times 10^{-4}}{mT}$						<1.8 10kHz	<0.5 10kHz	<0.6 100kHz	<0.4 100kHz
Disaccommodation factor	DF	$\times 10^{-4}$	< 50	< 50	< 30	< 20	< 10	< 20	< 10	< 6	< 4
Curie temperature	Tc	°C	>450	>450	>400	>350	>300	>250	>230	>200	>200
Resistivity	ρ	$\Omega\text{-cm}$	10^8	10^8	10^8	10^8	10^8	500	500	500	500
Density	d	g/cm ³	4.3	4.3	4.5	4.5	4.4	4.6	4.7	4.7	4.7

- Note : 1) The values were obtained with toroidal cores (FR 25 ϕ / 15 ϕ / 5).
 2) The values were obtained at 23 \pm 2 °C unless otherwise specified.
 3) Initial permeability were measured at 10 kHz, 0.8 A/m.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วาระใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H 21 B	H 22 Z	H 23 B	H 24 B	H 24 A	H 24 Z	H 25 Z	H 28 B	H 49 N	H 49 B	H 45	H 63	H 63 B	H 45 A	H 63 A
2000 ±20%	2000 ±20%	3500 ±20%	4000 ±20%	5000 ±20%	7000 ±25%	12000 ±30%	3500 ±20%	1600 ±20%	1700 ±20%	2500 ±20%	2500 ±20%	2000 ±20%	2400 ±20%	1250 ±20%
<3.5 100kHz	<2.5 100kHz	<3.0 10kHz	< 15 100kHz	< 40 100kHz	< 7 10kHz	< 8 10kHz	< 50 100kHz	< 5 100kHz	< 8 100kHz	< 4 100kHz	< 4 100kHz	< 5 100kHz	< 5 100kHz	< 3 100kHz
0.5~2	0.4~1.2	0~2.0	0~1.5	-0.5~2	0~2.0	0~1.5	-3~3							
0.5~2	0.4~1.2	0~2.0	0~1.5	-0.5~2	0~2.0									
4100	4200	4000	4400	4500	4000	4000	4700	5000	5300	4700	5200	5000	4800	4700
410	420	400	440	450	400	400	470	500	530	470	520	500	480	470
1100	800	900	1500	1500	900	950	1000	1500	1800	1000	1200	1500	1200	3100
110	80	90	150	150	90	95	100	150	180	100	120	150	120	310
0.30	0.15	0.30	0.13	0.13	0.13	0.05	0.20	0.16	0.20	0.16	0.16	0.16	0.16	0.25
24.0	12.0	24.0	10.4	10.4	10.4	4.0	16.0	12.8	16.0	12.8	12.8	12.8	12.8	20.0
<0.4 10kHz	<0.4 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<0.8 100kHz							
<3.0	<2.0	<3.0	<3.0	<3.0	<3.0	<2.0	<3.0							
>160	>170	>125	>145	>145	>125	>125	>200	>230	>230	>200	>230	>200	>200	>270
400	500	20	20	10	3	3	100	100	1000	100	100	100	100	1000
4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.9	4.9	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่านที่มีนามต่อไปนี้

- รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ
- อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
- อาจารย์ สมภพ ผลไม้
- คุณ ต่อตระกูล นิสาว์วัฒนานันท์

ทั้งนี้เนื่องจากท่านเหล่านี้ เป็นผู้ที่ให้คำปรึกษาและอนุเคราะห์สิ่งที่เป็นประโยชน์
ต่อผู้จัดทำเป็นอย่างมาก จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้

นิธิ พิพัฒน์ธนวงศ์
ฟินิต อร่ามแสงรุ่งโรจน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Micheal gulko and Sam Ben-Yaakov , “ Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI) Theory and Application as a Huorescent Lamp Driver ” ,IEEE 0-7803-0982-0/93
- [2] Muhammdh. Rashid , “ Power Electronics Circuit,Devices,and Application ” Second edition , Prentice-Hall , Inc , 1988
- [3] ศรัณย์ มหัทธนกุล , สวัสดิ์ รัตนบรรณกิจ , สัญญา เจียมปัญญา , “ เตาความร้อนเหนี่ยวนำ ” , ปรินญาณินพนธ์ ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สจล. , 2537
- [4] “ Introduction To Ferrite ” , บริษัท ฮาวาร์ดไทย อินดัสเตรียล จำกัด
- [5] “ Motorola Power Mosfet Transistor Data ” , Q2/89 DL135 REV3
- [6] “ Motorola Cmos Logic Data ” , Q4/91 DL131 REV3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้