

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรขยายกำลังแบบ PWM สำหรับขดลวดหักเหของจอภาพ

PWM POWER AMPLIFIER FOR DEFLECTION YOKE DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

ช.ม.
ช.บ. 34083
ม, เดือน, ปี... 1... ๓๓... 2542

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

สงวนลิขสิทธิ์ไว้ให้ดัดแปลงแก้ไขและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

วงจรรขยายกำลังแบบ PWM สำหรับขดลวดหักเหของจอภาพ
PWM POWER AMPLIFIER FOR DEFLECTION YOKE DRIVE

โดย

นาย เสกสรรค์ วงษ์สमान 39013184 3R/1
นาย สถาพร ปรัชเจริญวิเศษ 39013211 3R/2

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

วงจรรขยายกำลังแบบ PWM สำหรับขดลวดหัดเหของจอภาพ

นาย เสกสรรค์ วงษ์สมาน

นาย สถาพร ปรัชเจริญวิชย์

ผศ. ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ประจำภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้เป็นการออกแบบวงจรรขยายกำลังแบบ PWM (PULSE WIDTH MODULATION) สำหรับขับขดลวดหัดเหของจอภาพซึ่งจะนำไปใช้ กับ EKG Monitor โดยในภาคขยายกำลังใช้ Power MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิทซ์การสร้างสัญญาณขับใช้หลักการ PWM (PULSE WIDTH MODULATION) ขดลวดหัดเหที่ใช้ทดสอบเป็นขดลวดหัดเหของจอภาพขนาด 5 นิ้ว โดยใช้สัญญาณพื่นเลื่อขความถี่ 200 Hz ทดสอบกับขดลวดหัดเหแนวอนและใช้สัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 2 KHz ทดสอบกับขดลวดทางแนวตั้ง ซึ่งผลการทดลองได้ค่าประสิทธิภาพสูงสุด 98 %

PWM Power Amplifier for Deflection Yoke Drive

Mr. Seksan Wongsamarn

Mr. Stapon Prutchrearnwanit

Asst Prof. Praphakorn Suwanna (Advisors)

ABSTRACT

The project is the design and construction of the PWM (PULSE WIDTH MODULATION) power amplifier for deflection yoke drive intend for using with the EKG Monitor . The output power amplifier circuit uses power MOSFET as switching drives . Driving signal is achieved by Pulse - Width Modulation technique . The deflection yoke under tested is 5 inches. The 200 Hz sawtooth signal tested on the horizontal deflection yoke and 2 KHz triangle signal is done on the vertical deflection yoke . The experiment is shown that the maximum efficiency of 98 %

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I,II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 วงจรขยายกำลัง	2
2.2 วงจรกำเนิดคลื่นสามเหลี่ยม	5
2.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดดูเลชัน	9
2.4 วงจรภาค Drive	14
2.5 วงจรป้อนกลับ	15
2.6 วงจรกรองความถี่	16
บทที่ 3 POWER MOSFET	
3.1 ชนิดของ MOSFET	20
3.2 Stead - State Characteristic	22
3.3 Switching Characteristic	26
3.4 Gate Drive	27
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างวงจร	
4.1 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	29
4.2 วงจรภาคพัลส์วิดมอดดูเลเตอร์	31
4.3 วงจรภาค Drive	32
4.4 วงจรสวิทชิงแอมพลิฟายเออร์	33
4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเอียงงาน	35
4.6 วงจรป้อนกลับ	39
บทที่ 5 การทดลองผลการทดลอง	40
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	54
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 Class A Amplifier	2
รูปที่ 2.2, Class B Amplifier	3
รูปที่ 2.3 Class C Amplifier	4
รูปที่ 2.4 Class D Amplifier	4
รูปที่ 2.5 วงจรอินทิเกรเตอร์ และ สัญญาณ Output	5
รูปที่ 2.6 วงจรป้อนกลับแบบบวก	6
รูปที่ 2.7 การต่อวงจรอินทิเกรเตอร์ร่วมกับวงจรคอมพาราเตอร์	7
รูปที่ 2.8 รูปแสดงคลื่น PWM (a) แบบ 2 ระดับ (b) แบบ 1 ระดับ	9
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการสร้างรูป PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ	11
รูปที่ 2.10 (a) การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชนพลิง	12
รูปที่ 2.10 (b) การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชนพลิง ชนิด 3 ระดับ	12
รูปที่ 2.11 (a) การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนพลิง ชนิด 2 ระดับ	13
รูปที่ 2.11 (b) การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนพลิง ชนิด 3 ระดับ	13
รูปที่ 2.12 (a) แสดงวงจรภาค Driver ของ Power MOSFET ชนิด p	14
รูปที่ 2.12 (b) แสดงวงจรภาค Driver ของ Power MOSFET ชนิด n	14
รูปที่ 2.13 แสดง Block Diagram ของวงจรขยายที่มีการป้อนกลับ	15
รูปที่ 2.14 (a) วงจรแบบ L , Lowpass , Constant - K Filter	17
รูปที่ 2.14 (b) วงจรแบบ T , Lowpass , Constant - K Filter	18
รูปที่ 2.14 (c) วงจรแบบ พาย , Lowpass , Constant - K Filter	18
รูปที่ 2.15 วงจร Lowpass Filter m - Derived	19
รูปที่ 3.1 Depletion - Type MOSFET	21
รูปที่ 3.2 Enhancement - Type MOSFET	22
รูปที่ 3.3 Transfer Characteristic of MOSFET	24
รูปที่ 3.4 Output Characteristics of Enhancement - Type MOSFET	24
รูปที่ 3.5 Steady - State Switching Model of MOSFET	25
รูปที่ 3.6 Parasitic Mode of Enhancement - Type MOSFET	26
รูปที่ 3.7 Switching Model of MOSFET	26

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.8 Switching Waveform and Times	27
รูปที่ 3.9 Fast - Turn - On Gate Circuit	28
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	29
รูปที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	30
รูปที่ 4.3 (a) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นทางซีกบวก	31
รูปที่ 4.3 (b) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับลงทางซีกลบ	31
รูปที่ 4.4 (a) วงจรสร้างสัญญาณ PWM ของสัญญาณซีกบวก	32
รูปที่ 4.4 (b) วงจรสร้างสัญญาณ PWM ของสัญญาณซีกลบ	32
รูปที่ 4.5 (a) วงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด p	33
รูปที่ 4.5 (b) วงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด n	33
รูปที่ 4.6 แสดงวงจรในส่วน Switching Amplifier	34
รูปที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์วิดโมดูละชั้นที่ขาเกตของ Power MOSFET ชนิด p และ ชนิด n	34
รูปที่ 4.8 Two Pole Lowpass Filter	36
รูปที่ 4.9 วงจร Lowpass Filter แบบ m - Derive	38
รูปที่ 5.1 สัญญาณเทริกเกททางซีกบวกที่ CH 1 และทางซีกลบที่ CH 2	40
รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นขาขึ้น ระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และ สัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2	41
รูปที่ 5.3 สัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และ สัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2	41
รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และ สัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2	42
รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นขาขึ้น ระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และ สัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2	42
รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และ สัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2	43

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และสัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2	43
รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นซายน์ ระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และสัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2	44
รูปที่ 5.9 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และสัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2	44
รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุทที่ CH 1 และสัญญาณ กระแสทางเอาต์พุทที่วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2	45
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณของกระแสที่วัดพร้อมความต้านทาน 1 โอห์มที่ออกจากวงจร Lowpas วัด โดย CH 1 กับสัญญาณที่ก่อนเข้าวงจร Lowpass วัด โดย CH 2	45
รูปที่ 5.12 รูปแสดงสัญญาณวีดีโอ กรณีที่ไม่ได้ป้อนคลื่นหัวใจของภาค VERTICAL อินพุทวัดโดย CH 1 และสัญญาณที่ได้จากชุด Lowpass วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มวัดโดย CH2	46
รูปที่ 5.13 รูปแสดงสัญญาณวีดีโอ กรณีที่ป้อนคลื่นหัวใจ ของ ภาค VERTICAL โดยอินพุทวัดโดย CH 1 และสัญญาณที่ได้จากชุด Lowpass วัดพร้อม ความต้านทาน 1 โอห์มวัดโดย CH2	47
รูปที่ 5.14 รูปสัญญาณ ฟันเลื่อยความถี่ 200 Hz ซึ่งมีขนาด ประมาณ 2.4 Vp-p ที่ใช้ทำการสแกนจอภาพ	48
รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณคลื่นหัวใจทางอินพุทวัดโดย CH1 และรูปคลื่นหัวใจที่ผ่าน Lowpass วัดพร้อมความต้านทาน 1 โอห์มวัดโดย CH2	48
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ PWM	50
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงการทำงานความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังแบบ PWM ภาค HORIZONTAL	51
รูปที่ 5.18 กราฟแสดงการทำงานความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังแบบ PWM ภาค VERTICAL	53

บทที่ 1

บทนำ

ในระบบแสดงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiograph) หรือ ECG แบบ Non - Fade Type CRT จะนำเอาสัญญาณ ECG ที่วัดได้จากผู้ป่วยเข้าสู่วงจรในส่วนต่างๆ เพื่อที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปขับขลวดหักเหของจอภาพ โดยสัญญาณในส่วนนี้จะต้องผ่านวงจรขยายกำลัง Power Amplifier แบบ Current Source ก่อนซึ่งกระแสที่ได้ทางเอาต์พุตนี้จะเป็นตัวควบคุมการเบี่ยงเบนของลำอิเล็กตรอนในจอภาพให้สแกนไปในทิศทางต่างๆ

จากที่กล่าวมา Power Amplifier ที่ใช้ในการขับกระแสผ่านขลวดหักเหเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร ถ้าเราใช้ Power Amplifier ที่เป็นแบบ Linear ทรานซิสเตอร์ในภาคเอาต์พุตจะทำงานในช่วง Active Region ทำให้มีการสูญเสียพลังงานความร้อนที่ตัวทรานซิสเตอร์ประสิทธิภาพของวงจรจึงต่ำ

โดยโครงงานนี้ได้ใช้วงจรขยายกำลังแบบ PWM ซึ่งเป็นการขยายกำลังแบบสวิตชิ่งซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ในภาคเอาต์พุตทำงานในช่วง Saturation และ Cutoff โดยแทบไม่มีช่วง Active อยู่เลยทำให้การสูญเสียพลังงานในรูปความร้อนที่ตัวทรานซิสเตอร์น้อยมากประสิทธิภาพของวงจรสูงกว่าวงจรขยายแบบ Linear ในโครงงานนี้ได้ออกแบบเป็นวงจรขยายกระแสโดยใช้สัญญาณพีน้อยความถี่ 200 Hz ทดสอบกับขลวดหักเหทางแนวอน และ ใช้สัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 2 KHz ทดสอบกับขลวดหักเหทางแนวตั้ง ซึ่งจะพิจารณากระแสที่ไหลผ่านโหลดเป็นสำคัญ

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

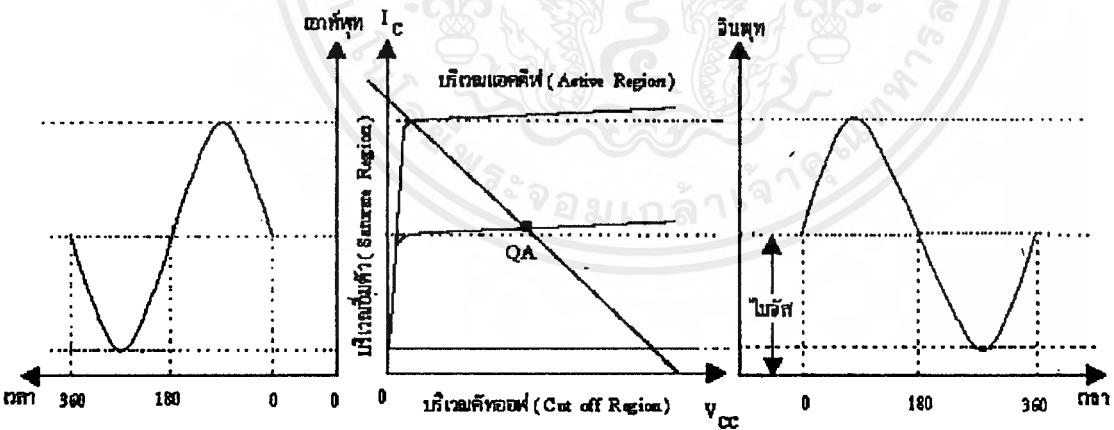
2.1 วงจรขยายกำลัง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการขยายสัญญาณแบบต่างๆ โดยย่อ เพื่อเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของการขยายสัญญาณแบบต่างๆ เพื่อแสดงผลว่า ทำไมจึงเลือกใช้การขยายสัญญาณแบบ Class D

เราอาจแบ่ง Power Amplifier ออกเป็น Class ต่างๆ ตามลักษณะของการ Bias ที่ให้แก่ทรานซิสเตอร์ หรือ อีกนัยหนึ่งตามตำแหน่งของจุดปฏิบัติการ Q (Quiescent Point) บน Load Line ได้ 4 แบบคือ

1) จุดปฏิบัติการ Q อยู่ในส่วนของ Active Region ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลผ่านตัว Transistor ตลอดเวลาไม่ว่าจะมีสัญญาณ Input หรือ ไม่มีก็ตาม หรือ Transistor จะนำกระแสตลอดช่วง 360 องศา ของสัญญาณ Input การ Bias ในลักษณะนี้ เรียกว่า Class A จะพบได้ในส่วนที่ระดับของสัญญาณมีค่าต่ำๆ ประสิทธิภาพสูงสุดคือ 50 %

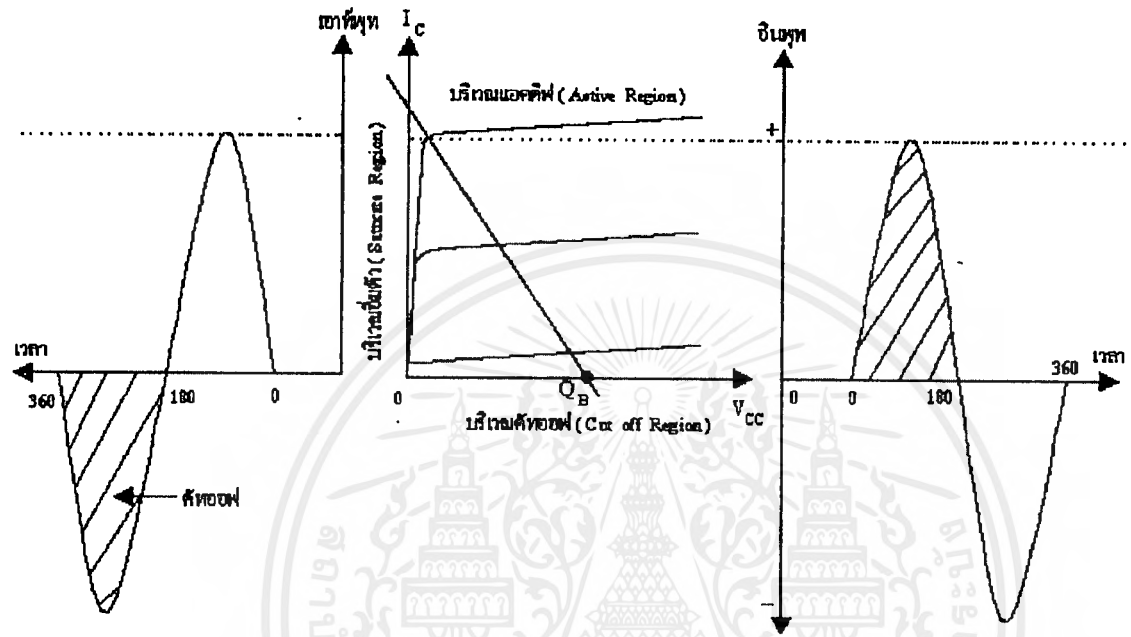
ข้อดีของ Class A คือ มีความเพี้ยนต่ำกว่า Class อื่นๆ ทั้งนี้เพราะมีกระแสไหลผ่านตัว Transistor ตลอด 360 องศา ของสัญญาณ Input ทำให้กระแส Collector ยังคงมีรูปร่างเป็น Sine



รูปที่ 2.1 Class A Amplifier

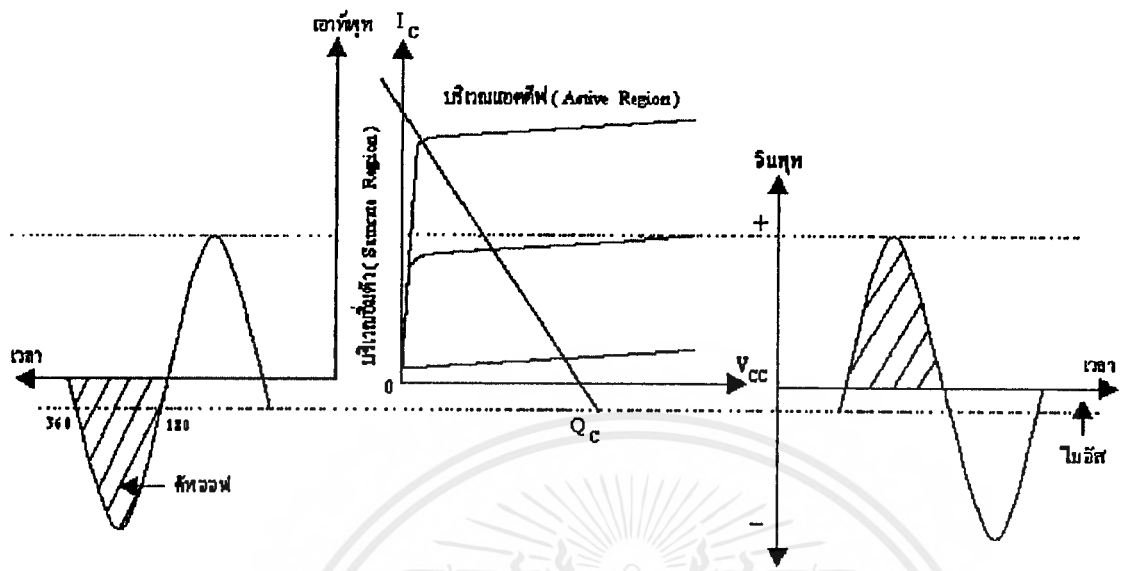
2) จุดปฏิบัติการ Q อยู่ที่จุด Cut Off พอดีจะทำให้กระแสไหลผ่านตัว Transistor เฉพาะช่วงเวลาบางส่วน ของซีกใดซีกหนึ่งของสัญญาณ Input เท่านั้น หรือ Transistor จะนำกระแสในช่วง 180 องศา ของสัญญาณ Input และในขณะที่ไม่มีสัญญาณ Input จะไม่มีกระแสไหล ซึ่งจะทำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น การ Bias ในลักษณะนี้คือ Class B เนื่องจากจะมีกระแสไหลผ่านตัว Transistor เพียงซีกเดียว จึงต้องใช้ Transistor 2 ตัวสลับกันทำงานตัวละ 180 องศา ของ Input

เรียกการทำงานแบบนี้ว่า Push - Pull เราจะพบวงจร Class B ในส่วนที่สัญญาณมีค่าสูงๆ เช่นภาคขยายภาคสุดท้าย ประสิทธิภาพสูงสุดของ Class B คือ 78.5 %



รูปที่ 2.2 Class B Amplifier

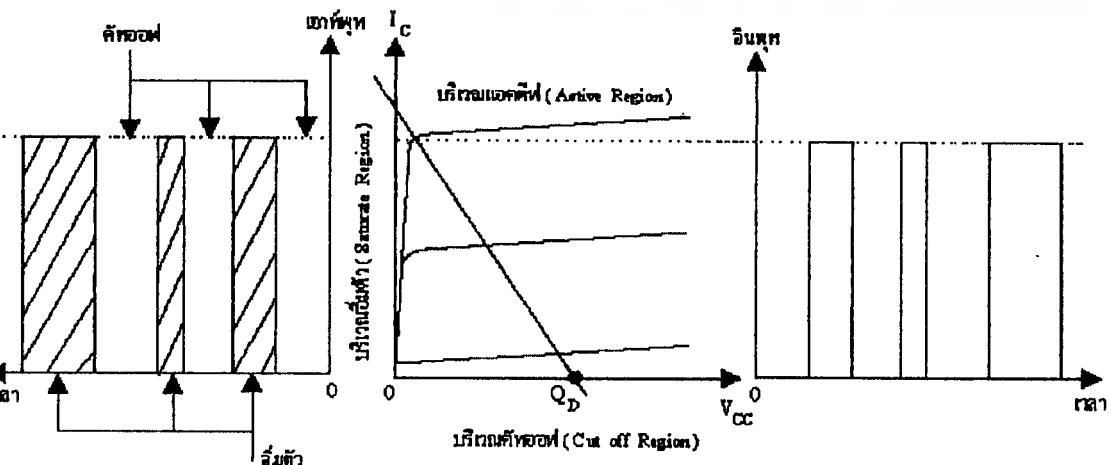
3.) จุดปฏิบัติการ Q อยู่ในส่วน Cut Off Region ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลผ่านตัว Transistor เฉพาะช่วงเวลาบางส่วนของซีกใดซีกหนึ่งของสัญญาณ Input หรือ Transistor จะนำกระแสในช่วงน้อยกว่า 180 องศา ของสัญญาณ Input ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ Input จะไม่มีกระแสไหลผ่านตัว Transistor เรียกการ Bias ในลักษณะนี้ว่า Class C วงจรขยาย Class C นี้จะใช้งานเฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น เช่น ในส่วน Power Amplifier ของเครื่องส่งวิทยุประสิทธิภาพของ Class C จะขึ้นกับจุด Bias และ ความถี่ที่ใช้งาน



รูปที่ 2.3 Class C Amplifier

4.) Transistor ทำงานในลักษณะของ Switching จุดปฏิบัติการจะอยู่ที่เดียวกับ Class B แต่ transistor ในวงจรจะทำงานในลักษณะ Switch คือ นำกระแสอิ่มตัว (Saturate) กับไม่นำกระแส (Cut Off) กระแสที่ไหลผ่านตัว Transistor จะมีลักษณะเป็น Square Pulse วงจรที่ทำงานในลักษณะเช่นนี้คือ Class D บางครั้งอาจเรียก Class S วงจร Class D อาจมีประสิทธิภาพถึง 90 %

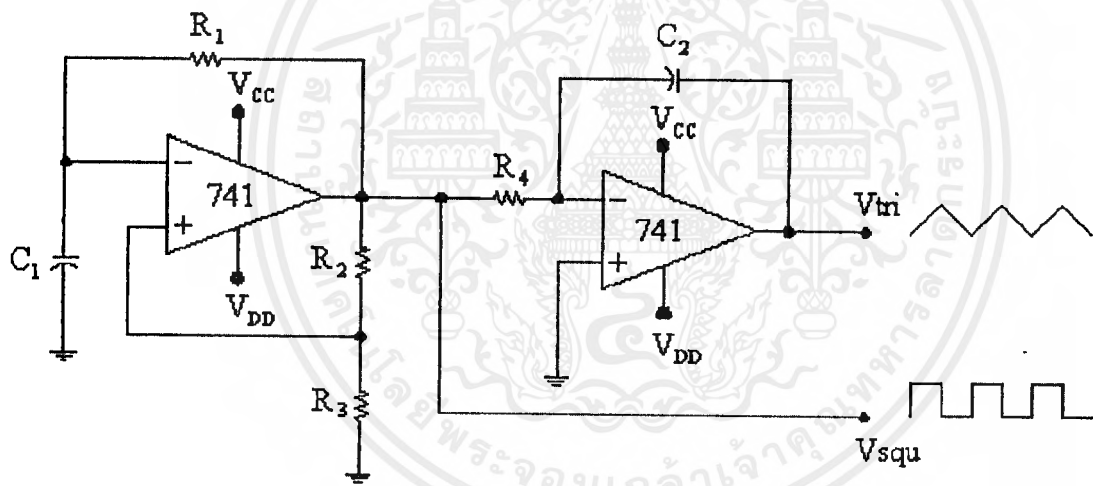
ข้อดีของ Switching Power Amplifier คือ มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ทำให้ประหยัดพลังงานการสูญเสียที่ตัว Transistor น้อยลง เป็นผลให้ขนาดของแผ่นระบายความร้อนเล็กลง ขนาดรื่องก็จะเล็กลงน้ำหนักเบาขึ้น ซึ่งจะเหมาะสมสำหรับเครื่องที่ต้องการทำให้มีขนาดเล็ก และประหยัดพลังงาน



