

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

เครื่องขยายเสียงคลาสดีที่ใช้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์

**A CLASS D AUDIO AMPLIFIER USING SINGLE PHASE FULL BRIDGE  
SWITCH MODE INVERTER**



โดย

นาย ภูเบศ ปะสะกะวี

นาย มนตรี วิมลมุข

นาย มิลินทร์ หวังวาระประเสริฐ

ร/พ.  
๓๖๕๘ ค  
๒๕๕๐

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 81788

วัน,เดือน,ปี..... 24 ส.ย. 2551

b.	11936125
i.	.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

เครื่องขยายเสียงคลาสดีที่ใช้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์  
A CLASS D AUDIO AMPLIFIER USING SINGLE PHASE FULL BRIDGE  
SWITCH MODE INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ดร. ภาพ จันท์เจริญสุข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

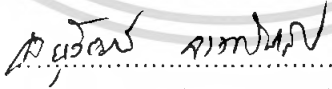
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

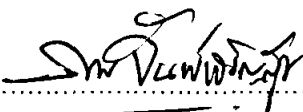
เรื่อง เครื่องขยายเสียงคลาสดีที่ใช้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์

ผู้จัดทำ

1. นาย ภูเบศ ปะสะกะวี
2. นาย มนต์รี วิมลमुख
3. นาย मिलินทร์ หวังวรประเสริฐ



  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ )

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ดร. ปภ จันทรเจริญสุข )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องขยายเสียงคลาสสิกที่ใช้สวิทช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์

นาย ภูเบศ ปะสะกวี

นาย มนต์รี วิมลมุข

นาย मिलินทร์ หวังวาระประเสริฐ

ผศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ภพ จันทรเจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

### บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสร้างเครื่องขยายเสียงคลาสสิกที่ใช้วงจรสวิทช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์ โดยมี MOSFET เป็นสวิทช์กำลัง ในโครงงานได้ทำการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรที่ใช้การขับนำสวิทช์ด้วยเทคนิค PWM แบบไบโพลาร์สวิทซ์ซิ่งและแบบยูนิโพลาร์สวิทซ์ซิ่ง ความถี่การสวิทซ์ที่ใช้คือ ประมาณ 135 kHz การทดสอบการขยายความถี่สัญญาณไซน์ทำที่ความถี่ 20 Hz, 200Hz, 2000 Hz และ 20,000 Hz นอกจากนี้ยังได้ทำการทดลองขยายเสียงจากเครื่องเล่น MP3 ปรากฏว่าได้คุณภาพการทำงานเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง

## A CLASS D AUDIO AMPLIFIER USING SINGLE PHASE FULL BRIDGE SWITCH MODE INVERTER

Phubade Pasakawee

Montree Wimonmuk

Milin Wangworaprasert

Asst. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert Advisor

Dr. Phop Chanchaoensook Advisor

2007

### ABSTRACT

This thesis presents the development of a class D audio amplifier using single-phase full bridge switch mode inverter where MOSFETs were chosen as power switches. Performance of the amplifier was compared when PWM gate drive techniques of bipolar switching and unipolar switching were used. The switching frequency employed was approximately 135 kHz. Experimental tests were carried out to verify the responses of the amplifier to the sinusoidal input signals at the frequency of 20 Hz, 200 Hz, 2000 Hz and 20,000 Hz. Additionally the developed class D amplifier has shown a satisfactory sound quality at certain level when tested with MP3 player.

### กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งต่อความกรุณาที่ ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ ดร. ภาพ จันท์