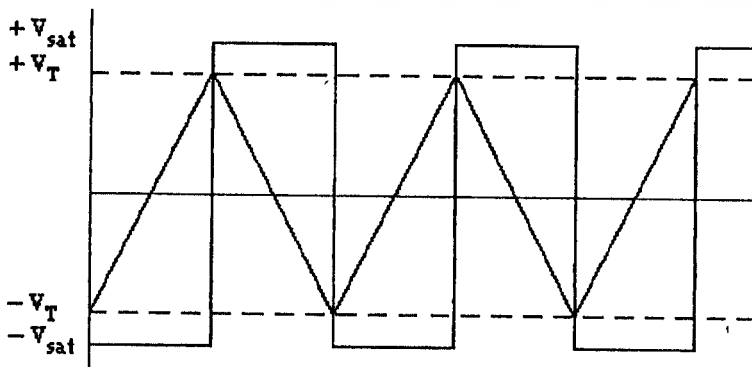
รูปที่ 2.4 Class D Amplifier

2.2 วงจรกำเนิดคลื่นสามเหลี่ยม

จากการศึกษาพบว่า วงจรอินทิเกรเตอร์นั้น ถ้าเราป้อนแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งให้กับวงจรมินทิเกรเตอร์ แล้วแรงดัน Output ที่ได้จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงที่เพิ่มขึ้น หรือลดลงอย่างคงที่ ซึ่งเป็นหลักการของการสร้างวงจรมีสัญญาณสามเหลี่ยม หรือวงจรมีแรงดัน Ramp และจากหลักการที่กล่าวมานี้ เราสามารถนำมาสร้างวงจรมีสัญญาณสามเหลี่ยมได้ โดยแทนที่เราจะป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรมินทิเกรเตอร์ เราจะป้อนสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมเข้าไปแทน ผลที่ได้ก็คือ ในช่วงแรกของสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมมีค่าเป็นบวก แรงดัน Output ของวงจรมินทิเกรเตอร์จะลดลงอย่างคงที่ แต่เมื่อคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยมเปลี่ยนสถานะเป็นลบ ทำให้แรงดัน Output ของวงจรมินทิเกรเตอร์ จะเพิ่มขึ้นอย่างคงที่ ด้วยความชันที่มีขนาดเท่ากับความชันที่ลดลงในช่วงลบ จึงทำให้สัญญาณรวมเป็นคลื่นสามเหลี่ยมออกมาทาง Output ของวงจรมินทิเกรเตอร์



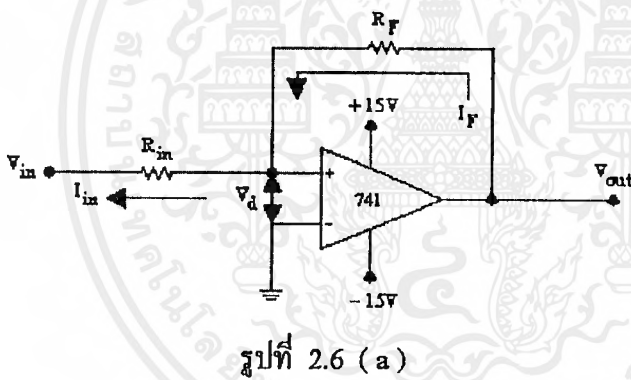
รูปที่ 2.5 (a)



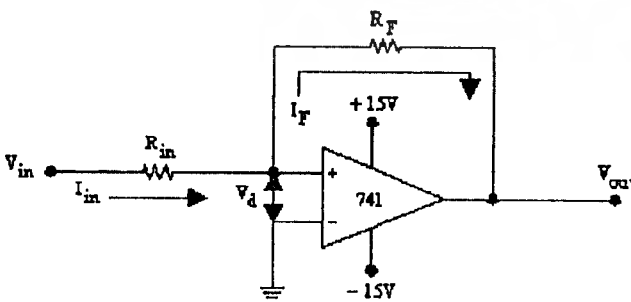
รูปที่ 2.5 (b)

ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้ จะมีขนาดเท่ากับความถี่ของสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งหาได้จากสมการ $f = \frac{1}{2 * R_1 * C_1}$ และเพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมเพิ่มขึ้นไปจากลักษณะที่ควรจะเป็นจริง ค่าคงตัวของเวลา (มีค่าเท่ากับ $R_1 * C_1$) ควรจะมีขนาดเป็น 2 เท่าของ $R_4 * C_2$

นอกจากการสร้างคลื่นสามเหลี่ยมด้วยวิธีข้างต้นแล้ว ยังสามารถสร้างคลื่นสามเหลี่ยมได้จากการรวมวงจรรีโวลติกรเตอร์กับวงจรรวมพาราเตอร์ ในการทำความเข้าใจหลักการทำงานของวงจรชนิดนี้ จะต้องศึกษาการทำงานของ Op - Amp ที่มีการป้อนกลับแบบบวกเสียก่อน สังเกตข้อแตกต่างระหว่างการป้อนกลับชนิดนี้กับการป้อนกลับแบบลบ พบว่าสัญญาณอินพุตของวงจรนี้ ถูกป้อนเข้าที่ Input บวกทำให้ Output ที่ได้ มีเฟสตรงกับ Input ดังนั้นเมื่อป้อนสัญญาณจาก Output กลับมายัง Input แรงดันรวมก็จะ สูงขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งถึงแรงดันอิ่มตัว $+V_{sat}$ หรือ $-V_{sat}$ อย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.6 (a)



รูปที่ 2.6 (b)

จากคุณสมบัติของวงจรป้อนกลับแบบบวกที่ได้กล่าวมา เมื่อเริ่มจ่ายไฟเลี้ยงให้กับ Op - Amp แรงดันค่าน้อยๆ ระหว่างขั้ว Input (V_d) หรือแรงดันออฟเซตจะเป็นผลให้ Output อิ่มตัวทันที จากรูป 2.6 (a) V_{out} มีค่าเท่ากับ $+V_{sat}$ และจะอยู่ในสถานะนั้นจนกระทั่งแรงดันที่ Input มีค่าต่ำลง

แรงดันค่าหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า แรงดัน เทรชโฮลด์ (Threshold : V_T) ซึ่งจะทำการตัดค่าที่ปรากฏ ณ ขั้ว Input บวกมีค่าเป็นลบเทียบกับศักดาที่ขั้ว Input ลบซึ่งต่อลงกราวด์เป็นผลให้ V_{out} เปลี่ยนสถานะเป็น $-V_{sat}$ และในการเปลี่ยนสถานะของ Output ให้กับมาเป็น $+V_{sat}$ อีกครั้ง แรงดัน V_{in} จะต้องเพิ่มค่าเป็น $+V_1$ เสียก่อน ซึ่งทำให้ศักดาที่ขั้วบวกมีค่าสูงกว่ากราวด์

อีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการอธิบายวงจร คือพิจารณาให้กระแสไหลผ่านตัวต้านทาน สมมติให้ V_{in} ในขณะเริ่มต้นมีค่าเป็นศูนย์ และ V_{out} มีค่าเป็น $+13.5$ โวลท์ ซึ่งเราสามารถที่จะหา I_{in} ได้ จากกฎของโอห์ม

$$I_{in} = I_F = \frac{V_{out}}{R_{in} + R_F}$$

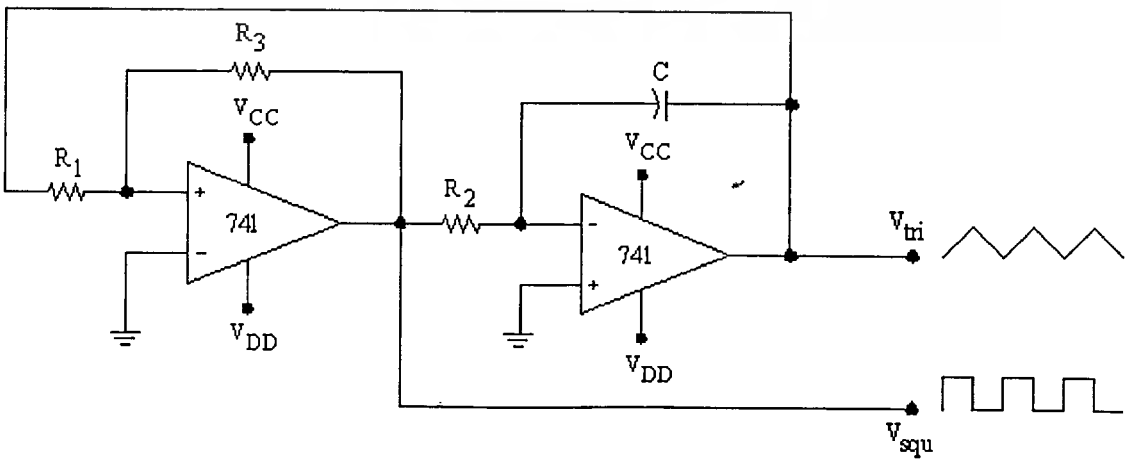
$$V_d = R_{in} * I_{in}$$

เมื่อค่อยๆปรับ V_{in} ให้มีค่าต่ำลง V_d ก็จะมีค่าลดลงเช่นกัน เมื่อถึงแรงดัน $-V_T$ ซึ่งทำให้แรงดัน $V_d = 0$ ค่า V_{out} เปลี่ยนสถานะเป็น $-V_{sat}$ ทำให้ค่า V_d มีขนาดเท่ากับ -1.23 V ดังนั้นต้องเพิ่มค่า V_{in} ขึ้นเพื่อทำให้ V_d กลับเป็น ศูนย์ดังเดิม เมื่อนั้น $V_{in} = +V_1$

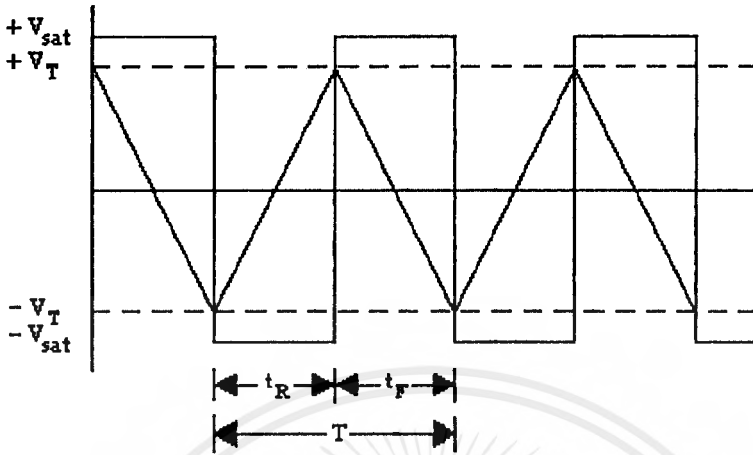
เราสามารถคำนวณหา $+V_T$ และ $-V_T$ จากสมการ

$$+V_T = \frac{+V_{sat}}{(R_F / R_{in})}$$

$$-V_T = \frac{-V_{sat}}{(R_F / R_{in})}$$



รูป 2.7 (a)



รูป 2.7 (b)

ซึ่งเราจะนำวงจรคอมพาราเตอร์ชนิดนี้มาใช้ร่วมกับวงจรกำเนิดคลื่น Ramp เพื่อสร้างวงจรกำเนิดคลื่นสามเหลี่ยมดังรูป 2.7 (a) โดยการนำเอา Output จากวงจรอินทิเกรเตอร์มาต่อเป็น Input ให้แก่วงจรคอมพาราเตอร์แล้วป้อน Output จากคอมพาราเตอร์กลับไปยัง Input ของวงจรอินทิเกรเตอร์อีกที จะเห็นว่าเมื่อคลื่นสามเหลี่ยมมีขนาดเท่ากับ $+V_T$ หรือ $-V_T$ สัญญาณ Output ของวงจรคอมพาราเตอร์จะเปลี่ยนสถานะทันที ทำให้เกิดการอสซิลเลตตลอดเวลา

ความถี่ของสัญญาณ Output สามารถหาได้จากค่า t_R (เวลาในการขึ้น) และ t_F (เวลาในการตก) ของรูปสามเหลี่ยม ซึ่งมีค่าดังนี้

$$t_R = \frac{V_H}{-V_{sat}} (R_1 * C)$$

$$t_F = \frac{V_H}{+V_{sat}} (R_1 * C)$$

โดย V_H คือค่าแรงดัน Hysterisis

$$V_H = +V_T - (-V_T) = 2V_T$$

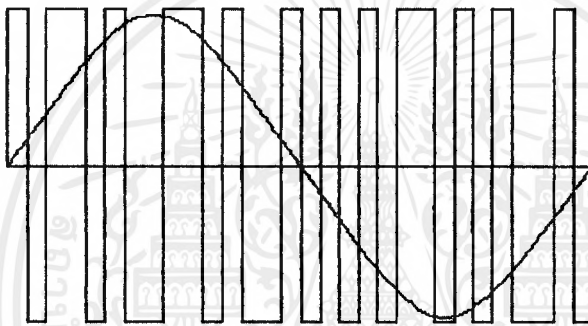
ดังนั้นคาบเวลา (T) ของสัญญาณเท่ากับ

และความถี่ Output มีค่าเท่ากับ

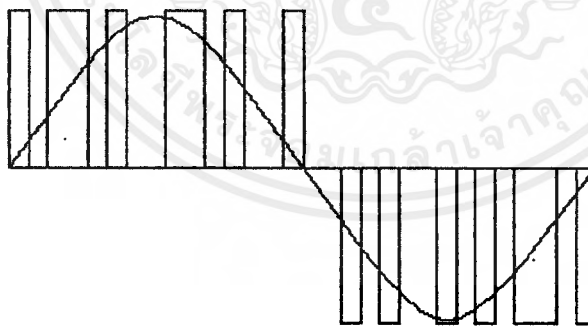
$$f_{\text{out}} = \frac{1}{T}$$

2.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์มอดูเลชัน

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่น
เป็น 1 คาบออกเป็นพัลส์ย่อยๆหลายพัลส์ โดยแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัว
ข้อนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่น PWM ชนิดต่างๆ โดยรวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่น PWM ในแนวคิด
แบบต่างๆ



(a)



(b)

รูปที่ 2.8 รูปแสดงคลื่น PWM (a) แบบ 2 ระดับ (b) แบบ 1 ระดับ

รูปคลื่น PWM มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้กันมากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานที่
พูดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 ระดับ เป็นคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับ คือ E, -E
- PWM 3 ระดับ เป็นคลื่นที่มีการสวิตช์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับ คือ E, 0, -E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โดยไม่ได้รับอนุญาต

จากรูปที่ 2.8 ข้างต้นเป็นการแสดงรูปคลื่น PWM เปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลัก (Fundamental) ของรูปคลื่น PWM นั้น

การสร้างรูปคลื่น PWM

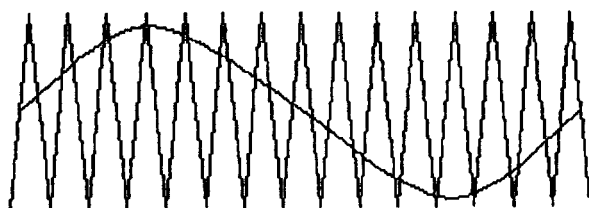
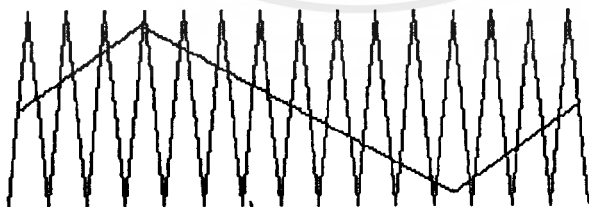
รูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

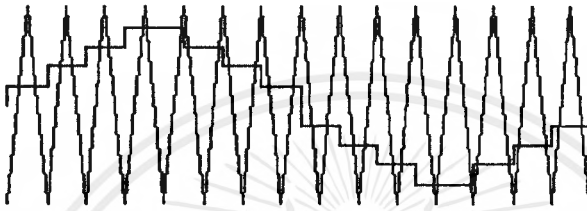
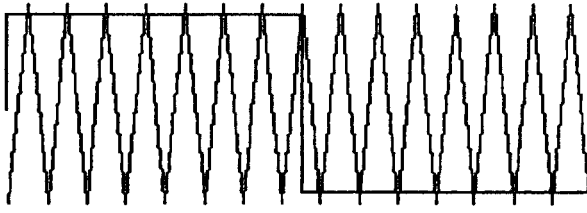
1. การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้โปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณเชิงสอคคล้องกับ มสวิตซ์ ซึ่งผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต (OUTPUT PORT) ซึ่งวิธีนี้ต้องมีการคำนวณหรือกำหนด มสวิตซ์ต่างๆออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะ คัดข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (PATTERN) สัญญาณ PWM ขึ้นมา แล้วจึง ส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุตออกมา

2. การใช้วงจรถอิล็กทรอนิกส์

การสร้าง PWM จากวงจรถอิล็กทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือการใช้วงจรถอิล็กทรอนิกส์ (Comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM 339 , LM 311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณ นพุท 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรถอิล็กทรอนิกส์คือ สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) กับสัญญาณ คาร์เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ส่วนสัญญาณ คาร์เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า ในโครงการนี้จะใช้วิธีเปรียบเทียบโดยใช้วงจรถอิล็กทรอนิกส์ในการสร้าง ัญญาณวิธีนี้มีมสวิตซ์ของรูปคลื่น PWM คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรถอิล็กทรอนิกส์





รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการสร้างรูป PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

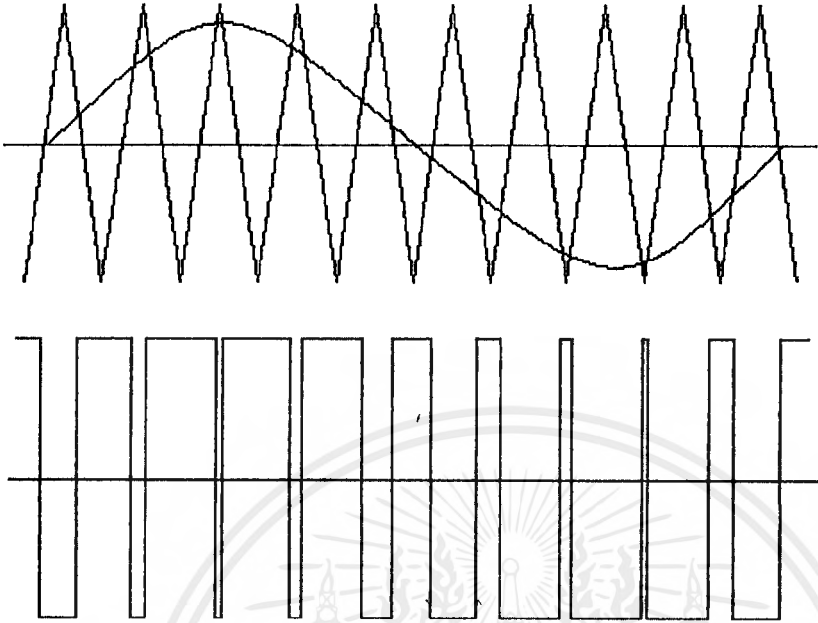
การสร้างรูป PWM แบบเนเทอร์อล และ แบบเรกูลาร์

การสร้างโดยใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะคลื่น PWM ได้แก่

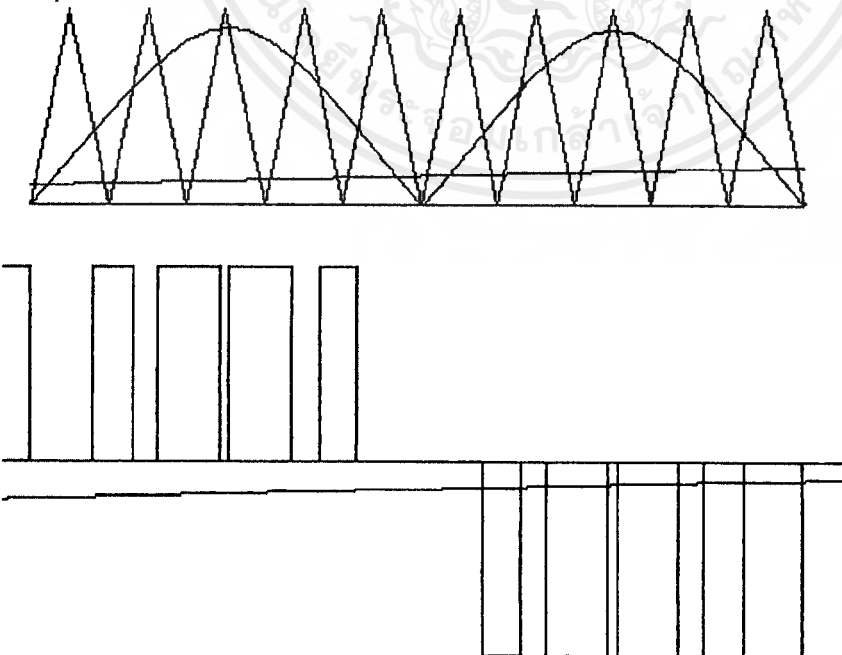
1. อัตราส่วนของสัญญาณแคร์เรียร์ ต่อ สัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio)
2. อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิง ต่อ สัญญาณแคร์เรียร์ หรือ อัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ration)

การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมพลิง

การสร้างแบบนี้จะให้คลื่นขาขึ้นเป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ ในการสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นขาขึ้น และ คลื่นสามเหลี่ยมเต็มรูปคลื่น ช่วงที่สัญญาณขาขึ้นมากกว่าสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นบวก และ ในช่วงที่สัญญาณขาขึ้นมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นลบ



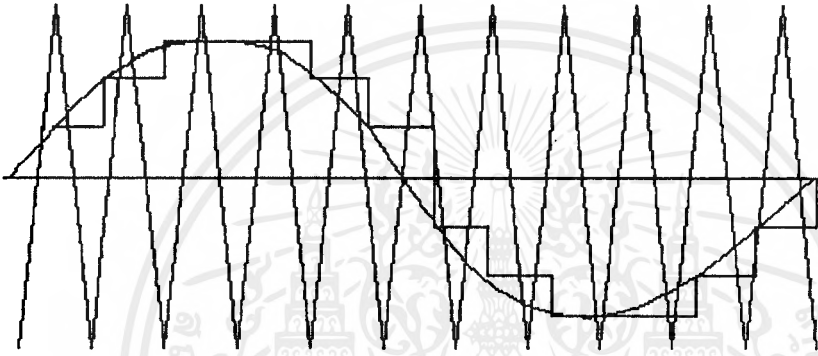
รูปที่ 2.10 (a) การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมพลิง
 สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับนั้นจะใช้คลื่นขาขึ้นที่ Rectifier ที่ไปเป็นคลื่นฟูลเวฟ
 เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟ
 มีขนาดมากกว่าในครึ่งคาบแรกการสวิทช์จะมีค่าเป็นศูนย์



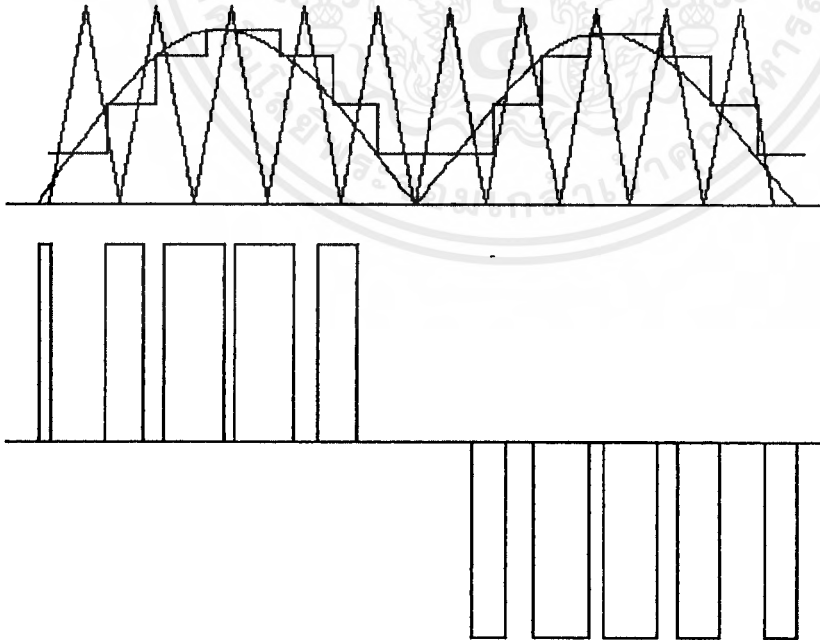
เอกสาร รูปที่ 2.10 (b) การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมพลิง ชนิด 3 ระดับ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไปว่าควรใช้โดย ผู้รับ สิ่งนี้หมายความว่าผู้รับจะต้องรับผิดชอบว่าสิ่งที่ตนได้ซื้อหรือขายนั้นเป็นสิ่งใดหรือไม่ใช่

การสร้างคลื่นแบบเรกูลาร์แฉมพลึง

การสร้างแบบนี้จะใช้หลักการเดียวกับแบบเนเทรอล โดยคัดแปลงมาจากแบบเนเทรอลเนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทรอลนั้นระหว่างเปรียบเทียบแต่ละครั้ง ส่วนของสัญญาณขาขึ้นจะไม่เป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นขาขึ้นผ่านวงจร Sample and Hold ที่มีความถี่ของการ Sample เท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งจะเห็นได้ว่า ระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้ง แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ



รูปที่ 2.11 (a) การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แฉมพลึง ชนิด 2 ระดับ



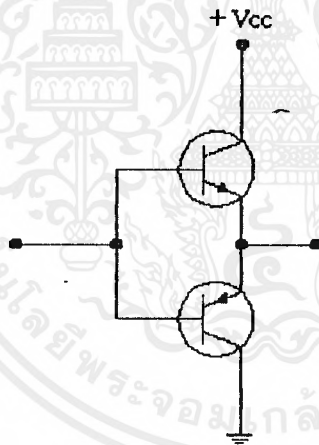
รูปที่ 2.11 (b) การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แฉมพลึง ชนิด 3 ระดับ

2.4 ภาค DRIVE

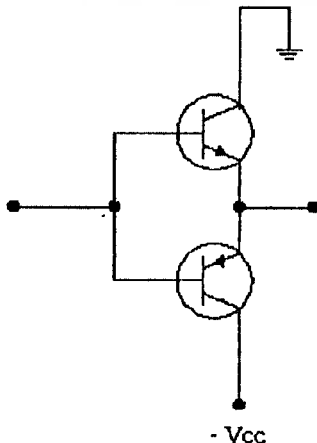
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ในการเพิ่มกระแสให้มากขึ้น เพื่อที่จะไป Drive Power MOSFET ให้สามารถทำงานได้ คือมีกระแสเพียงพอในการประจุตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในตัว Power MOSFET ให้เต็มได้

วงจรไครเวอร์ ควรจะใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวที่ทนกระแสได้สูง เพราะถ้าทรานซิสเตอร์ทนกระแสได้ต่ำ ทรานซิสเตอร์อาจพังได้ เนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุที่อยู่ภายใน Power MOSFET อยู่ในสถานะ Off

ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว ถูกต่ออยู่ในลักษณะของวงจร Common Collector ทั้งสองชุด โดยวงจรไครเวอร์ของ Power MOSFET ชนิด p - Channel จะต่อขา Collector ของ npn Transistor เข้าไฟบวก และต่อขา Collector ของ pnp Transistor ลงกราวด์เพื่อให้สัญญาณพัลส์วิดมอดคูลเลชัน มี Amplitude Swing อยู่ในช่วงศูนย์ถึงไฟบวก ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (a)



รูปที่ 2.12 (a) แสดงวงจรภาค Driver ของ Power MOSFET ชนิด p



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.12 (b) แสดงวงจรภาค Driver ของ Power MOSFET ชนิด n ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

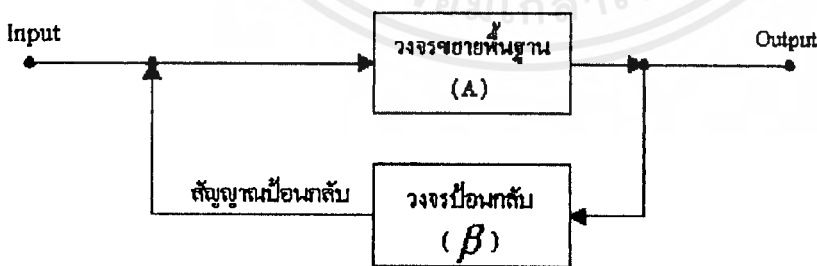
ไม่อาจรวมได้ ซึ่งสิ่งนี้หมายความว่าเมื่อเวลาผ่านไปและต้องระวังถึงสิ่งต่าง ๆ ของเอกสารเหล่านี้ซึ่งควรระวังได้

ในรูปที่ 2.12 (b) ขา Collector ของ npn Transistor จะถูกต่อลงกราวด์ และ ขา Collector ของ pnp Transistor จะต่อลงไฟลบ ดังนั้นสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลเตอร์ จะมีการ Swing อยู่ใน ช่วง ศูนย์ถึงลบ

2.6 วงจรป้อนกลับ (Feedback Circuit)

โดยทั่วไปแล้ว ไม่ว่าจะระบบไฟฟ้าหรือระบบอื่นๆ จะมีการป้อนกลับอยู่ในตัวแทบทั้งนั้น หมายความว่า ระบบนี้จะไม่ใช่ระบบที่มีทิศทางเดียว (Unilateral) ดังนั้นการป้อนกลับจึงหมายถึง การส่งสัญญาณย้อนกลับมา ซึ่งจะมีความสำคัญเหนือกว่าระบบที่มีการส่งสัญญาณย้อนกลับที่มีอยู่ใน ระบบเอง

ระบบที่มีการป้อนกลับจะแตกต่างจากระบบที่ไม่มีการป้อนกลับอยู่ตรง ในระบบที่มีการป้อนกลับนั้นจะมีสัญญาณเข้าอยู่สองสัญญาณ โดยสัญญาณแรกเป็นสัญญาณ Input ธรรมดาที่ป้อนเข้ามา ส่วนอีกสัญญาณได้มาจากสัญญาณที่ออกมาทางด้าน Output ของระบบ ซึ่งระบบที่ไม่มีการป้อนกลับจะไม่สามารถรับรู้ได้ว่าสัญญาณ Output ที่ออกมาเป็นอย่างไร แต่ในระบบที่มีการป้อนกลับนั้นสามารถรับรู้ได้ว่า สัญญาณที่ออกมาทาง Output นั้นเป็นอย่างไร และยังสามารถปรับปรุงแก้ไขได้อีกด้วย ซึ่งผลที่ได้จากการป้อนกลับนั้น แม้ว่าองค์ประกอบของระบบจะเปลี่ยนแปลงไป แต่ระบบก็ยังทำงานได้ ในส่วนของวงจรขยายที่มีการป้อนกลับอาจกล่าวได้ว่าแม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลง หรือพารามิเตอร์บางตัวของวงจรขยายจะเปลี่ยน แต่อัตราขยายเมื่อมีการป้อนกลับจะเปลี่ยนไปไม่มากนัก



รูปที่ 2.13 แสดง Block Diagram ของวงจรขยายที่มีการป้อนกลับ

เราสามารถแบ่งวงจรป้อนกลับออกเป็น 2 ชนิด .

1. วงจรป้อนกลับแบบบวก
2. วงจรป้อนกลับแบบลบ

ในวงจรป้อนกลับแบบบวกนั้นจะให้ค่าอัตราขยายที่มีขนาดสูง แต่อัตราขยายนั้นจะไวต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และ ของวงจร มีแถบความถี่ที่แคบลง ความถี่ขึ้นและ สัญญาณรบกวน (Noise) เพิ่มขึ้น ดังนั้นเราจึงไม่นิยมเอาวงจรป้อนกลับชนิดบวกมาใช้ ส่วนในวงจรป้อนกลับแบบลบนั้น ไม่ว่าจะอุณหภูมิ พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ แหล่งจ่ายไฟตรง หรือ องค์ประกอบของวงจรจะเปลี่ยนไปอย่างไรก็ตาม ถ้าค่าของ $|A\beta| \ll 1$ ($|A\beta|$ คือ ค่าอัตราขยายวงรอบ หรือ สัญญาณที่ผ่านวงจรพื้นฐาน ผ่านวงจรป้อนกลับมาครบ Loop กัน) อัตราขยายที่มีการป้อนกลับจะยังมีค่าเกือบคงตัว และ ขึ้นอยู่กับอัตราการป้อนกลับเท่านั้น นอกจากนี้ วงจรป้อนกลับแบบลบนั้นจะลดความถี่ของสัญญาณ Output และ เพิ่มผลการตอบสนองความถี่ของวงจรให้ดีขึ้นด้วย

2.7 วงจรกรองความถี่ (FILTER)

โดยทั่วไป Filter แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ เช่น

1. Filter ชนิด Analog หรือ Digital
2. Filter ประเภท Passive หรือ Active
3. Filter ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือ (Radio Frequency)

แต่ถ้าเรากำลังถึงขั้นส่วนที่นำมาประกอบเป็นวงจร Filter แล้ว เราสามารถแบ่งที่จะแบ่งวงจร Filter ออกเป็น 2 ประเภท คือ

1. วงจรกรองความถี่แบบเฉื่อยงาน (Passive Filter) จะประกอบด้วย ตัวต้านทาน , ตัวเก็บประจุ , ตัวเหนี่ยวนำ โดยไม่มีอุปกรณ์ที่ใช้ในการขยาย เช่น IC หรือ Transistor รวมอยู่ในวงจร
 2. วงจรกรองความถี่แบบไวงาน (Active Filter) ซึ่งจะประกอบด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณพวก Transistor หรือ IC ในรูปของ Op - Amp และ ตัวต้านทาน , ตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกัน
- วงจรกรองความถี่แบบไวงาน และ แบบเฉื่อยงาน แบ่งตามลักษณะการทำงานได้ 5 ประเภท

1. Lowpass Filter (LPF)
2. Highpass Filter (HPF)
3. Bandpass Filter (BPF)
4. Band Reject หรือ Bandstop Filter (BSF)
5. Allpass Filter

ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจร Lowpass Filter ประเภท เฉื่อยงาน เนื่องจากวงจร Filter ชนิด เฉื่อยงาน นี้สามารถนำไปใช้งานในขอบเขตของกำลังไฟฟ้าอย่างไม่ จำกัดซึ่งอาจมีค่าได้สูงถึง 100 kW แต่ถ้าเป็นกรณีของวงจร Filter ชนิด ไวงาน นั้นการนำไปใช้งานในขอบเขตของกำลังไฟฟ้านั้นได้ไม่เกิน 10 mW เนื่องจากวงจร Filter ชนิด ไวงาน นั้นมีอุปกรณ์ที่ทนกำลังไฟฟ้าได้ต่ำ เช่น

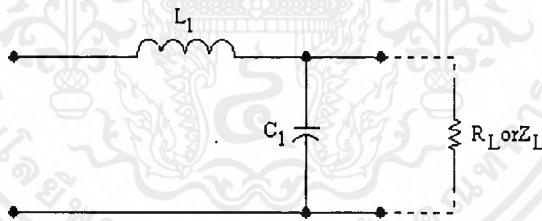
ด้านทฤษฎีของสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

Op - Amp หรือ Transistor เป็นต้น ฉะนั้นจึงขอกกล่าวถึงเฉพาะวงจร Lowpass Filter ชนิด นี้เพียงงานเท่านั้น

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงออก ให้เหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำ โดยสัญญาณที่ได้จากการ Modulate จะเป็นการผสมกันระหว่างคลื่นพาหะ (สัญญาณสามเหลี่ยม) กับสัญญาณ Input โดยคลื่นพาหะจะเป็นคลื่นความถี่สูง และ สัญญาณ Input จะเป็นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ ในวงจรกรองความถี่ต่ำ จะกรองเอาคลื่นสามเหลี่ยมออกมาให้เหลือแต่สัญญาณ Input โดย การใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ

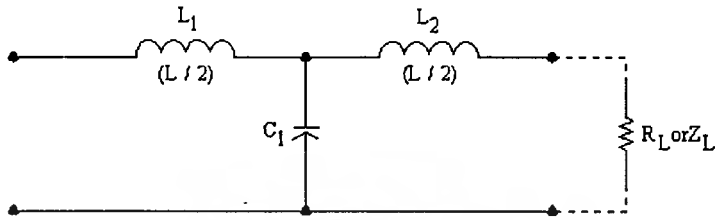
ในรูปที่ 2.14 (a) แสดงตัวอย่างวงจรซึ่งเป็นแบบ L โดยอาศัยข้อดีจากความจริงที่ว่า ตัวเหนี่ยวนำ กับ ตัวเก็บประจุ ทำงานกลับกันในกรณีของกระแสสลับ นั่นคือ ค่า Inductive Reactance เพิ่มขึ้นตามความถี่ ส่วนค่า Capacitive Inductance ลดลงตามความถี่ ดังนั้นในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะมีค่า Reactance ลดลงเมื่อ ความถี่เพิ่มขึ้น จึงเป็นการ Bypass ความถี่สูง แต่จะมีค่า Reactance เพิ่มขึ้นต่อ ความถี่ต่ำสำหรับกรณี Parallel Unit (ตัวเก็บประจุต่อคร่อม Load) จะมีค่า Reactance ต่อความถี่สูงเพิ่มขึ้น และ ผ่านความถี่ต่ำไปได้ ในกรณีของ Series Unit (Coil ต่อกับ Load)



รูปที่ 2.14 (a) วงจร Low pass Filter แบบ L, Constant - K Filter

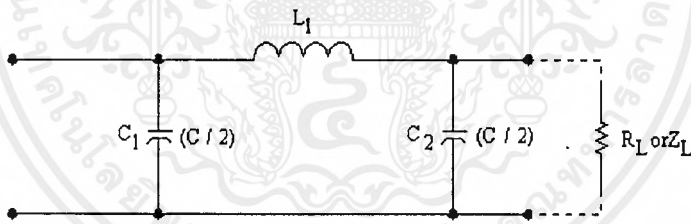
วงจร Filter ส่วนใหญ่ ผลคูณของ Impedance ที่ได้จากค่าความจุ และ ค่าความเหนี่ยวนำ จะคงที่ตลอด ตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ (เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกลับกันของค่า Reactance) ยกตัวอย่างเช่น ถ้าค่า Capacitive Reactance ลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่แล้ว ค่า Inductive Reactance จะเพิ่มขึ้นด้วยจำนวนที่เท่ากัน จากคุณลักษณะ Impedance ของวงจรที่มีค่าคงที่ นี้ตลอด เราจึงเรียกว่าวงจร Constant - K Filter ปัญหาอย่างหนึ่งที่มักจะพบกับวงจร Filter แบบ L พื้นฐาน คือ มันไม่อาจให้ความถี่ Cut Off (f_c) ที่ Sharp ได้ ด้วยเหตุนี้หากต้องการให้ความถี่ Cut Off Sharp มากๆ แล้ว ก็ต้องเพิ่ม Coil อีกชุดหนึ่งเข้าไป ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (b) วงจรแบบนี้เรียกว่าวงจร Filter แบบ T โดยในวงจร Filter แบบ T นี้ ค่าของตัวเก็บประจุ ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามกรณีของ แบบ L ทั้งนี้ค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดของ L_1 และ L_2 ต้องให้มีค่าเท่า

เทียบกับของ Coil ชุดเดียวในแบบ L ซึ่งโดยปกติแล้วค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดที่ต้องการจะได้จากการแบ่งค่ากันระหว่าง 2 Coil ดังนั้น แต่ละ Coil ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ T ก็จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการทั้งหมด



รูปที่ 2.14 (b) วงจร Low pass Filter แบบ T Constant - K Filter

นอกจากนี้ความชันของความถี่ สามารถเพิ่มขึ้นได้ด้วยการเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปอีกตัวหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (c) ซึ่งวงจรแบบนี้มีชื่อเรียกว่า แบบพาย โดยในวงจร Filter แบบพายนี้อาของตัวเหนี่ยวนำไม่เปลี่ยน แต่ค่าของตัวเก็บประจุทั้งหมด (C_1 และ C_2) จะต้องมีค่าเท่ากับค่าของตัวเก็บประจุตัวเดียวในวงจร Filter แบบ L ดังนั้นโดยปกติแล้ว ตัวเก็บประจุแต่ละตัวในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ พาย จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าความจุที่ต้องการ



รูปที่ 2.14 (c) วงจร Low pass Filter แบบ π Constant - K Filter

ในกรณีที่เราต้องการจุด Cut Off ที่ชัดเจนมากๆ และ Sharp ซึ่งไม่อาจกรองได้จากวงจรกรองความถี่แบบ Constant - K เราจะใช้วงจรกรองแบบ m - Derive วงจรนี้ออกแบบมาให้มีการลดทอนที่ความถี่เฉพาะที่เหนือกว่าความถี่ Cut Off (f_c) อย่างไม่สิ้นสุด โดยที่อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์จะเกี่ยวข้องกับค่าคงที่ m (m - Constant) ในรูปสมการเป็นความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างความถี่ Cut - Off กับความถี่ของการลดทอน (f_{∞}) ซึ่งค่า m มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 และปกติมีค่าประมาณ 0.6

โดยสมการที่ใช้ในการกำหนดค่าต่างๆของวงจรสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

m : ค่าคงที่ในการออกแบบ

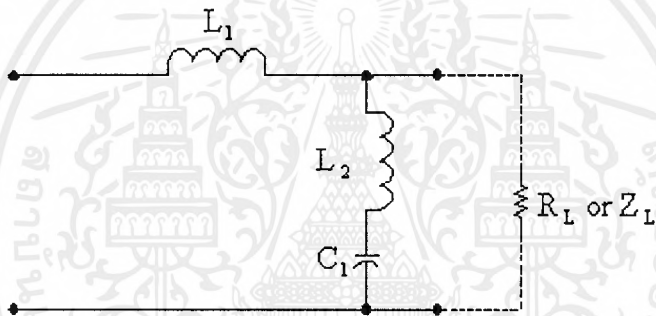
$$m = \sqrt{\frac{1 - f_c^2}{f_{\infty}^2}}$$

$$L_1 = \frac{m * R}{3.1416 * f_c}$$

$$L_2 = \frac{(1 - m)^2 * R}{4 * m * 3.1416 * f_c}$$

$$L_3 = \frac{m}{3.1416 * f_c * R}$$

$$C_2 = \frac{(1 - m)^2}{4 * m * 3.1416 * f_c * R}$$



รูปที่ 2.15 วงจร Lowpass Filter แบบ m - Derived

บทที่ 3

POWER MOSFET

Bipolar Junction Transistor (BJT) เป็นอุปกรณ์ควบคุมกระแสและต้องการกระแส Base สำหรับเป็นกระแสไหลผ่านไปยัง Collector เนื่องจากกระแสที่ Collector ขึ้นอยู่กับกระแสที่ Base (กระแสอินพุต) และ Current Gain ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่รอยต่อ

Power MOSFET เป็นอุปกรณ์ควบคุมศักดาไฟฟ้า และ ต้องการเพียงกระแส Input ที่มีขนาดเล็กๆ เท่านั้น ความเร็วในการ Switching อยู่ในหน่วย Nanoseconds (ns) การประยุกต์ใช้ Power MOSFET จะใช้งานเป็น Low - Pass High - Frequency Converter และ MOSFET ไม่มีปัญหาของปรากฏการณ์ Breakdown เหมือนอย่าง BJT แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาของ MOSFET จะอยู่ที่ Electrostatics Discharge และเป็นการชกที่ป้องกัน MOSFET จากความผิดพลาดที่เกิดจากการลัดวงจร

3.1 ชนิดของ MOSFET

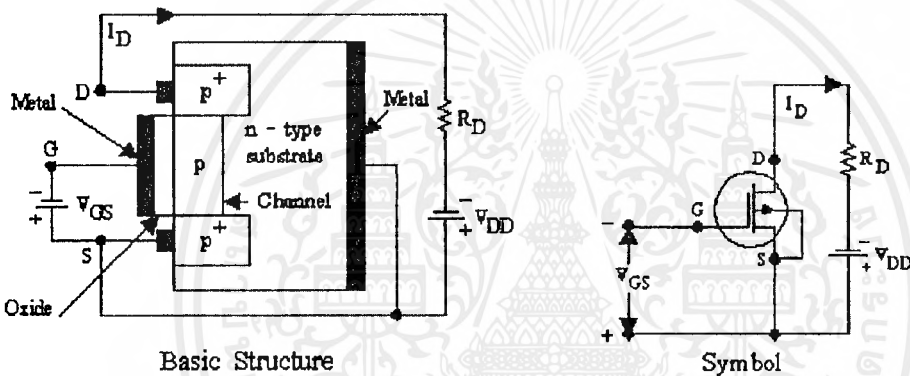
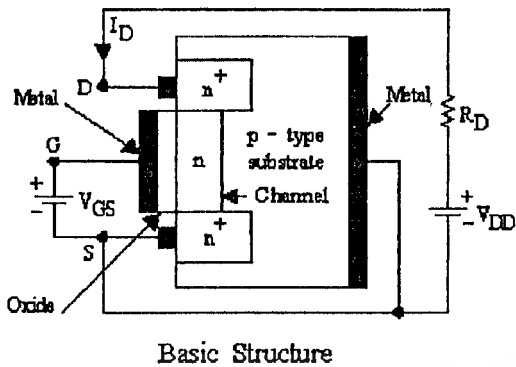
MOSFET มี 2 ชนิด

1. Depletion MOSFET
2. Enhancement MOSFET

1. Depletion MOSFET

แสดงตามรูปที่ 3.1 (a) ที่แชลแนล n จะคล้าย p - Type Silicon Substrate จะประกอบด้วย n^+ Silicon เพื่อต่อเป็นค่าความต้านทานต่ำ ที่ Gate นี้จะถูกแยกออกมาจากแชลแนล ด้วยชั้นออกไซด์ต่างๆ MOSFET นี้จะประกอบด้วยขั้ว 3 ขั้ว เรียกว่า Gate , Drain และ Source โดยปกติให้ศักดาไฟฟ้าลบต่ออยู่กับ Source โดยค่าของศักดาไฟฟ้าที่ขั้ว Gate และ Source คือ V_{gs} และ V_{ds} นี้ค่าของ V_{gs} เป็นได้ทั้งบวกและลบ

ถ้า V_{gs} เป็นลบ อิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งใน p - Channel จะ Repel และชั้นของ Depletion region จะสร้างชั้น ออกไซด์ต่างๆ และทำให้เกิดช่องแคบๆ มีค่าความต้านทานสูงจากขั้ว Drain ไป Source (R_{ds}) ถ้า V_{gs} มีค่าเป็นลบเพียงพอที่แชลแนลจะกลายเป็นช่องว่าง และทำให้ไม่มีกระแสไหลจาก Drain ไปยัง Source ดังนั้น $V_{gs} = 0$ และเราเรียกค่าของ V_{gs} ปรากฏการณ์นี้ว่า pinch - Off - Voltage (V_p) ถ้า V_{gs} เป็นบวก ที่แชลแนลจะกว้างขึ้น และค่าของ I_{ds} จะมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{ds} มีค่าลดลง ทำให้ P - Channel Depletion - Type MOSFET โดยค่าของ V_{gs} , I_{ds} , V_{gs} จะ Reverse กัน

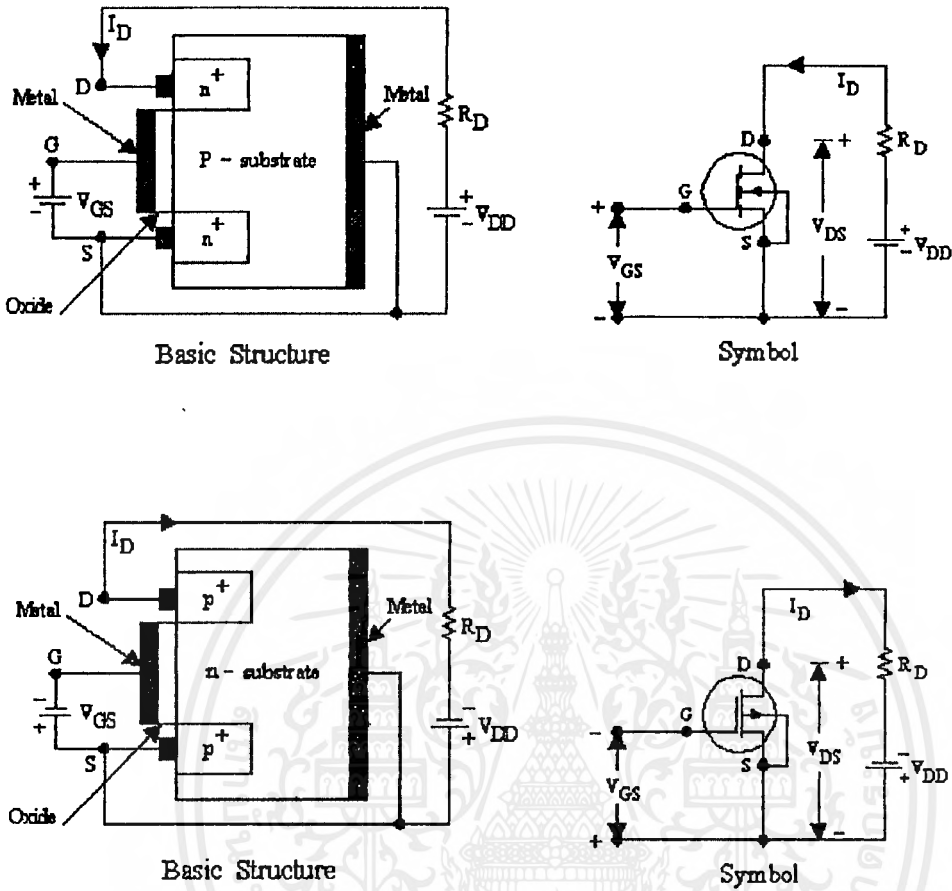


รูปที่ 3.1 Depletion - Type MOSFET

- (a) n - Channel Depletion - Type MOSFET
- (b) p - Channel Depletion - Type MOSFET

2. Enhancement MOSFET

ถ้า V_{gs} มีค่าเป็นบวก Induce Voltage จะต้านทานอิเล็กตรอนจาก P-Substrate และ ถ้า V_{gs} มีค่ามากกว่า หรือ เท่ากับ Threshold Voltage (V_t) ปริมาณกระแสจะรั่วไหลจากขั้ว Drain ไปยัง Source และสำหรับ P-Channel Enhancement - Type MOSFET จะได้ค่าของ V_{gs} , V_{ds} , เป็น Reverse กัน



รูปที่ 3.2 Enhancement - Type MOSFET

- (a) n - Channel Enhancement Type MOSFET
- (b) p - Channel Enhancement Type MOSFET

3.2 Stead - State Characteristics

เนื่องจาก MOSFET เป็นอุปกรณ์แบบ Voltage - Controlled และมี Input Impedance สูง ใดๆ โดยที่ Gate Draws มีกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อย ค่าของ Transconductance จะเป็นค่าที่สำคัญ ซึ่งจะเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแส เทรน (Drain Current) กับค่าของ ความต่างศักย์ที่เกต (Gate Current)

$$\text{Tranconductance} = \frac{\text{Drain Current}}{\text{Gate Voltage}}$$

ส่วนค่า Transfer Characteristics ของ n - Channel และ p - Channel ของ MOSFET แสดงตามรูปที่ 3.3 และ รูปที่ 3.4 แสดง Output Characteristics ของ n - Channel Enhancement MOSFET และมีย่านการทำงาน 3 ช่วงคือ

1. ย่าน Cut Off Region $V_{gs} \leq V_t$
2. ย่าน Pinch Off Region หรือ Saturation Region $V_{ds} \geq V_{gs} - V_t$
3. ย่าน Linear Region $V_{ds} \leq V_{gs} - V_t$ ในย่าน Linear Region ค่าของกระแสเดรนแปรผันกับค่า Drain Source Voltage (V_{ds}) เนื่องจากกระแสเดรนสูง และศักดาเดรนต่ำ Power transistor มีการทำงานแบบสวิชซึ่ง ในช่วง Linear Region ในย่าน Saturation Region ค่ากระแสเดรนที่ยังเหลือจะเป็นค่าคงที่โดยจะมีการเพิ่มเพียงเล็กน้อยในค่าของ V_{ds} และการใช้งานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้จะนำไปใช้ประโยชน์เป็น Voltage Amplification

รูปแบบการ Steady - State ซึ่งทั้ง Depletion - Type และ Enhancement - Type MOSFET แสดงในรูปที่ 3.5 ค่าของ Transconductance (g_m) กำหนดโดย

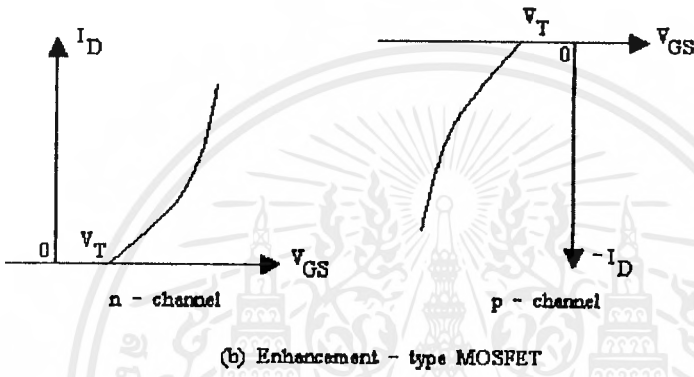
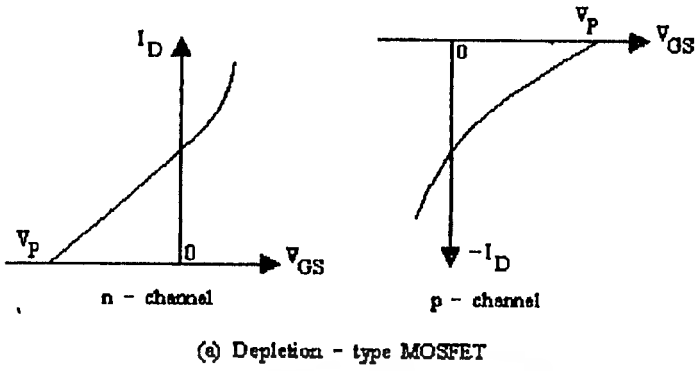
$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} \Big|_{V_{ds} = \text{constant}}$$

ค่าความต้านทานทางด้าน Output

$$r_o = R_{ds}$$

$$R_{ds} = \frac{\Delta V_{ds}}{\Delta I_d}$$

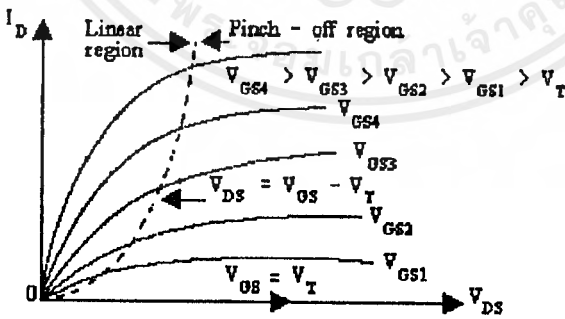
ซึ่งจะมีค่าสูงมากๆ ในย่าน Pinch - Off (Megaohms) จะมีค่าน้อยมากๆ ในย่าน Linear Region



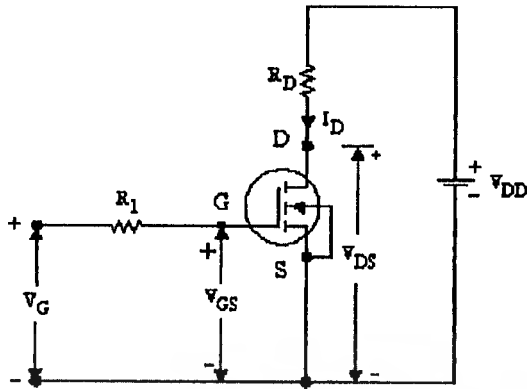
รูปที่ 3.3 Transfer Characteristic of MOSFET

(a) Depletion - Type MOSFET

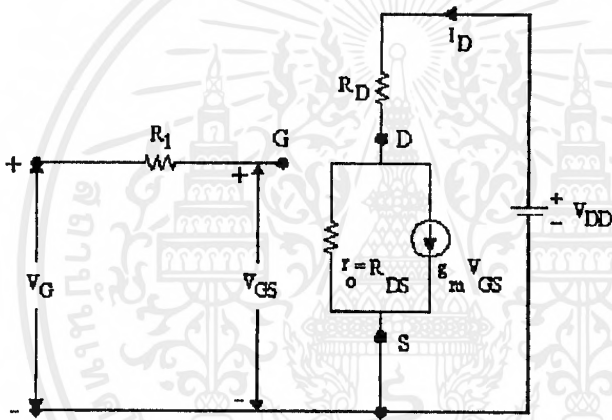
(b) Enhancement - Type MOSFET



รูปที่ 3.4 Output Characteristics of Enhancement - Type MOSFET



(a) Circuit Diagram



(b) Equivalent Circuit

รูปที่ 3.5 Steady - State Switching Model of MOSFET

(a) Circuit Diagram

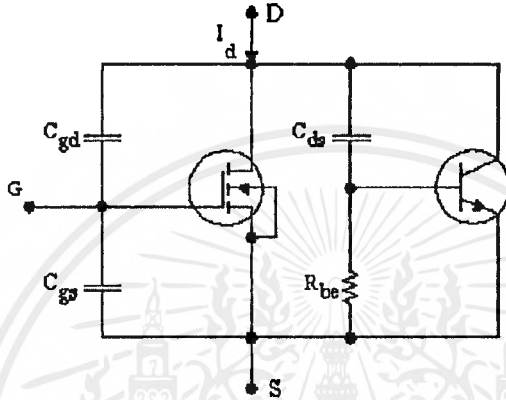
(b) Equivalent Diagram

สำหรับ Depletion - Type n - Channel MOSFET ค่าของ Gate (หรือ input) จะเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่ใน Enhancement - Type n - Channel MOSFET ค่าไฟฟ้าที่ Gate จะเป็นบวกเท่านั้น

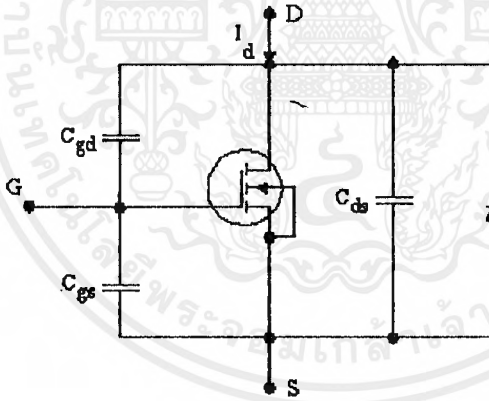
Power MOSFET โดยปกติจะเป็นชนิด Enhancement Mode แต่อย่างไรก็ตาม Depletion - type MOSFET จะมีประโยชน์ และ ง่ายต่อการออกแบบ วงจรลอจิกซึ่งในทางปฏิบัติต้องการค่า Logic - Completion AC หรือ DC Switch ซึ่งจะเหลืออยู่ขณะ Logic Supply ตกลง และ V_{gs} กลับเป็น ศูนย์

3.3 Switching Characteristics

เมื่อไม่มีสัญญาณ Gate Enhancement Mode เราจะพิจารณาเป็น Diode 2 ตัว ต่อแบบ Parasitic Capacitances ต่อกับ Source (C_{gs}) และที่ Drain, C_{gd} ทราบชนิดทรานซิสเตอร์ชนิด npn เป็นขั้วต่อแบบ Reverse Bias จาก Drain ไปยัง Source, C_{ds}



(a) Parasitic Bipolar

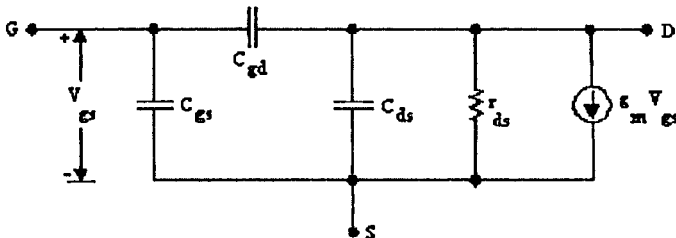


(b) Internal Diode

รูปที่ 3.6 Parasitic Mode of Enhancement - Type MOSFET

(a) Parasitic Bipolar

(b) Internal Diode



รูปที่ 3.7 Switching Model of MOSFET

รูปที่ 3.6 (a) แสดงวงจรสมมูลย์ของ Parasitic Bipolar Transistor ที่ต่อขนานกับ MOSFET

จุดที่ Base ต่อกับ Emitter ของ Transistor ชนิด npn จะสั้นและมีค่าความต้านทานจาก Base ไปยัง Emitter เนื่องจาก Bulk Resister ชนิด n และ p (R_{be}) มีขนาดเล็กมาก ดังนั้น MOSFET อาจพิจารณาจากวงจรสมมูลย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (b)

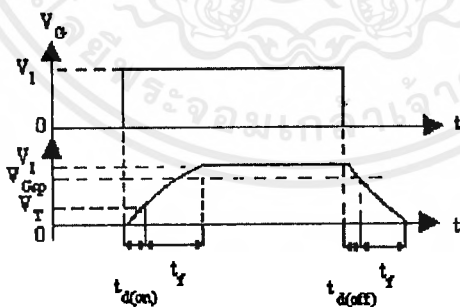
วงจร Switching ของ MOSFET แสดงดังรูป 3.7 โดย Waveforms และเวลาแสดงในรูป

Turn - on - Delay $t_d (on)$ เป็นเวลาที่ต้องการ Charge Input Capacitance จนถึง Threshold Voltage Level

Rise Time (t_r) เป็นเวลาในการ Chargeing Gate จากระดับ Threshold Level สู่ Full - Gate Voltage V_{gs} เมื่อต้องการขับกระแส Transistor เข้าไปยังช่วงบริเวณ Linear Region

Turn - Off Delay Time $t_d (off)$ เป็นช่วงเวลาที่ Input Capacitance ต้องการใช้ในการ discharge จาก Over Drive Gate Voltage V เข้าสู่บริเวณช่วง Pinch - Off Region โดยค่าของ V_{gs} ต้องลดลงก่อนที่ค่าของ V_{ds} จะเริ่มต้นเพิ่มขึ้น

Fall - Time (t_f) เป็นช่วงเวลาที่ต้องใช้เมื่อ Input Capacitance ทำการ Discharge จากช่วง Pinch - Off เข้าสู่ Threshold Voltage ถ้า $V_{gs} \leq V_t$ ทรานซิสเตอร์ก็จะ Turn - Off



รูปที่ 3.8 Switching Waveform and Times

3.4 Gate Drive

เวลาในการ Turn - Off ของ MOSFET ขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการประจุตัวเก็บประจุของ Input หรือ Gate Capacitance โดยช่วงเวลาในการ Turn - Off นี้จะลดลงได้โดยทำการต่อวงจร C เข้าไปโดยแสดงไว้ในรูป 3.9 เพื่อทำการ Charge Gate Capacitance ให้เร็วขึ้นเมื่อ Gate Voltage Turn On กระแสเริ่มต้นในการ Charging ของ Capacitance ก็คือ

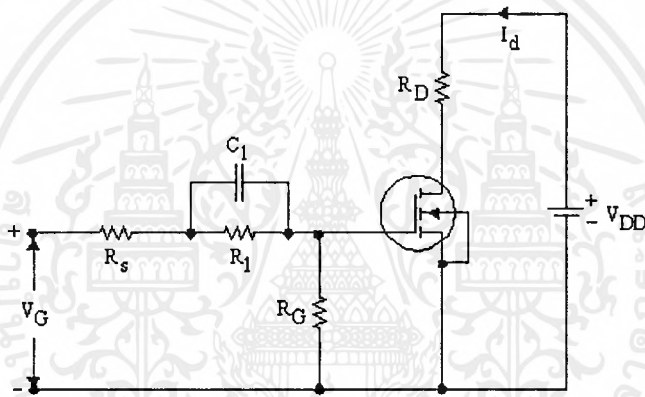
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$I_g = \frac{V_g}{R_s}$$

และค่า Steady - State ของศักดาไฟฟ้าที่ Gate คือ

$$V_{gs} = \frac{(R_g * V_g)}{(R_s + R_1 + R_g)}$$

เมื่อ R_s คือ ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิด ของ Gate Drive Source



รูปที่ 3.9 Fast - Turn - On Gate Circuit

บทที่ 4

การออกแบบและการสร้างวงจร

Switching Power Amplifier ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

4.1 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

4.2 วงจร Pulse Width Modulator

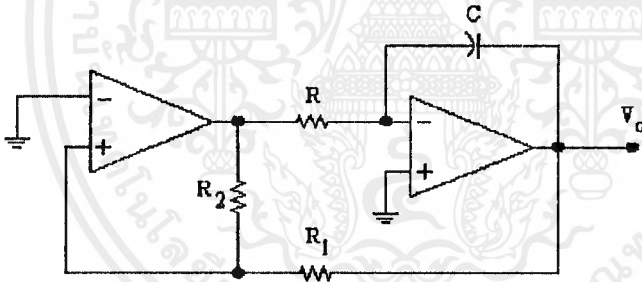
4.3 วงจร Drive

4.4 วงจร Switching Amplifier

4.5 วงจร Low Pass Filter

4.6 วงจร Feed Back

4.1 วงจรสร้างสัญญาณตามเหลี่ยม



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรมีประกอบด้วย Op - Amp 2 ตัว สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) กับสัญญาณสามเหลี่ยม (Traingular Wave) ได้

โดย Op - Amp ตัวแรกถูกต่อในลักษณะของ Comparator ซึ่งมี Reference Voltage ที่ 0 Volt Output ที่ได้ออกมาจะเป็น Square Wave ส่วน Op - Amp ตัวที่สอง ถูกต่อในลักษณะของ Integrator โดยจะ Integrate สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เข้ามา ดังนั้น Output ที่ได้จะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม

Amplitude ของ Square Wave จะถูกกำหนดโดยอัตราส่วนของ $\frac{R_1}{R_2}$ และ ขนาดของ

สัญญาณสามเหลี่ยม

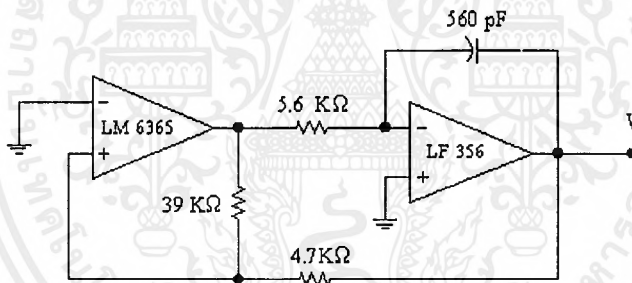
ส่วนความถี่ของการ Oscillator เป็นดังสมการดังต่อไปนี้

$$f_2 = \frac{R_2}{4 * C * R * R_1}$$

Amplitude ของสัญญาณสามเหลี่ยม เป็นสมการดังต่อไปนี้

$$V_t = \frac{V_s * R_1}{R_2}$$

ในโครงงานนี้ได้ทำการทดลองโดยใช้สัญญาณ Mod ที่มีค่าความถี่ 400 KHz ขนาด 4.5 Vpp ซึ่งค่าต่างๆได้แสดงดังรูปข้างล่าง การเลือกใช้ Op - Amp ที่ใช้ในการสร้างรูปสี่เหลี่ยมจะต้องมีค่า Bandwidth ที่กว้างมากเพื่อที่จะสร้างสัญญาณที่มีความถี่สูง โดยในโครงงานนี้ได้เลือกใช้ Op - Amp High Speed เบอร์ LM 6365 ซึ่งมี GBW (Gain Bandwidth Product) 700 MHz และมีค่าอัตรา Slew Rate สูงเพื่อให้ได้สัญญาณ Mod ที่มีค่าความถี่สูงตามที่ต้องการ



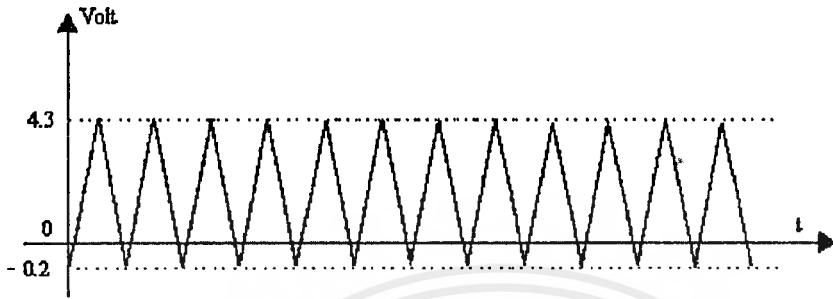
รูปที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

สัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้จากรูปที่ 4.2 จะมีขนาด 4.5 Vpp และมีค่าความถี่ 400 KHz ซึ่งสัญญาณสามเหลี่ยมที่จะนำมาทำการ Modulate จะมีการสวิงจาก +2.25 Vp ถึง -2.25 Vp แต่เนื่องจากมีส่วนของวงจร Switching Amplifier ต่ออยู่ในลักษณะของวงจร Push - Pull โดยมี Power Transistor 2 ตัวสลับกันทำงาน ดังนั้นสัญญาณที่จะไปทำการ Drive Transistor จะต้องมีส่วนสองส่วนคือ ซีกบวกและซีกลบ ฉะนั้นสัญญาณสามเหลี่ยมที่จะนำไป Compare กับสัญญาณ Input จะต้องถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือ ระหว่างสัญญาณซีกบวกกับสัญญาณ Input และสัญญาณซีกลบกับสัญญาณ Input ตามที่ต้องการ

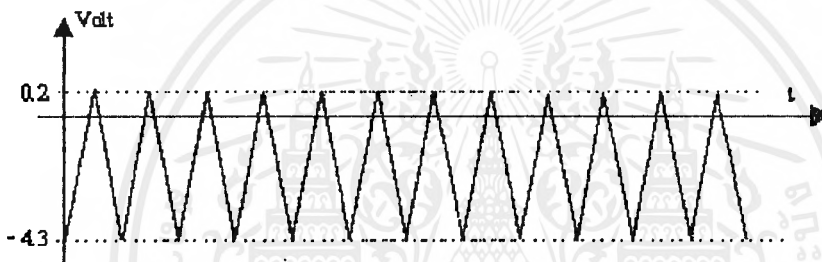
ในการปรับระดับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมสามารถทำได้โดยการใช้ VR ปรับระดับทำเป็นวงจร Voltage Divider ปรับระดับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมให้ขึ้นไปอยู่ในซีกบวกและซีกลบตามระดับที่ต้องการ ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาของจุด Cross Over ของวงจร Power ทาง Output ได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

โดยสัญญาณของสามเหลี่ยมที่ได้จะมา Compare กับสัญญาณ Input ทางซีกบวกและซีกลบดังรูปที่ 4.3 (a) และ รูปที่ 4.3 (b)



รูปที่ 4.3 (a) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นทางซีกบวก



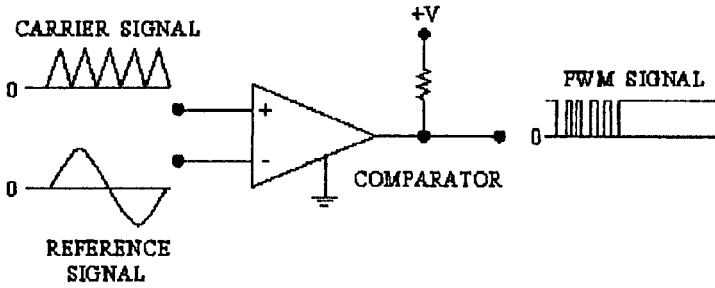
รูปที่ 4.3 (b) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับลงทางซีกลบ

4.2 วงจรภาคพัลส์วีดมอดูเลเตอร์ (Pulse Width Modulator)

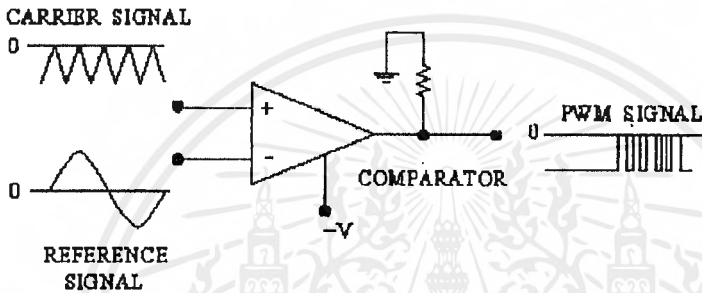
วงจรส่วนนี้จะประกอบด้วย 2 ส่วนคือ

1. วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
2. วงจร Voltage Comparator ซึ่งใช้สำหรับเปรียบเทียบสัญญาณ Input กับสัญญาณสามเหลี่ยมที่เป็นสัญญาณพาหะ

ซึ่งถ้าสัญญาณที่ป้อนเข้ามาที่ขา non - Inverting มีค่ามากกว่าสัญญาณที่เข้ามาที่ขา Inverting แล้ว Output ที่ได้จะมีค่าเท่ากับไฟบวก แต่ถ้าสัญญาณที่ป้อนเข้ามาที่ขา non - Inverting มีค่าน้อยกว่าสัญญาณที่เข้ามาที่ขา Inverting แล้ว Output ที่ได้จะเท่ากับไฟลบ เพราะฉะนั้นสัญญาณ Output ได้จาก Comparator จะเป็น Pulse ที่ Swing ทั้งซีกบวกและซีกลบ ซึ่งในโครงการนี้ได้เลือกใช้ IC เบอร์ LM 311 เป็น Voltage Comparator ซึ่งลักษณะ Pulse ที่ได้จะมีความกว้างของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ Input ซึ่งจะป้อนเข้ามาโดยจะผ่านทางภาค Driver เพื่อเพิ่มกำลังขับต่อไป



รูปที่ 4.4 (a) วงจรสร้างสัญญาณ PWM ของสัญญาณซีกบวก

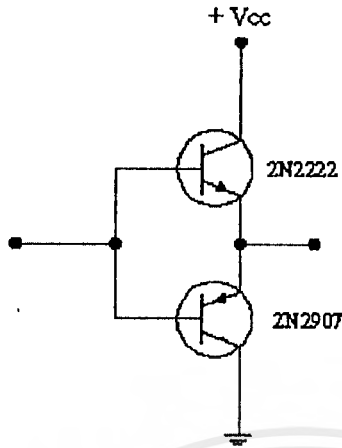


รูปที่ 4.4 (b) วงจรสร้างสัญญาณ PWM ของสัญญาณซีกลบ

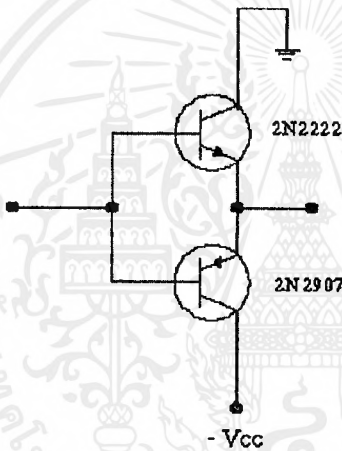
4.3 วงจรภาคไดรเวอร์ (Driver)

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่เพิ่มกระแสให้มากขึ้นเพื่อที่จะไป Drive Power MOSFET ให้สามารถทำงานได้ คือมีกระแสเพียงพอในการประจุตัวเก็บประจุที่อยู่ภายใน Power MOSFET ให้เต็ม

โดยวงจร Driver ควรจะใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่สามารถทนกระแสได้สูงเพราะถ้าทรานซิสเตอร์ทนกระแสได้ต่ำทรานซิสเตอร์อาจจะพังได้ เนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุที่อยู่ภายใน MOSFET อยู่ในสถานะ Off ซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะต่อแบบ Complementary emitter - Follower ซึ่งมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำโดยจะใช้ 2 ชุด ก็คือวงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด p - Channel และวงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด n - Channel คู่ทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ควรมี Gain ขยายที่ใกล้เคียงกัน และสามารถทนกระแสในการคายประจุของตัวเก็บประจุภายใน Power MOSFET ได้ ซึ่งในโครงการนี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 และ 2N2907



รูปที่ 4.5 (a) วงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด p



รูปที่ 4.5 (b) วงจร Driver ของ Power MOSFET ชนิด n

4.4 วงจรสวิชชิงแอมพลิฟายเออร์ (Switching Amplifier)

ในส่วนนี้ Power MOSFET จะเป็นตัวสวิตช์ โดย Power MOSFET ทั้งสองตัวจะสลับกันทำงาน ซึ่งมีสัญญาณพัลส์วิดคมอดดูเลชั่นที่ป้อนเข้าที่ขาเกตเป็นตัวควบคุมการเปิดและปิด โดยที่ p-channel MOSFET จะใช้ Schottky Diode ต่อ Forward จากไฟบวกเข้าขา Source เพื่อป้องกันการงานของ Diode เสมือนที่อยู่ภายในตัว Power MOSFET

Diode เสมือนที่อยู่ภายในตัว Power MOSFET จะทำหน้าที่ให้กระแสที่ได้จากการคายประจุระหว่างขา Drain และ Source ไหลกลับ ซึ่งจะคล้ายกับ Free Wheeling Diode แต่เนื่องจาก Power MOSFET นี้ทำงานโดยการ Switching ทำให้ Diode เสมือนตัวนี้ซึ่งมีค่าของ Reverse Recovery Time (t_{rr}) เท่ากับ 300 ns ซึ่งไม่สามารถทำงานได้ดีพอ ฉะนั้นเราจึงใช้ Schottky Diode แทนโดยให้กระแสไหลผ่าน Ultra Fast Recovery ที่ต่อคร่อมระหว่างขา Drain

และไฟบวกแทน เราจะใช้ MUR 115 ซึ่งมีค่า Recovery Time เพียง 35 ns สามารถใช้งานในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หลักการทํางานของสวิทชิงเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์ (Switching Power Amplifier)

สัญญาณ PWM ทางซีกบวก จะมีลักษณะเป็นช่วงไฟบวกสลับกับพัลส์ที่ Swing บวกกับศูนย์ โดยถ้าสัญญาณเป็นบวก โวลต์เดจที่ขาเกตและซอร์ทจะเป็นจุดเดียวกัน MOSFET ชนิด p จะไม่ทํางาน และช่วงที่สัญญาณเป็น ศูนย์จะมีโวลต์เดจตกคร่อมขาเกตกับซอร์ทเท่ากับ 12 โวลต์ ทำให้ MOSFET ชนิด p ทํางาน

สัญญาณ PWM ทางซีกลบจะมีลักษณะเป็นช่วงไฟลบสลับกับพัลส์ที่ Swing อยู่ในช่วงไฟลบถึงศูนย์ โดยถ้าสัญญาณที่ขาเกตเป็นไฟลบ โวลต์เดจที่ขาเกตและซอร์ทจะเป็นจุดเดียวกัน MOSFET ชนิด n จะไม่ทํางาน และช่วงที่สัญญาณที่ขาเกตเป็นศูนย์ จะมีโวลต์เดจตกคร่อมขาเกตกับซอร์ทเท่ากับ 12 โวลต์ ทำให้ MOSFET ชนิด n ทํางาน

จากรูปที่ 3.15 จะเห็นว่าช่วงที่ PWM ทางซีกบวกเป็นไฟบวกตลอดนั้น ทาง PWM ทางซีกลบจะมีการ Swing ในช่วง 0 กับไฟลบ ดังนั้น PWM ทางซีกบวกจะทำให้ MOSFET ชนิด p ไม่ทํางาน ขณะที่ PWM ทางซีกลบมีการ Swing 0 ถึงไฟลบ จะทำให้ MOSFET ชนิด n นั้นทํางานในช่วงที่สัญญาณที่ขาเกตเป็นศูนย์ และหยุดทํางาน ในช่วงที่ขาเกตเป็นไฟลบ

ในช่วงเวลาต่อมา PWM ทางซีกบวก จะมีลักษณะเป็นพัลส์ Swing ในช่วง 0 ถึงไฟบวก ขณะที่ PWM ทางซีกลบ จะเป็นไฟลบตลอด ดังนั้น PWM ทางซีกลบ จะทำให้ MOSFET ชนิด n ไม่ทํางาน ขณะที่ PWM ทางซีกบวกมีการ Swing จาก 0 ถึง ไฟบวก ทำให้ MOSFET ชนิด p ทํางานในช่วงที่สัญญาณที่ขา Gate เป็นศูนย์ และหยุดทํางานในช่วงที่เกตเป็นไฟบวก

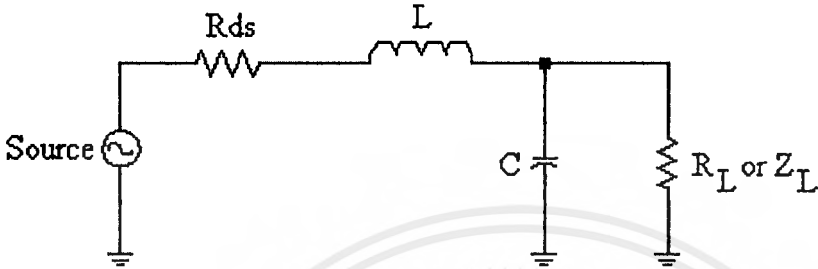
สรุปการทํางานของ MOSFET

1. MOSFET ชนิด p จะหยุดทํางานเมื่อ สัญญาณที่ขา Gate เป็นบวก
2. MOSFET ชนิด n จะหยุดทํางานเมื่อ สัญญาณที่ขา Gate เป็นลบ
3. MOSFET ชนิด p และ n จะทํางานเมื่อสัญญาณที่ขาเกตเป็นศูนย์ คือมีโวลต์เดจคร่อมเกตกับ ซอร์ท
4. ขณะที่ MOSFET ชนิด p ทํางาน MOSFET ชนิด n จะไม่ทํางาน และ ในขณะที่ MOSFET ชนิด n ทํางาน MOSFET ชนิด p จะไม่ทํางาน
5. ลักษณะของสัญญาณพัลส์ จะมีช่วงเวลาในการ On เป็นช่วงแคบๆ สลับกับช่วงเวลาที่ไม่ On

4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ พาสซีฟ (Passive low pass filter)

สัญญาณ PWM ที่ออกจากภาค สวิทชิงเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์จะถูกนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อที่จะกรองสัญญาณพาหะออกไปซึ่งจะได้สัญญาณที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณ

อินพุทกลับมาซึ่งจากการทดลองใช้วงจรกรองความถี่แบบเนื้อขางาน Second order แล้วจะได้ผล
 กว่าแบบอื่นๆ เนื่องจากจะได้สัญญาณที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณอินพุทมากที่สุด ซึ่งเป็นการต่อ
 แบบ K- Constant แบบ L โดยพยายามเลือกค่าให้มีค่าต่างๆในการออกแบบเมื่อดูจตุรูป



รูปที่ 4.8 Two Pole Lowpass Filter

จะประกอบด้วย 2 ส่วนเป็นลักษณะ Two - Pole Filter ซึ่งมีลักษณะอัตราการลดทอนที่เร็ว
 กว่า Single - Pole ในช่วง Stop Band และค่า Inductive Reactance ของตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม
 เป็นปฏิภาคโดยตรงกับความถี่และค่า Capacitive Reactance ของ C ที่ขนานเป็นปฏิภาคผกผันกับ
 ความถี่ซึ่งจะมีค่าลดทอนประมาณ 2 dB/Octave ค่า Resonance ที่เกิดขึ้นของวงจรจะเกิดจากค่า
 ของ C ซึ่งจะเป็นการตอบสนองดีที่สุดในผลกระทบต่อการตอบสนองของ Amplitude ขึ้นอยู่กับโหลด
 และขอส

ในการออกแบบที่ค่า Q ต่างๆขึ้นอยู่กับโหลดซึ่งขนาดของ Amplitude จะขึ้นกับค่า Q

ค่าของ Series Resonance

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

Q ของวงจรจะถูกแบ่งเป็นสองส่วนคือส่วน L กับ Rds และส่วน C กับ ZL

ส่วน L กับ Rds

$$Q_1 = \frac{X_L}{R_{ds}} \quad (\text{ที่ } f_r)$$

ส่วน C กับ ZL

$$Q_2 = \frac{Z_L}{X_C} \quad (\text{ที่ } f_r)$$

และ Q รวม

$$Q_{total} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}$$

ในการออกแบบชุด Lowpass Filter ของ Horizontal Deflection Yoke นั้นเราจะนำ สัญญาณ Sawtooth มาใช้ในการขยายเพื่อสแกนภาพทางแนวนอน ซึ่งในโครงการนี้เราได้ทำการทดลองแล้วได้วงจร Lowpass Filter แบบ K - Constant ซึ่งสามารถกรองสัญญาณได้ดีที่สุดโดย ได้ค่า $L = 51 \mu\text{H}$ และ $C = 2.2 \mu\text{F}$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{51 \mu\text{H} * 2.2 \mu\text{F}}} = 15.025 \text{ kHz}$$

$$Q_1 = \frac{2\pi * f_r * L}{R_{ds}}$$

$$= \frac{2\pi * 15.025 \text{ kHz} * 51 \mu\text{H}}{0.3} = 16.04$$

$$Q_2 = \frac{Z_{Load}}{XC} = \frac{Z_L + 1}{XC}$$

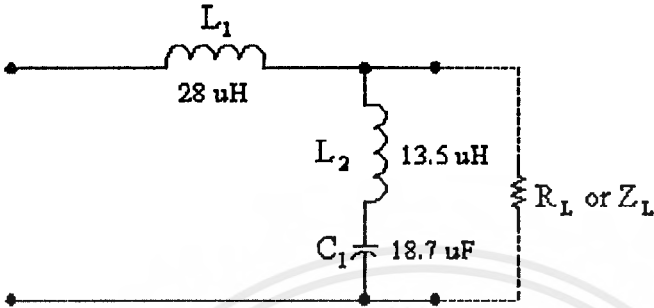
$$= \frac{2\pi * f_r * L_{(Yoke)} + 1}{4.81} = \frac{18.31 + 1}{4.81} = 4$$

$$Q_{total} \text{ ของ Horizontal Deflection Yoke} = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} = 3.2$$

ค่า Q ที่คำนวณนี้ได้มาจากการทดลองซึ่งในการทดลองนั้นจะใช้เวลานานพอสมควรเพื่อให้ สัญญาณ Lowpass ที่ดีที่สุด ซึ่งถ้าวงจร Lowpass กรองสัญญาณไม่สะอาดพอจะมีผลต่อสัญญาณที่ สดงออกมาทางจอภาพคือลักษณะของเส้นที่แสดงสัญญาณเคลื่อนหัว ใจนั้นจะมีความ ไม่คมชัดเพียง ใด โดยสัญญาณจะมีลักษณะเป็นแถบเส้นหนาๆ ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนนั่นเอง

สำหรับการออกแบบชุด Lowpass Filter ของชุด Vertical Deflection Yoke ซึ่งเราไม่ สามารถที่จะใช้วงจร Lowpass Filter แบบ K - Constant ได้เนื่องจากชุด Lowpass Filter ของชุด Vertical Deflection Yoke นั้นจะต้องเป็นชุด Lowpass Filter ที่มีความคมชัดและมี Cut Off frequency ที่ชัดเจน และ มีความแน่นอนมากๆ จากการทดลองนั้นวงจร Lowpass Filter แบบ K - Constant ไม่สามารถนำมาใช้ได้ และ จากการทดลองจะได้ชุดของวงจร Lowpass Filter

แบบ m - Derive ซึ่งสามารถที่จะกรองสัญญาณ ECG ได้ดีกว่าวงจร Lowpass Filter แบบ K - constant. จะมีค่าต่างๆดังรูป



รูปที่ 4.9 วงจร Lowpass แบบ m - Derive

การคำนวณของวงจร Lowpass Filter ของชุด Vertical Deflection Yoke มีดังนี้

$$L_1 = \frac{m * R}{3.1416 * f_c} \quad ; \text{ค่า } m = 0.6$$

$$L_2 = \frac{(1-m)^2 * R}{4 * m * 3.1416 * f_c}$$

$$C_2 = \frac{(1-m)^2}{4 * m * 3.1416 * f_c * R}$$

$$Z_L = 2\pi * f_r * (194\mu\text{H} // 200) + 1 = 7.72$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) * C_1}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \sqrt{((28\mu\text{H}) + (13.5\mu\text{H})) * (18.7\mu\text{F})}} = 5.713 \text{ KHZ}$$

$$f_c = \frac{0.6 * 7.72}{2\pi * L_1}$$

$$= \frac{0.6 * 7.72}{2\pi * 28\mu\text{H}} = 26.328 \text{ kHz}$$

ในการทดสอบวงจร Lowpass Filter ทั้งของภาค Horizontal และ ภาค Vertical สามารถที่จะใช้งานจริงได้แต่อาจจะมีปัญหาในด้านของรูปสัญญาณคลื่นหัวใจซึ่งอาจจะมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้าง สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้อาจเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำของชุด Lowpass Filter และอาจเกิดจากการ Oscillation ขึ้นได้

4.6 วงจรป้อนกลับ (Feed back network)

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณแบบลบเพื่อลดความเพี้ยนของทางเอาต์พุตและเพิ่มการตอบสนองความถี่ของวงจรที่ดีขึ้นอีกทั้งยังเป็นส่วนสำคัญในการจัดวงจรขยายกระแส (Current amplifier) ตามสมการ

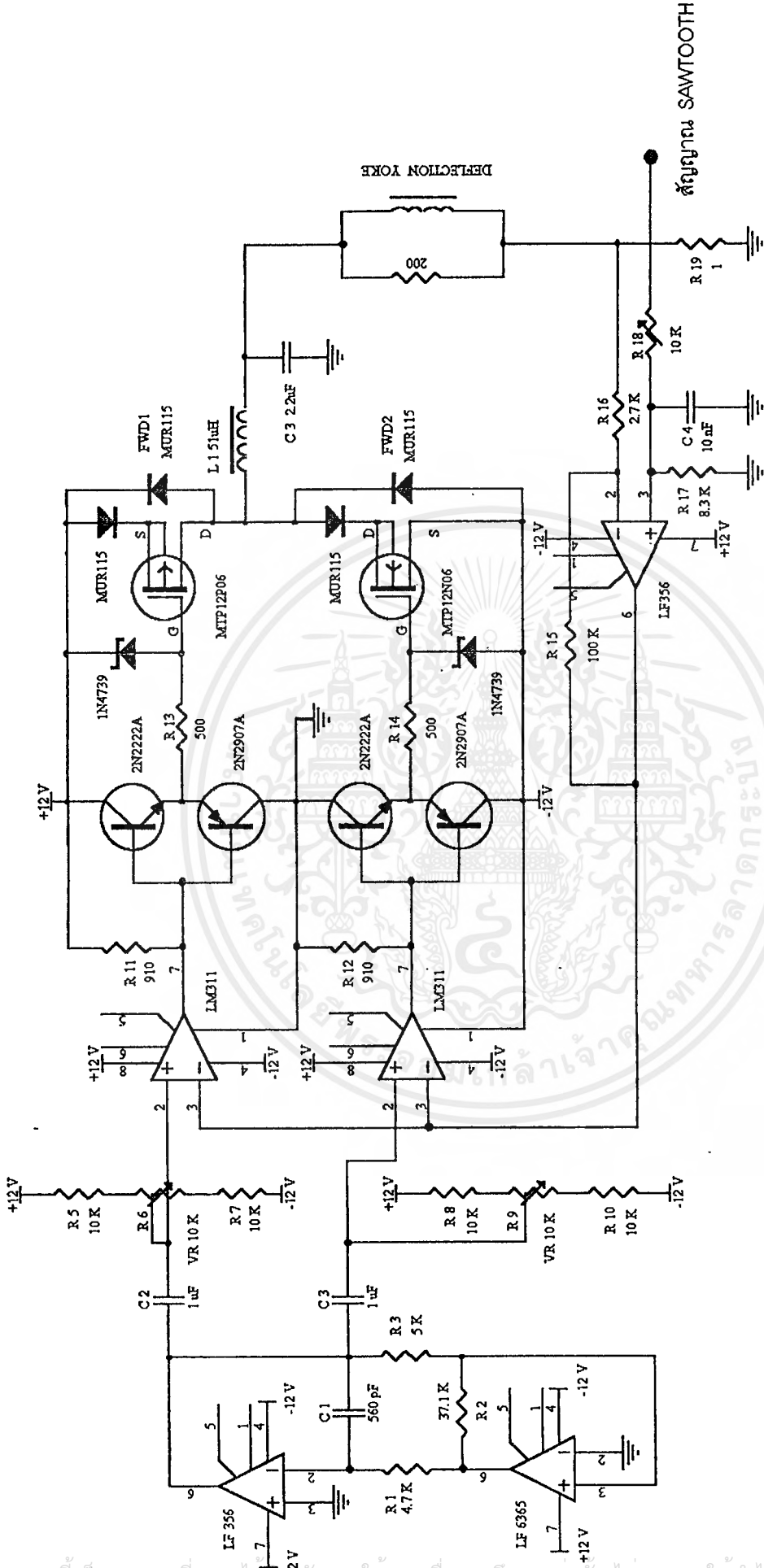
$$I_{\text{out}} = R_{\text{sense}} * V_{\text{in}}$$

ซึ่ง R_{sense} ก็คือ R19 ในวงจรรูปที่ 4.10 ซึ่งใช้ $R19 = 1\Omega$

ดังนั้น

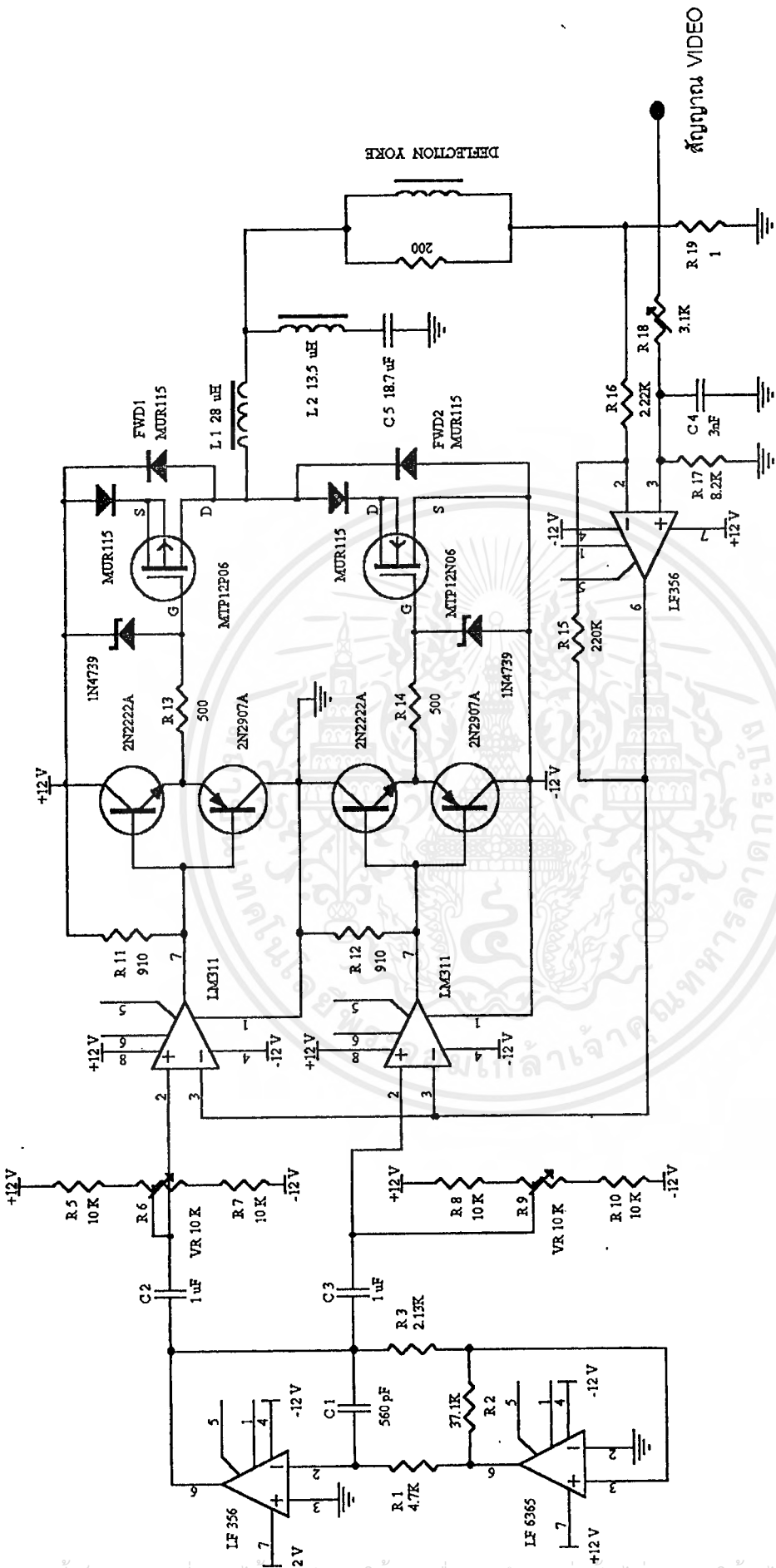
$$I_{\text{out}} = V_{\text{in}}$$

โดยใช้ R 1 โอห์มเปลี่ยนจากกระแสที่ไหลผ่านโหลดเป็นโวลตจป้อนกลับไปหักล้างกับสัญญาณอินพุตโดยใช้ Op-amp LF 356 ซึ่งเป็น Op-Amp ที่มีคุณสมบัติ Low noise Low Drift Amplifiers เราจึงนำ LF 356 มาเป็นตัว Feed back. ในส่วนของ R 200 โอห์ม ที่ดัดคร่อม Deflection yoke เป็น Damping resistor ช่วยลดออสซิลเลทที่จะเกิดขึ้นเนื่องจากตัวคลวดเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุแฝง



สัญญาณ SAWTOOTH

รูปที่ 4.10 วงจรขยายกำลังแบบ PWM ในส่วนของภาค HORIZONTAL



สัญญาณ VIDEO

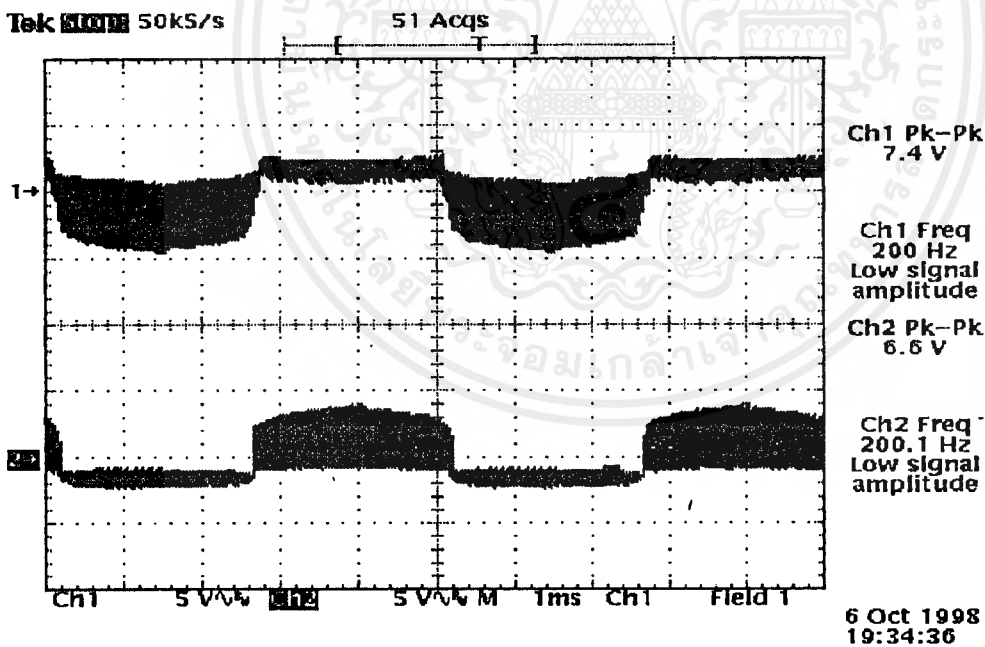
รูปที่ 4.11 วงจรขยายกำลังแบบ PWM ในส่วนของภาค VERTICAL

บทที่ 5

การทดลองผลการทดลอง

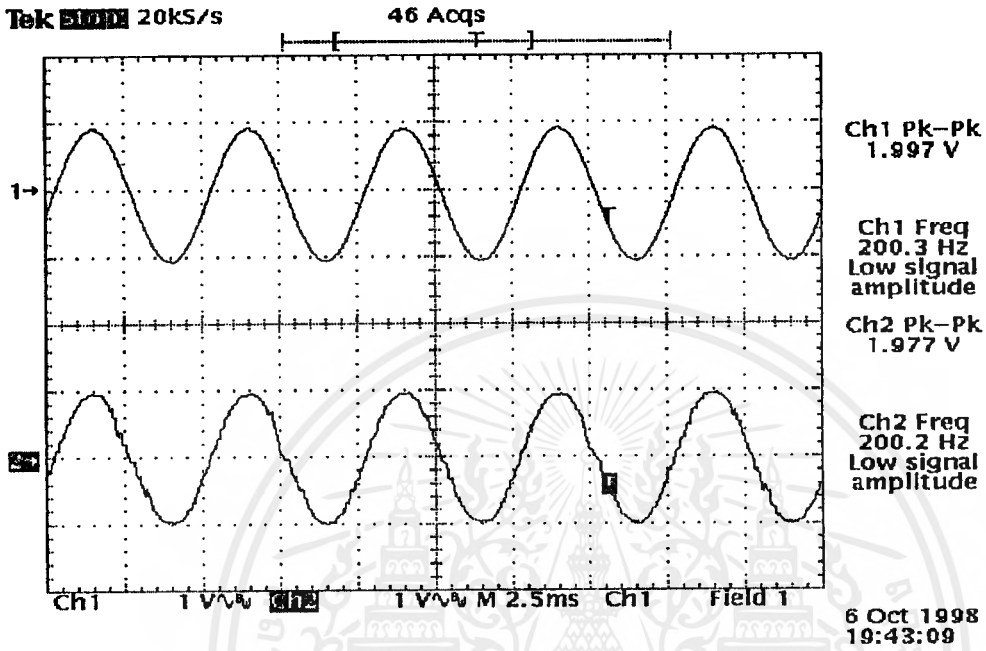
จากการนำวงจร PWM Power Amplifier มาทำการทดลองใช้ทดสอบกับโหลดขดลวดหักเห
งจภาพโดยใช้สัญญาณทดสอบที่สัญญาณต่างๆก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจพอสมควรซึ่งในที่นี้เราใช้
สัญญาณทดสอบที่มีความถี่ 200 Hz สำหรับโหลดขดลวดหักเหทางแวนอนและทดสอบที่มีความถี่
KH_z สำหรับขดลวดหักเหทางแวนดั่ง โดยขดลวดหักเหที่ใช้ทดสอบนี้เป็นขดลวดหักเหของจ
พขนาด 5 นิ้ว ในการที่เราทำการทดสอบนี้จะพิจารณาถึงกระแสที่ไหลผ่านขดลวดหักเห
นสำคัญซึ่งผลการทดสอบเป็นดังนี้

รูปกราฟของสัญญาณ Pulse width modulate ที่ทริก Gate ของ Power MOSFET ทั้งช่วงซิก
กและทางซีกลบ

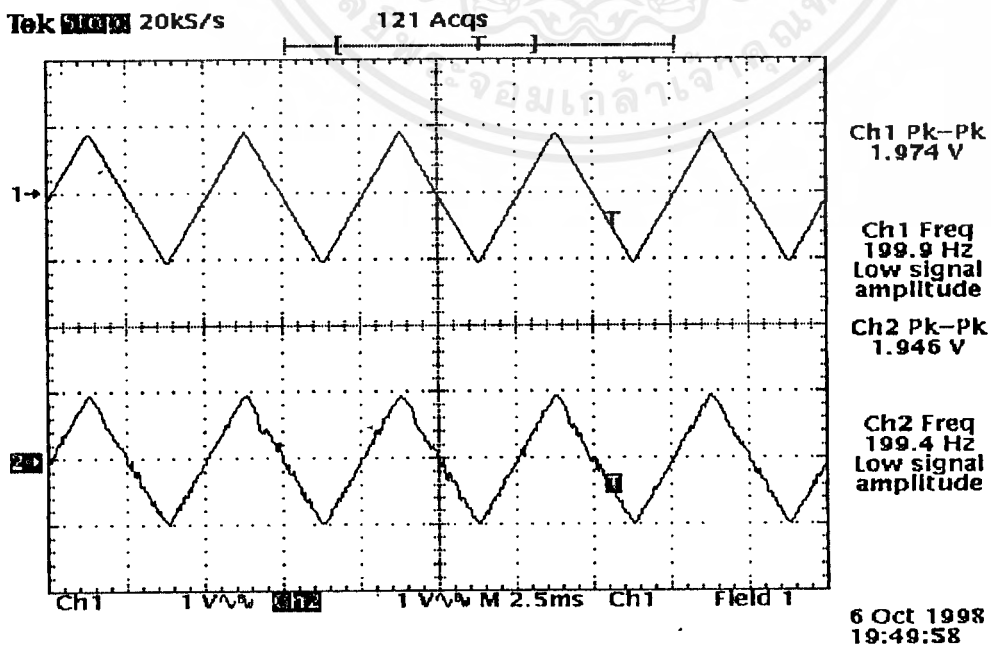


รูปที่ 5.1 สัญญาณทริกเกททางซีกบวกที่ CH 1 และทางซีกลบที่ CH 2

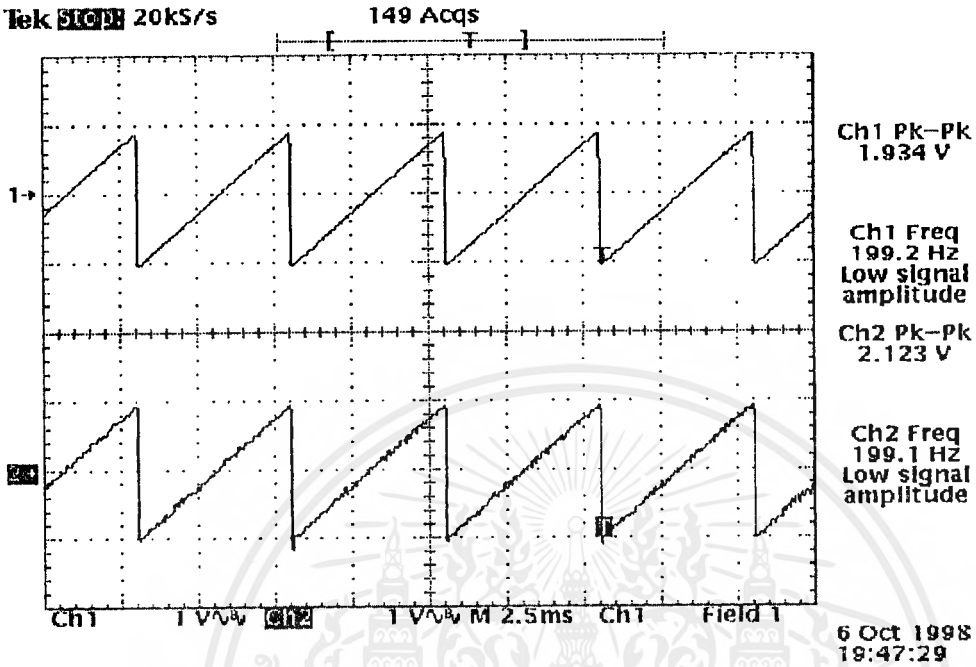
รูปกราฟของสัญญาณทางอินพุตกับสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตในการทดสอบโหลด ความต้านทาน 10 โอห์มโดยการทดสอบที่สัญญาณแอมป์ต่างๆดังนี้



รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นซายน์ระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และ สัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดक्रम ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2

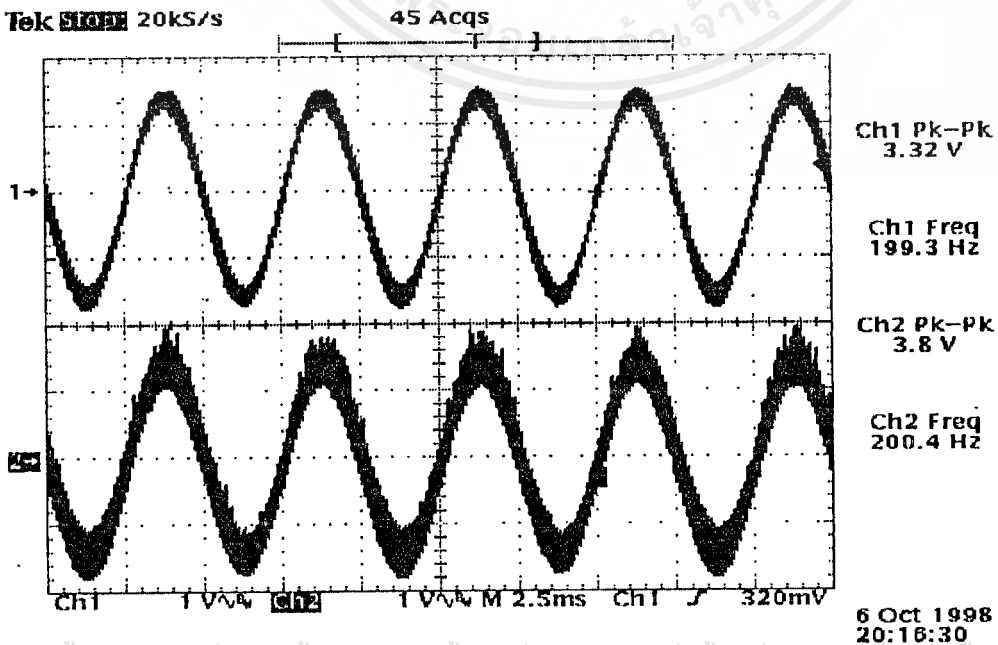


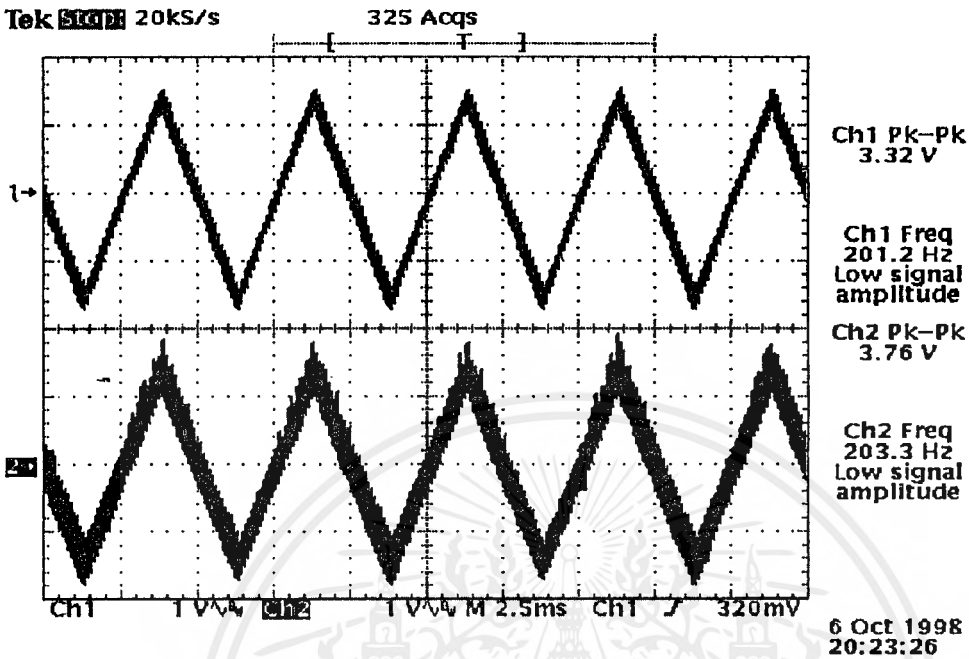
รูปที่ 5.3 สัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดक्रम ความต้านทาน 1โอห์มที่ CH2



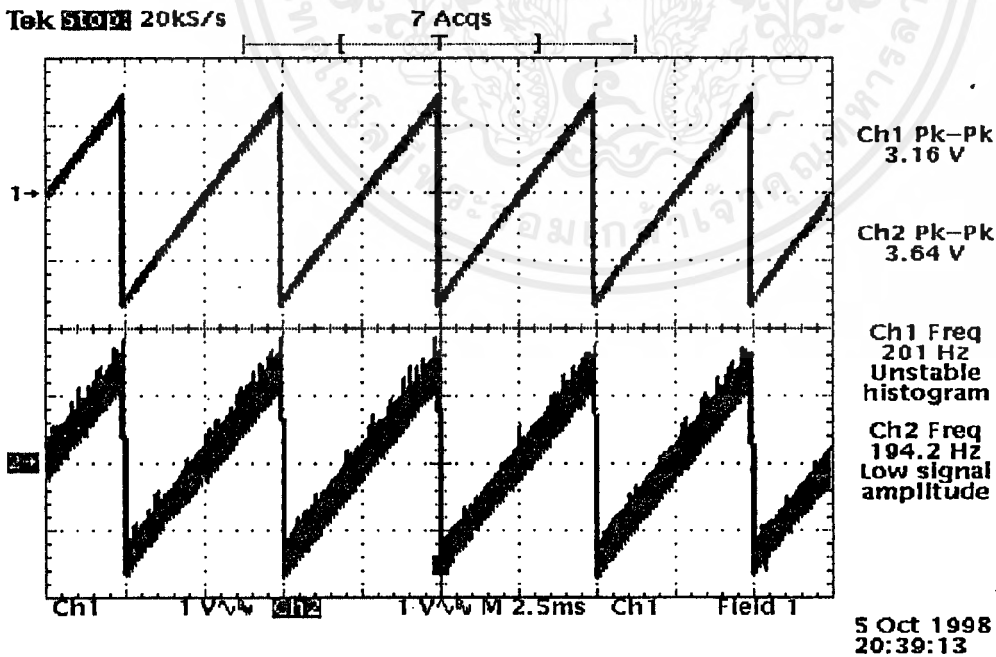
รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดक्रम ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2

รูปกราฟที่ทำการทดสอบกับโหลดขดลวดหักของจอภาพทางแวนอนที่ความถี่ 200 Hz
สัญญาณคลื่นต่างๆดังนี้



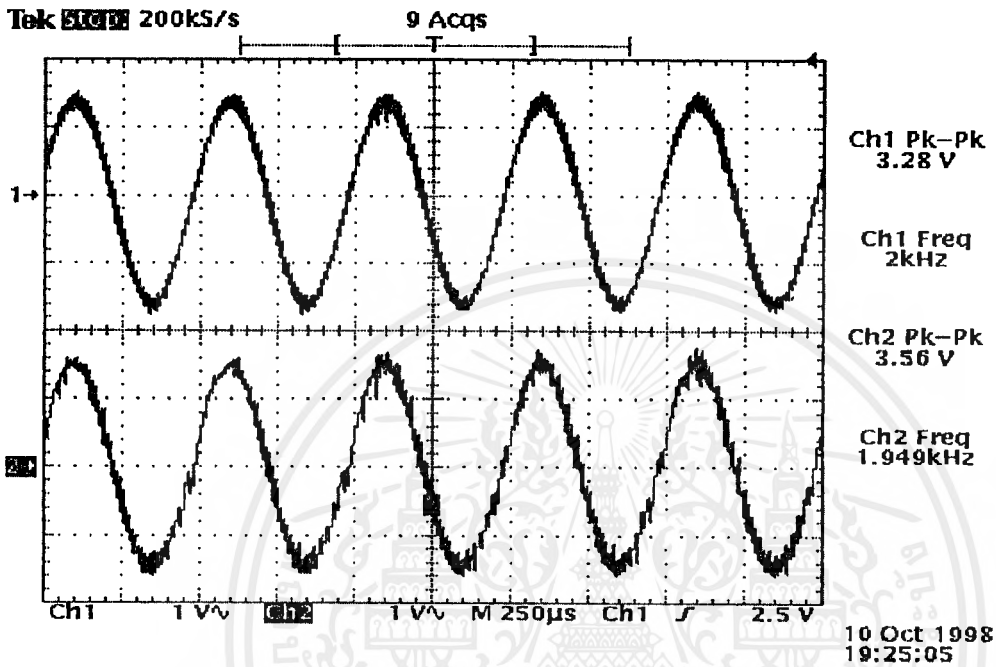


รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดक्रम ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2

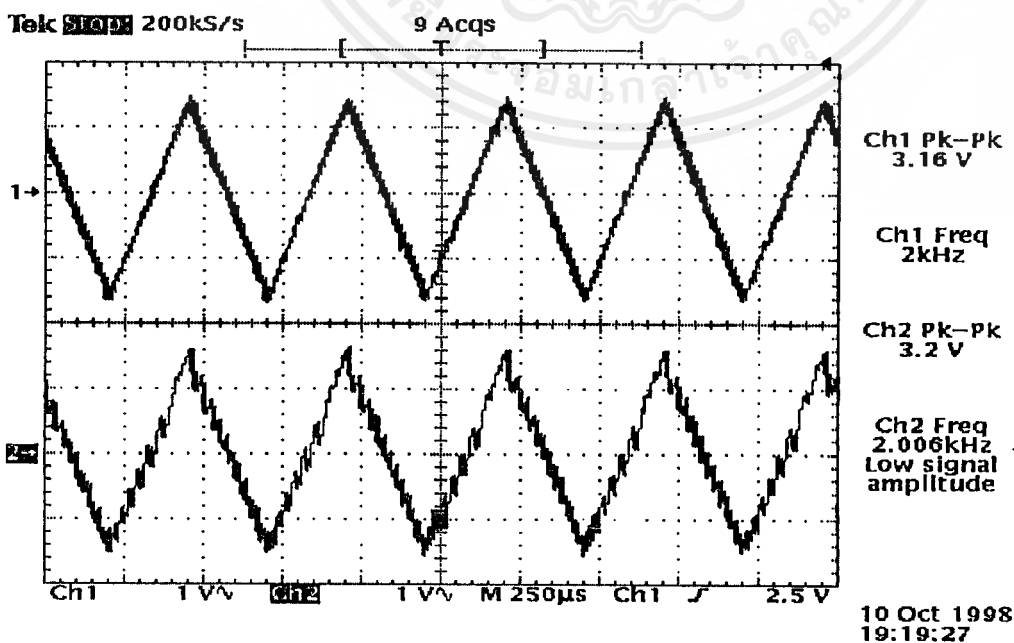


รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดक्रम ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2

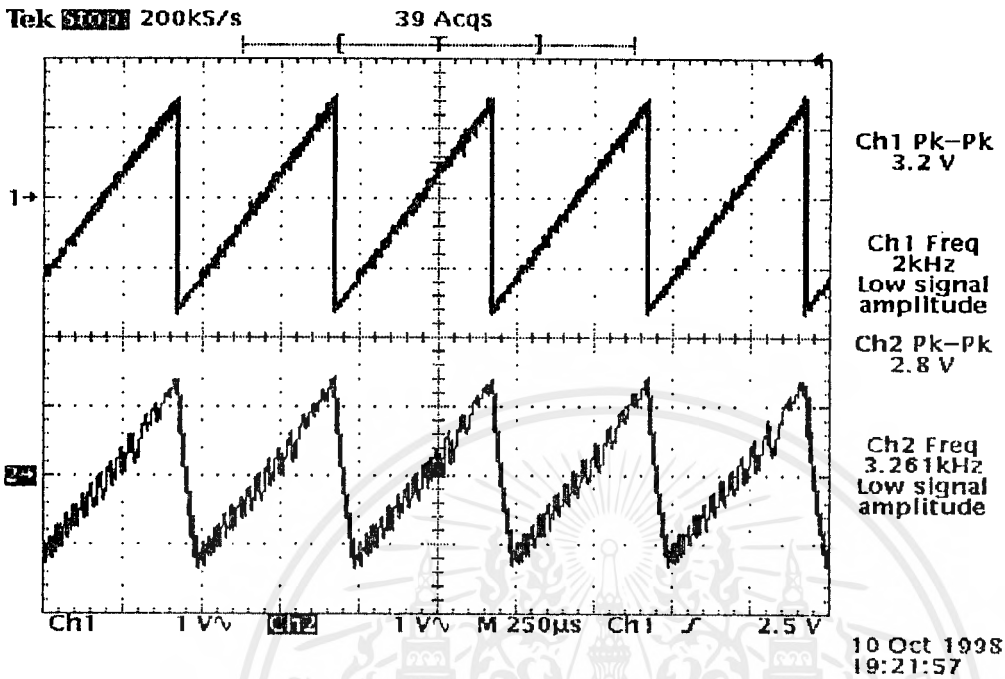
รูปกราฟที่ทำการทดสอบกับ โหลดขดลวดหักเหของจอภาพทางแนวตั้งที่มีความถี่ 2 kHz
 บัญญัติทดสอบแบบต่างๆ



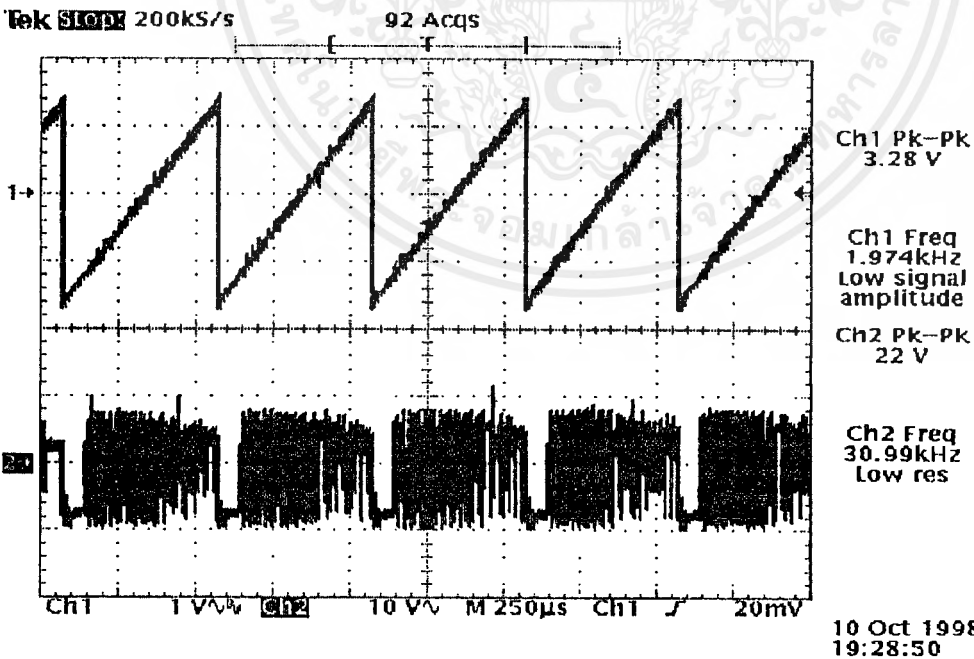
รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นซายน์ระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณ
 กระแสทางเอาต์พุตที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2



รูปที่ 5.9 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นสามเหลี่ยมระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 กระแสทางเอาต์พุตที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2



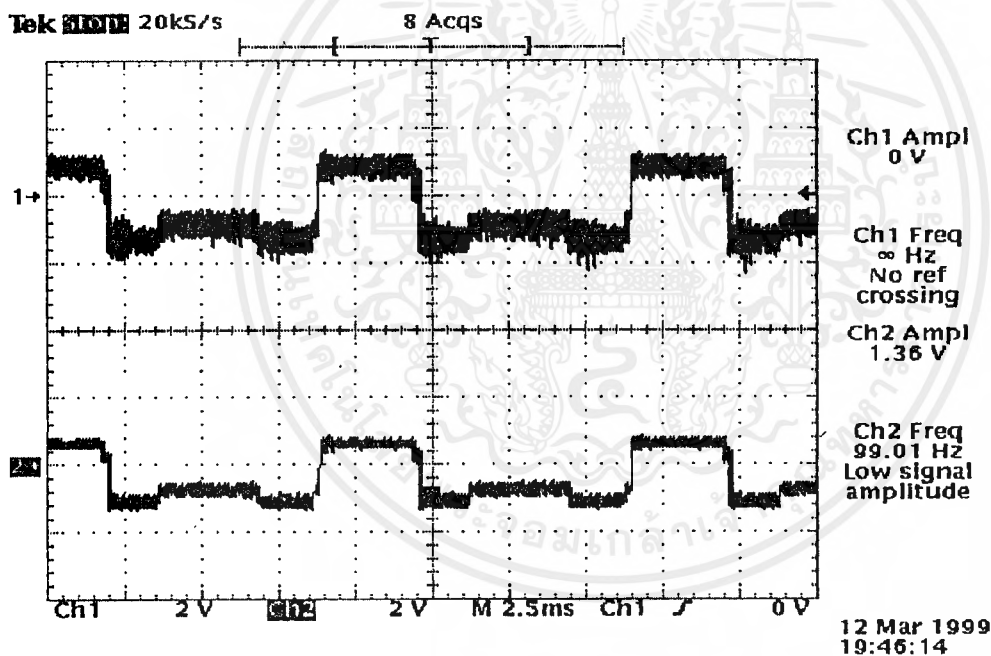
รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณทดสอบคลื่นฟันเลื่อยระหว่างสัญญาณอินพุตที่ CH 1 และสัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่วัดคร่อม ความต้านทาน 1 โอห์มที่ CH2



รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณของกระแสที่วัดคร่อมความต้านทาน 1 โอห์มที่ออกจากวงจร Lowpass วัด โดย CH 1 กับสัญญาณที่ก่อนเข้าวงจร Lowpass วัด โดย CH 2

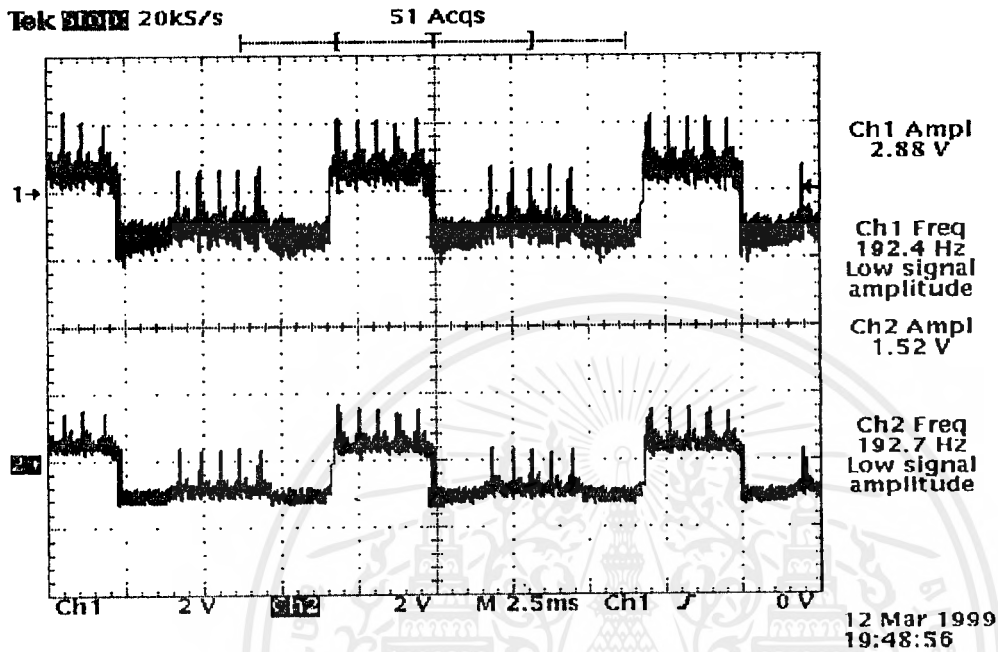
โดยโครงการชุดนี้ได้ทำการทดลองกับเครื่องวัดคลื่นหัวใจแบบ 2 ช่องสัญญาณ ได้จริงโดยวงจรขยายกำลังแบบ PWM มาใช้แทนวงจรขยายกำลังแบบลิเนียร์อันเดิม ซึ่งได้ทำการปรับแต่ง Lowpass Filter ทั้งภาค HORIZONTAL และ ภาค VERTICAL สัญญาณที่นำมาทำการสุ่มเลขฐาน เพื่อทำให้รูปสัญญาณที่ได้จากจอภาพของทีวี ขนาด 5 นิ้วมีสัญญาณที่คมชัดที่สุด และมีสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด โดยจะเห็นได้ดังนี้

รูปของสัญญาณ วิดีโอ ของ ภาค VERTICAL ในกรณีที่ยังไม่ป้อนคลื่นหัวใจ ซึ่งจะแสดงผลที่ทีวี เป็น 2 ช่อง สัญญาณคือ เป็นเส้นตรง 2 เส้น



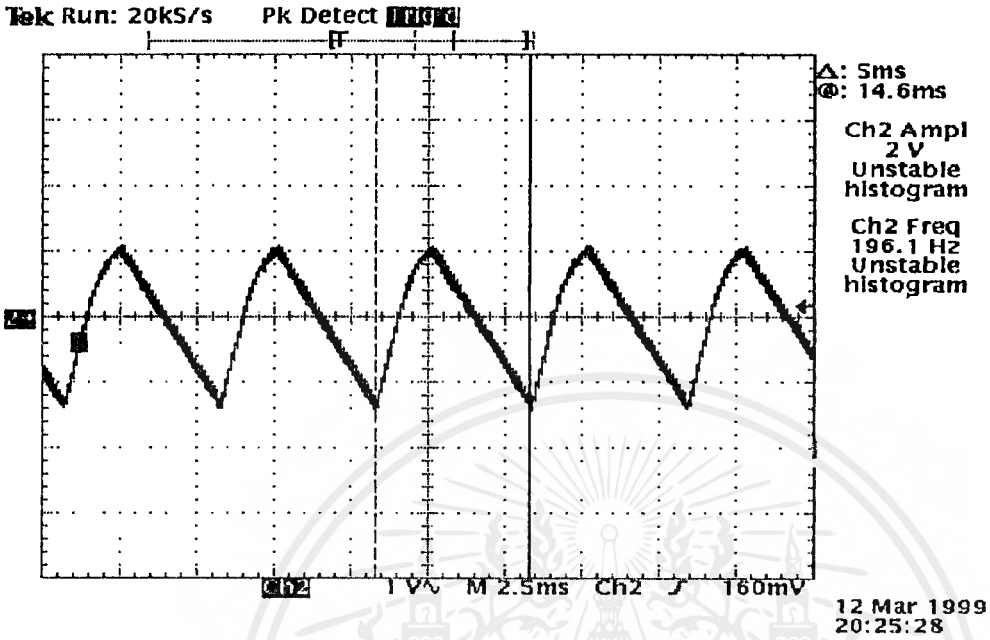
ที่ 5.12 รูปแสดงสัญญาณของสัญญาณวิดีโอ กรณีที่ไม่ได้ป้อนคลื่นหัวใจของภาค VERTICAL โดยอินพุตวัดโดย CH 1 และสัญญาณที่ได้จากชุด Lowpass วัดक्रम ความต้านทาน 1 โอห์มวัดโดย CH2

กรณีที่ป้อนคลื่นหัวใจให้ รูปของสัญญาณเป็นดังรูป



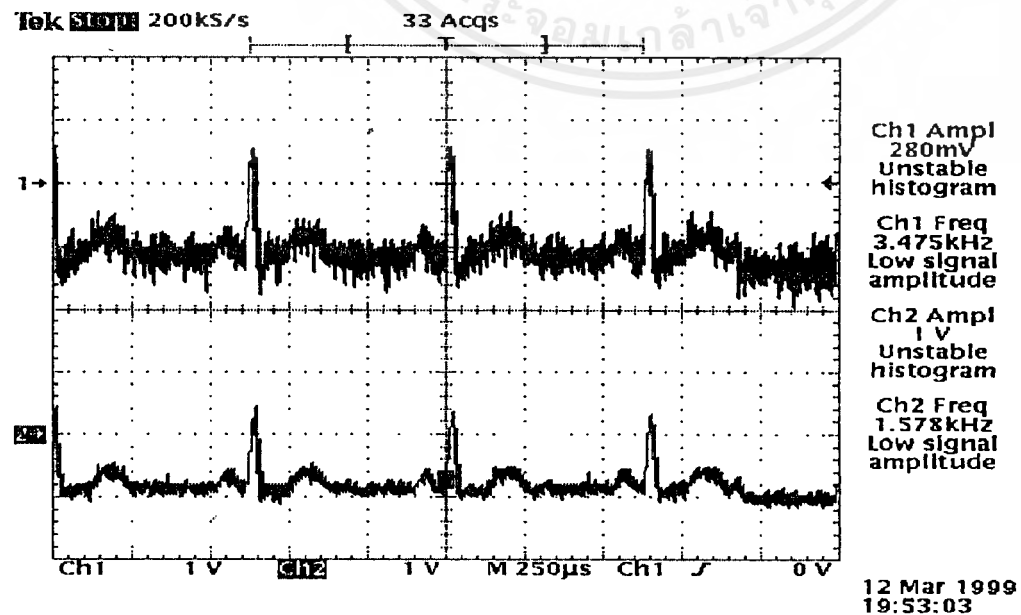
ปที่ 5.13 รูปแสดงสัญญาณของสัญญาณวิดีโอ กรณีที่ป้อนคลื่นหัวใจ ของ ภาค VERTICAL.
 โดยอินพุตวัดโดย CH 1 และสัญญาณที่ได้จากชุด Lowpass วัตคร่อมความถี่ 1
 โอห์มวัดโดย CH2

โดยในการสแกนทำให้เกิดภาพที่หน้าจอทีวี ได้ใช้สัญญาณ Sawtooth ความถี่ 200 Hz
 ขนาดประมาณ 2.4 V_{pp}



รูปที่ 5.14 รูปสัญญาณ ฟันเลื่อยความถี่ 200 Hz ซึ่งมีขนาด ประมาณ 2.4 V_{pp} ที่ใช้ทำการ สแกนจอภาพ

ในการแสดงผลของคลื่นหัวใจของสัญญาณทางอินพุทเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากสัญญาณที่ผ่านชุดวงจรขยายกำลังแบบ PWM โดยสัญญาณทำการผ่านชุด Lowpass Filter แบบ Derive ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.15



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณคลื่นหัวใจทางอินพุทวัดโดย CH1 และรูปคลื่นหัวใจที่ผ่าน Lowpass วัตถุประสงค์การนำไปได้

จากการทำการทดสอบไปใช้งานจริงของชุด วงจรขยายกำลังแบบ PWM ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงจะเห็นได้ดังนี้

ในการวัดประสิทธิภาพโดยทดลองกับโหลด 5Ω ที่สัญญาณ Sine Wave 1 KHz

ที่ Power Output	Efficiency (%)
1 Wrms	39.86 %
2 Wrms	64.10 %
3 Wrms	74.00 %
4 Wrms	83.00 %
5 Wrms	85.00 %
6 Wrms	89.28 %
7 Wrms	91.10 %
8 Wrms	93.60 %
9 Wrms	95.20 %
10 Wrms	98.03 %

ซึ่งสามารถคำนวณหาได้จากสูตรดังต่อไปนี้

$$P_L = \frac{V_L^2}{8 * R_L}$$

$$P_S = I_1|V_1| + I_2|V_2|$$

$$\% \text{Efficiency} = \frac{P_L}{P_S} * 100$$

โดยที่

V_L = แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลดวัดได้ที่จุด V_O (V_{P-P})

R_L = ความต้านทานของโหลด (Ω)

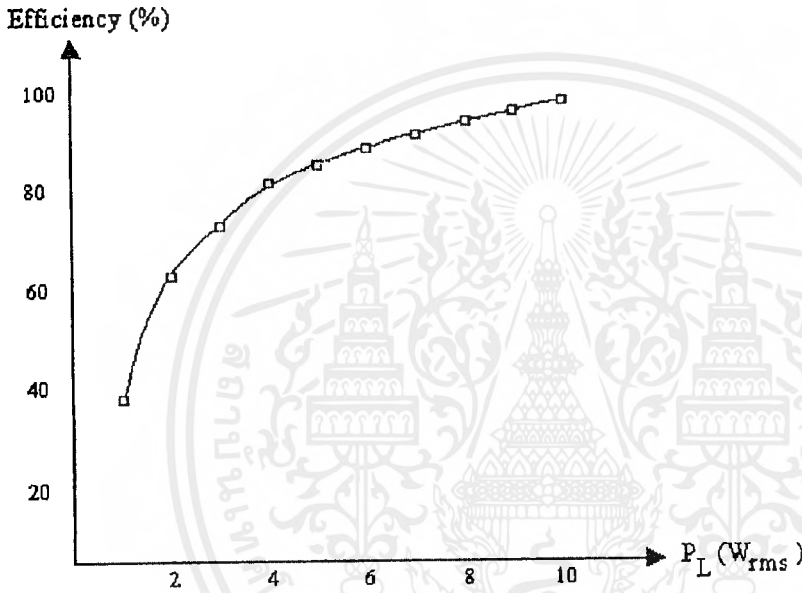
I_1 = กระแสที่ใช้ทางซีกบวก (A_{rms})

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

I_2 = กระแสไฟที่ใช้ทางซีกลบ (A_{rms})

V_2 = แรงดันไฟตรงที่ใช้ทางซีกลบ (V)

จากผลการทดสอบและการคำนวณสามารถแสดงกราฟประสิทธิภาพของวงจรที่กำลัง
ค่าต่างๆ ได้ดังรูป

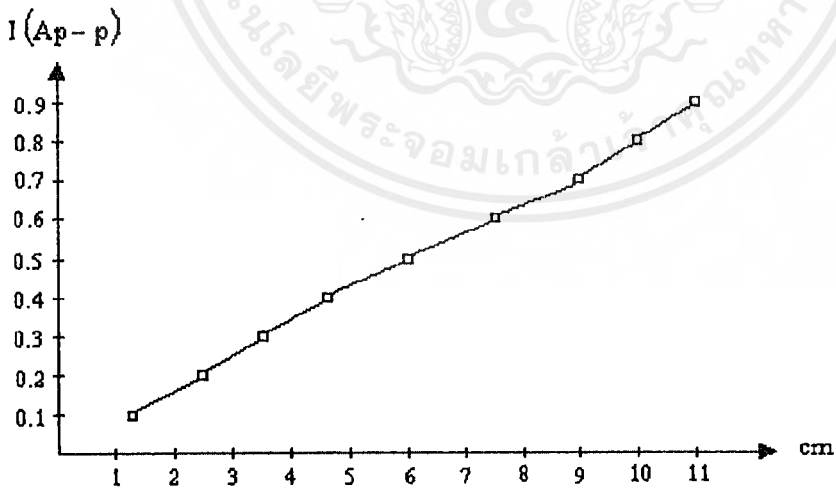


รูปที่ 5.16 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ PWM

ในส่วนของเสถียรภาพของวงจรขยายกำลังแบบ PWM เราได้ทำการทดสอบความ เป็นเชิง
ในการทำงาน หรือ LINEARITY ของวงจรดังนี้

การทดสอบความเป็น Linearity ของจอภาพโทรทัศน์ขนาด 5 นิ้วทางด้าน Horizontal

Input Sawtooth ความถี่ 200Hz	ระยะสแกนแนว Horizontal (cm)
0.1 Ap-p	1.2
0.2 Ap-p	2.5
0.3 Ap-p	3.5
0.4 Ap-p	4.6
0.5 Ap-p	6.0
0.6 Ap-p	7.5
0.7 Ap-p	9.0
0.8 Ap-p	10
0.9 Ap-p	เต็มจอภาพ

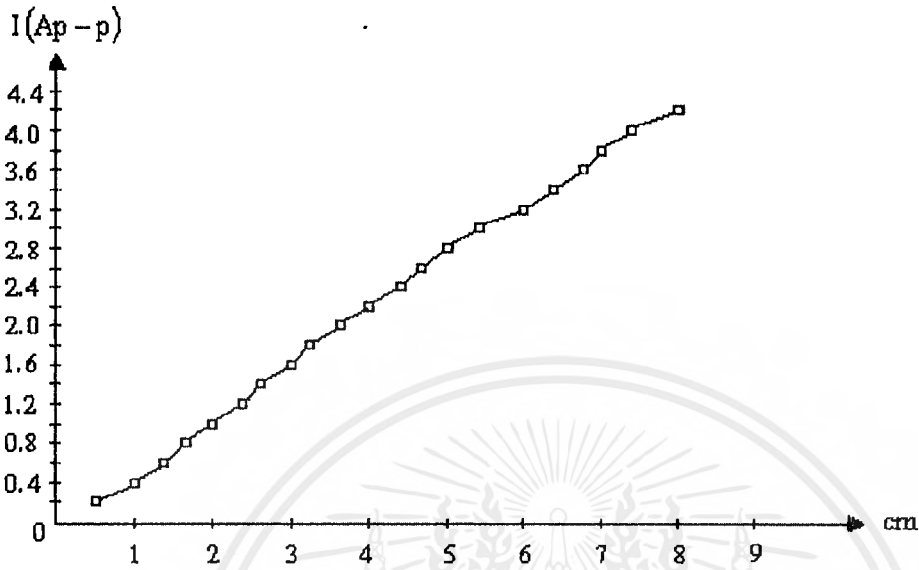


รูปที่ 5.17 กราฟแสดงการทำงานความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังแบบ PWM
ภาค HORIZONTAL

การทดสอบความเป็น Linearity ของจอภาพโทรทัศน์ขนาด 5 นิ้วทางด้าน Verticals

Input Sawtooth ความถี่ 2KHz	ระยะสแกนแนว Vertical (cm)
0.2 Ap-p	0.5
0.4 Ap-p	1.0
0.6 Ap-p	1.3
0.8 Ap-p	1.6
1.0 Ap-p	2.0
1.2 Ap-p	2.4
1.4 Ap-p	2.6
1.6 Ap-p	3.0
1.8 Ap-p	3.2
2.0 Ap-p	3.6
2.2 Ap-p	4.0
2.4 Ap-p	4.4
2.6 Ap-p	4.7
2.8 Ap-p	5.0
3.0 Ap-p	5.4
3.2 Ap-p	6.0
3.4 Ap-p	6.4
3.6 Ap-p	6.8
3.8 Ap-p	7.0
4.0 Ap-p	7.4
4.2 Ap-p	8.0

:



รูปที่ 5.18 กราฟแสดงการทำงานความเป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายกำลังแบบ PWM
ภาค VERTICAL

ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรถ่ายกำลังแบบ PWM นั้นจะมีความเป็น Linear พอสมควรซึ่งสังเกตได้

กราฟ

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

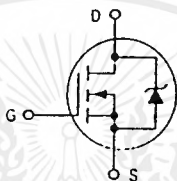
จากผลการทดลองเราจะพบว่าประสิทธิภาพของวงจรมีค่าสูงถึง 98% ที่ขนาดกำลังไฟฟ้าค่าสูงสุดที่ 10 W_{rms} ซึ่งจะสูงกว่าวงจรขยายแบบ Linear ทั่วๆไป แต่ยังมีปัญหาในเรื่องของสัญญาณ Output ไม่เป็น Ideal Square Pulse เท่าที่ควร จึงทำให้เกิดการสูญเสียในรูปของพลังงานความร้อนที่ตัว Power MOSFET และที่แกนของขดลวด อีกทั้งความต้านทานแฝงของ L และ C ส่วนของ Passive Filter ด้วย

การที่นำวงจรขยายกำลังแบบ PWM ไปใช้งานเพื่อให้งานมีประสิทธิภาพดีขึ้นควรจะเลือก Power MOSFET ที่มีค่าของความต้านทานภายใน (r_{ds}) ต่ำๆโดยให้มีค่าความต้านทานต่ำกว่าความต้านทานโหลดมากที่สุด ในกรณีที่นำโครงการชุดนี้ไปใช้งานในการวัดสัญญาณไฟฟ้าคลื่นจริงนั้น ยังมีปัญหาในเรื่องของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่รูปสัญญาณรูปคลื่นหัวใจที่แสดงผลที่ออกมา อาจมาจากที่วงจร Lowpass Filter นั้นยังไม่สามารถกรองผ่านความถี่ไม่ดีพอซึ่งจะใช้เวลาในการทดลองหาชุด Lowpass Filter นั้นนานพอสมควร อีกทั้งสัญญาณรบกวนที่แฝงมากับอินพุตที่มาทำการทดสอบซึ่งสังเกตได้จากผลการทดลอง

Designer's™ Data Sheet
TMOS E-FET™
Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

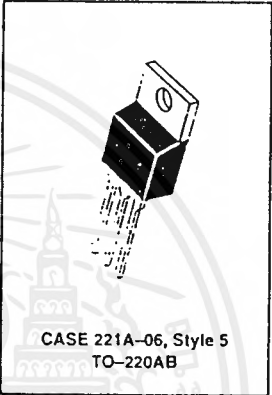
This advanced TMOS E-FET is designed to withstand high voltage in the avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast reverse recovery time. Designed for low voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected surge transients.

- Designed to Eliminate the Need for External Zener Transient Suppressor — Absorbs High Energy in the Avalanche Mode
- Commutating Safe Operating Area (CSOA) Specified for Use in Half and Full Bridge Circuits
- Drain-to-Source Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Device is Characterized for Use in Bridge Circuits
- V_{GS} and V_{DS(on)} Specified at Elevated Temperature



MTP12N10E
Motorola Preferred Device

TMOS POWER FET
12 AMPERES
100 VOLTS
R_{DS(on)} = 0.16 OHM



4

MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V _{DS}	100	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ)	V _{DGR}	100	Vdc
Gate-Source Voltage — Continuous — Single Pulse (t _p ≤ 50 μs)	V _{GS}	±20 ±40	Vdc
Drain Current — Continuous — Single Pulse (t _p ≤ 10 μs)	I _D I _{DM}	12 30	Adc
Power Dissipation @ T _C = 25 °C Derate above 25 °C	P _D	79 0.53	Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 175	°C

LAMPED DRAIN-TO-SOURCE AVALANCHE CHARACTERISTICS (T_J ≤ 175 °C)

Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy — Starting T _J = 25 °C V _{DD} = 25 V, V _{GS} = 10 V, L = 4.03 mH, R _G = 25 Ω, Peak I _L = 12 A (See Figures 15, 16 and 17)	E _{AS}	290	mJ
--	-----------------	-----	----

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	R _{θJC} R _{θJA}	1.9 62.5	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T _L	260	°C

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

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

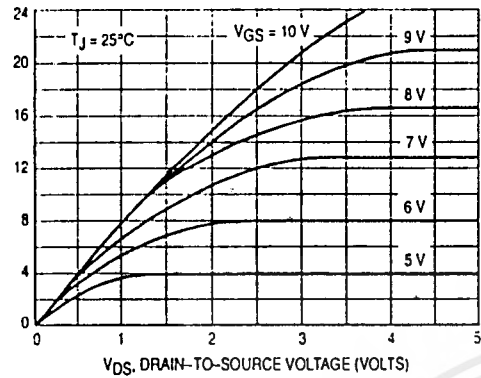


Figure 1. On-Region Characteristics

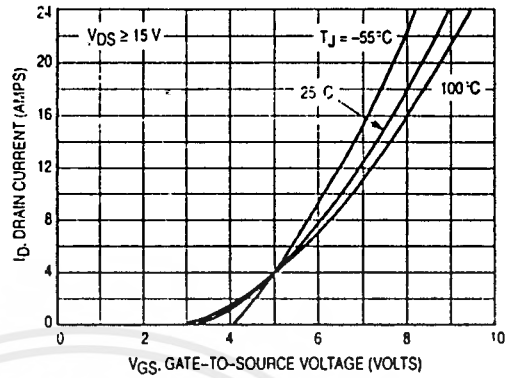


Figure 2. Transfer Characteristics

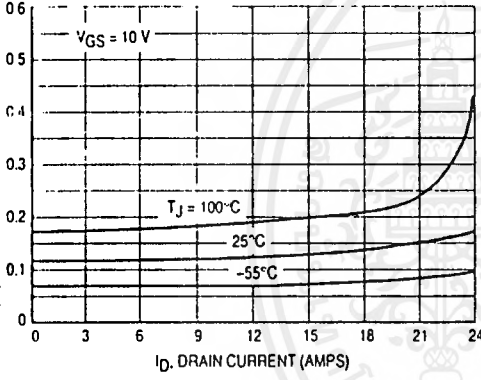


Figure 3. On-Resistance versus Drain Current

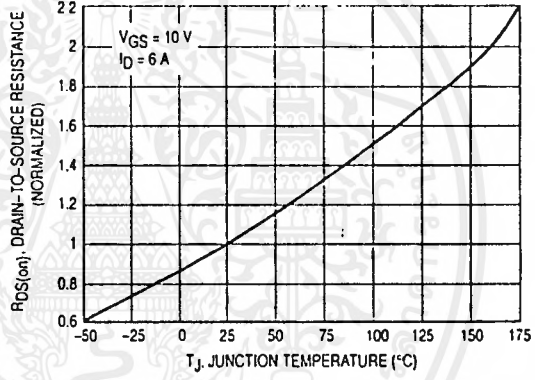


Figure 4. On-Resistance Variation with Temperature

4

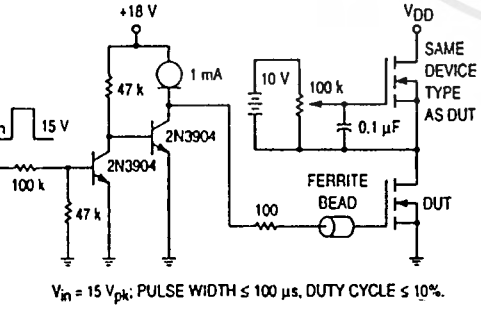


Figure 5. Gate Charge Test Circuit

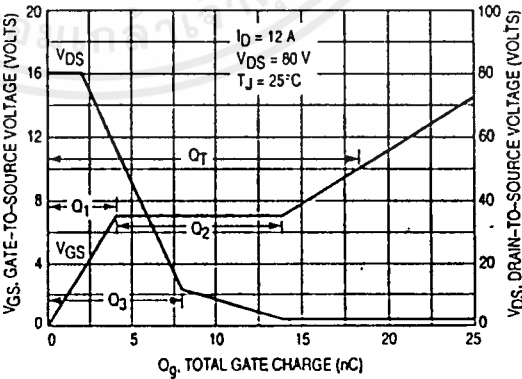


Figure 6. Gate-to-Source and Drain-to-Source Voltage versus Gate Charge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 175°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance—General Data and Its Use" provides detailed instructions.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 9 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, BV_{DSS} . The switching SOA shown in Figure 9 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_{J(max)} - T_C}{R_{\theta JC}}$$

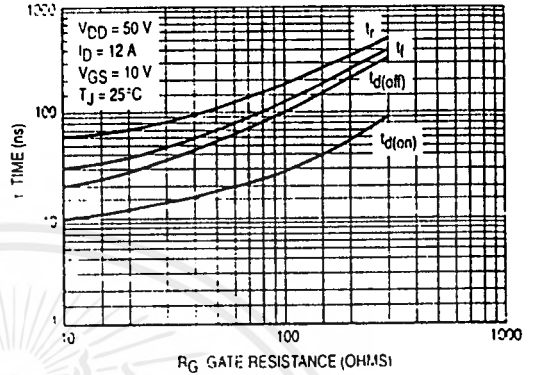


Figure 7. Resistive Switching Time versus Gate Resistance

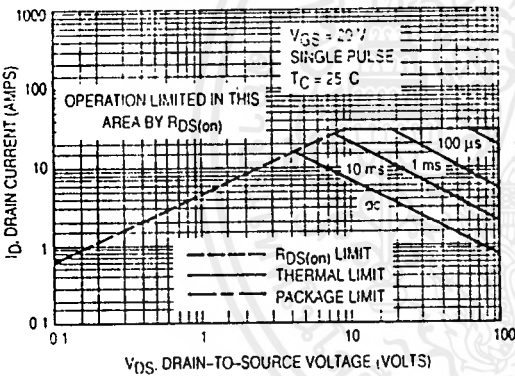


Figure 8. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

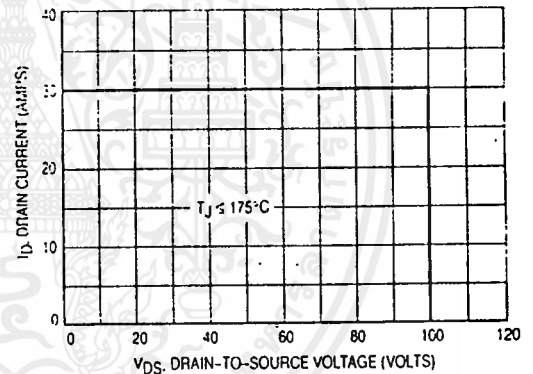


Figure 9. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

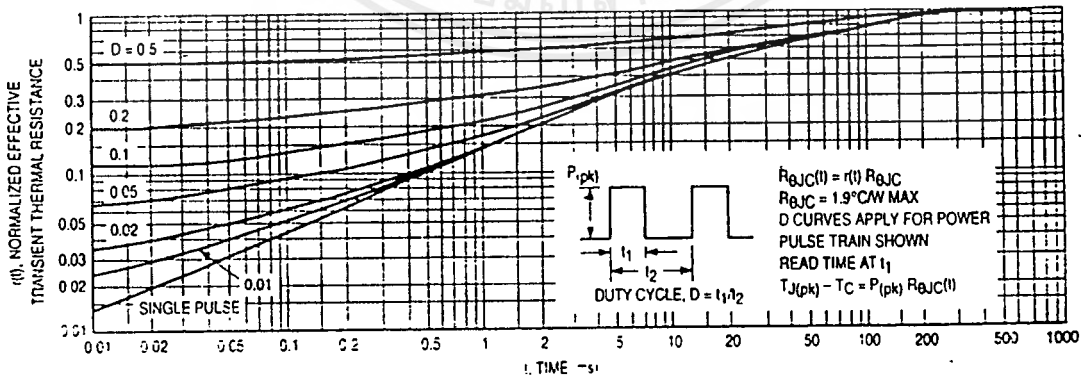


Figure 10. Thermal Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

COMMUTATING SAFE OPERATING AREA (CSOA)

The Commutating Safe Operating Area (CSOA) of Figure 12 defines the limits of safe operation for commutated source-drain current versus re-applied drain voltage when the source-drain diode has undergone forward bias. The curve shows the limitations of I_{FM} and peak V_{DS} for a given rate of change of source current. It is applicable when waveforms similar to those of Figure 11 are present. Full or half-bridge PWM DC motor controllers are common applications requiring CSOA data.

Device stresses increase with increasing rate of change of source current so di_s/dt is specified with a maximum value. Higher values of di_s/dt require an appropriate derating of I_{FM} , peak V_{DS} or both. Ultimately di_s/dt is limited primarily by device, package, and circuit impedances. Maximum device stress occurs during t_{rr} as the diode goes from conduction to reverse blocking.

$V_{DS(pk)}$ is the peak drain-to-source voltage that the device must sustain during commutation; I_{FM} is the maximum forward source-drain diode current just prior to the onset of commutation.

V_R is specified at rated BV_{DSS} to ensure that the CSOA stress is maximized as I_S decays from I_{RM} to zero.

R_{GS} should be minimized during commutation. T_J has only second order effect on CSOA.

Stray inductances in Motorola's test circuit are assumed to be practical minimums.

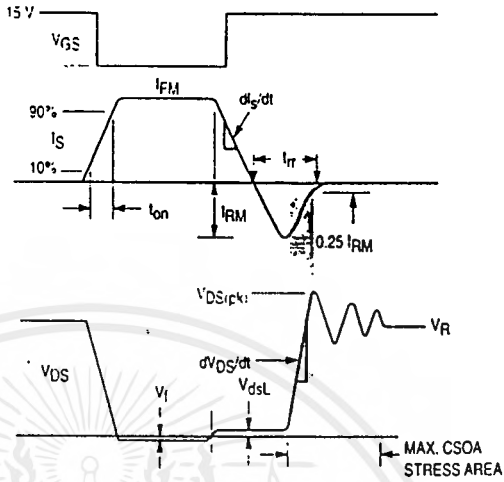


Figure 11. Commutating Waveforms

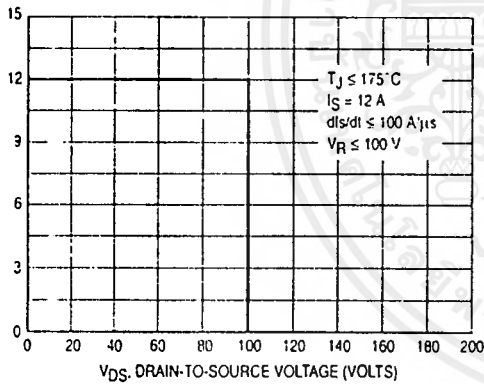


Figure 12. Commutating Safe Operating Area (CSOA)

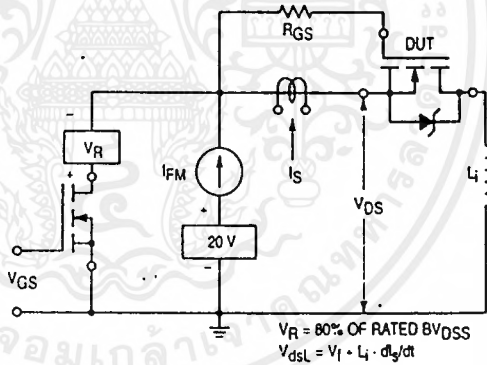


Figure 13. Commutating Safe Operating Area Test Circuit

MTP12N10E

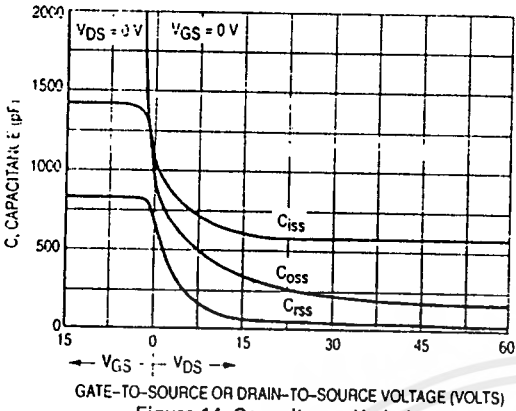


Figure 14. Capacitance Variation

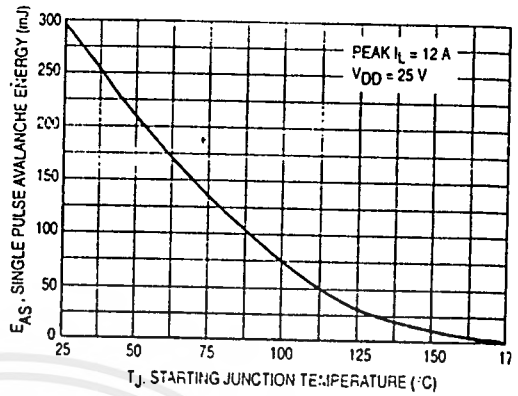


Figure 15. Maximum Avalanche Energy versus Starting Junction Temperature

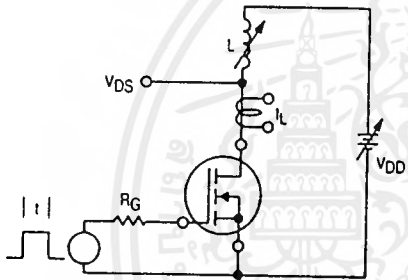


Figure 16. Unclamped Inductive Switching Test Circuit

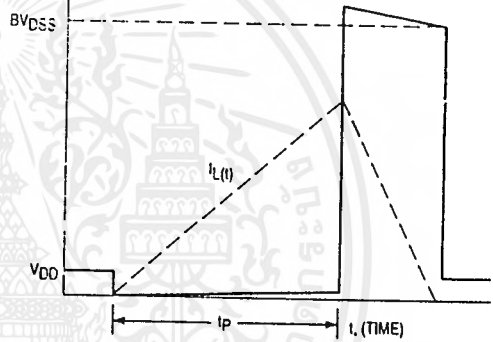


Figure 17. Unclamped Inductive Switching Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆอย่างอื่นได้ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายบริการลูกค้าของเราได้ที่

Designer's™ Data Sheet
Power Field Effect Transistor
P-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

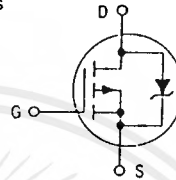
This TMOS Power FET is designed for medium voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data — I_{DSS} , $V_{DS(on)}$, $V_{GS(th)}$ and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



MTP12P10

TMOS POWER FET
12 AMPERES
100 VOLTS
 $R_{DS(on)} = 0.3 \text{ OHM}$



CASE 221A-06, Style 5
TO-220AB

MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	100	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	100	Vdc
Gate-Source Voltage — Continuous	V_{GS}	± 20	Vdc
— Non-repetitive ($t_p \leq 50 \mu\text{s}$)	V_{GSM}	± 40	Vpk
Drain Current -- Continuous	I_D	12	Adc
— Pulsed	I_{DM}	28	
Total Power Dissipation Derate above 25°C	P_D	75 0.6	Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	°C/W
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T_L	260	°C

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

REV 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ควรถูกตีพิมพ์ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola

MTP12P10

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{(BR)DSS}$	100	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	10 100	μAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSF}	—	100	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSR}	—	100	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1.0 \text{ mA}$) $T_J = 100^\circ\text{C}$	$V_{GS(th)}$	2.0 1.5	4.5 4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 6.0 \text{ Adc}$)	$R_{DS(on)}$	—	0.3	Ohm
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($I_D = 12 \text{ Adc}$) ($I_D = 6.0 \text{ Adc}, T_J = 100^\circ\text{C}$)	$V_{DS(on)}$	—	4.2 3.8	Vdc
Forward Transconductance ($V_{DS} = 15 \text{ V}, I_D = 6.0 \text{ A}$)	g_{FS}	2.0	—	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$ See Figure 10	C_{iss}	—	920	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	575	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	200	

SWITCHING CHARACTERISTICS* ($T_J = 100^\circ\text{C}$)

Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 25 \text{ V}, I_D = 0.5 \text{ Rated } I_D,$ $R_G = 50 \Omega)$ See Figures 12 and 13	$t_{d(on)}$	—	50	ns
Rise Time		t_r	—	150	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	150	
Fall Time		t_f	—	150	
Total Gate Charge	$(V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS},$ $I_D = \text{Rated } I_D, V_{GS} = 10 \text{ V})$ See Figure 11	Q_g	33 (Typ)	50	nC
Gate-Source Charge		Q_{gs}	16 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q_{gd}	17 (Typ)	—	

SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D,$ $V_{GS} = 0)$	V_{SD}	4.0 (Typ)	5.5	Vdc
Forward Turn-On Time		t_{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t_{rr}	300 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-204)

Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L_d	5.0 (Typ)	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source pin, 0.25" from the package to the source bond pad)	L_s	12.5 (Typ)	—	

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)

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 $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรใช้เอกสารนี้เพื่อเป็นข้อมูลอ้างอิงในการออกแบบวงจรหรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

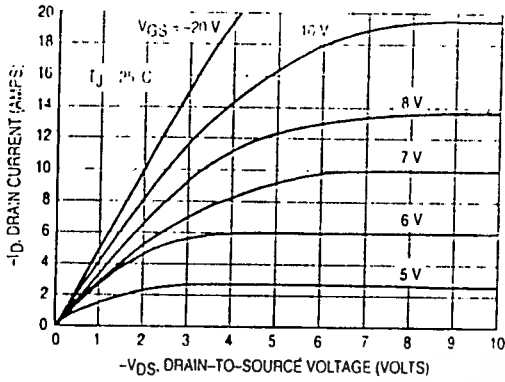


Figure 1. On-Region Characteristics

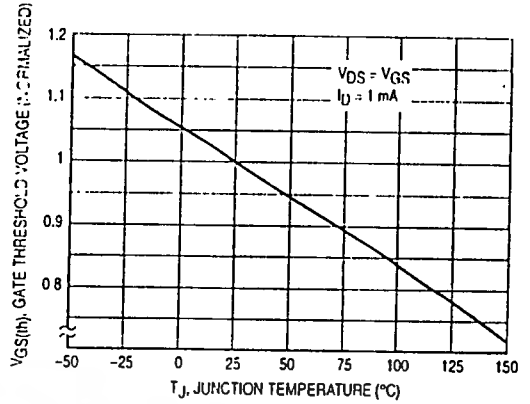


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

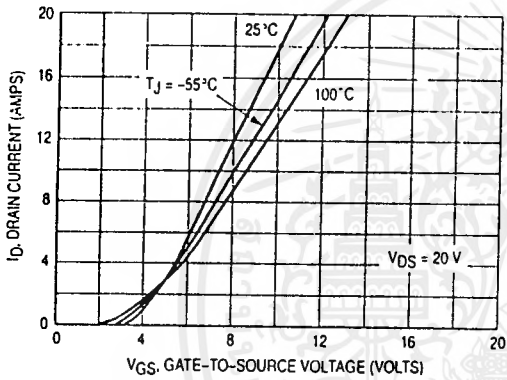


Figure 3. Transfer Characteristics

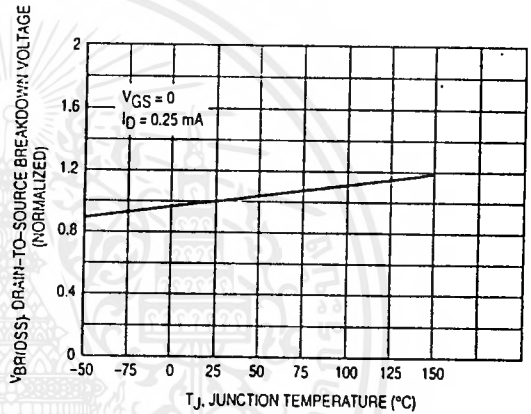


Figure 4. Normalized Breakdown Voltage versus Temperature

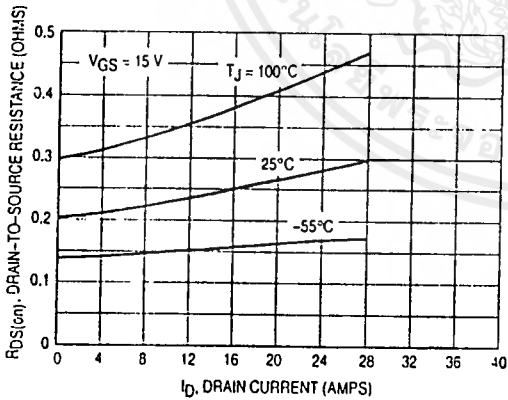


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

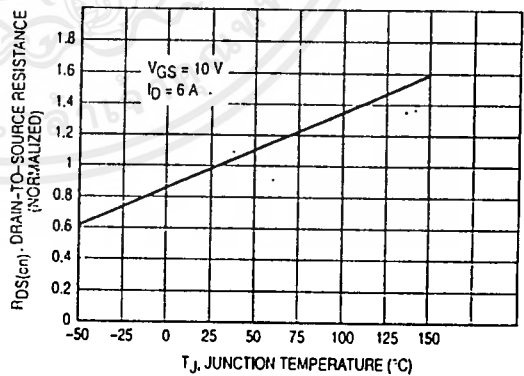


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

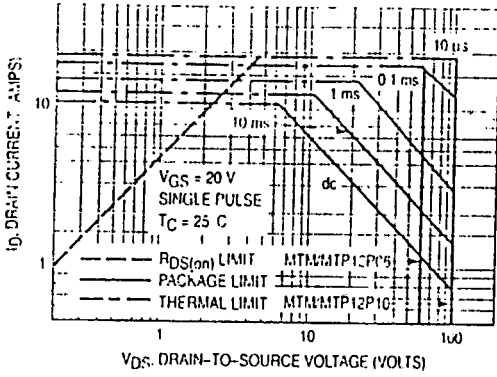


Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

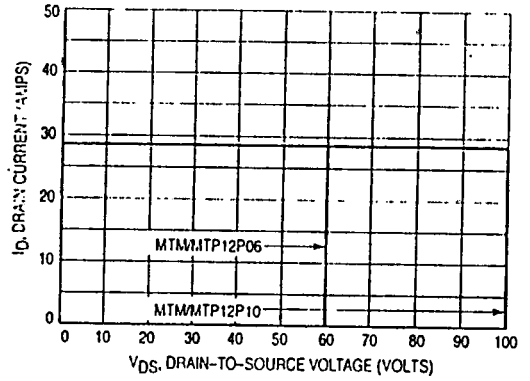


Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 150°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance—General Data and Its Use" provides detailed instructions.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 8 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V_{(BR)DSS}$. The switching SOA shown in Figure 8 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_{J(max)} - T_C}{R_{\theta JC}}$$

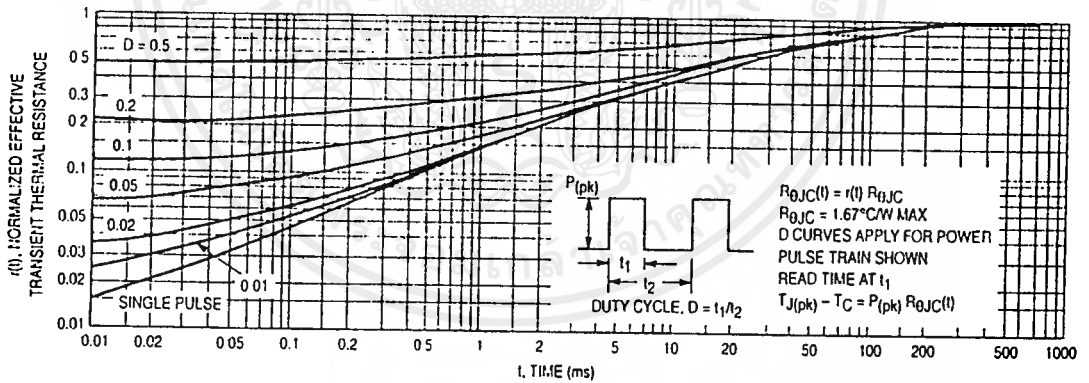


Figure 9. Thermal Response

บรรณานุกรม

1. ผศ. ประภากร สุวรรณะ, " เอกสารการสอนวิชา Active Filter ", ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. Physics Center , " ออปแอมป์ 741 ", โครงการตำราเขียน Physics Center
3. Coughlin , Robert F. " Operational Amplifiers and Integrated Circuit, " Engle Wood Cliff , N.J. , Prentice Hall , Inc . 1987
4. Chryssis , George C . " High - Frequency Switching Power Supplies : Theory and Desigh , McGraw Hill , Inc . , 1989
5. Motorola , " Power MOSFET Transistor data , " Motorola Inc . . 1989

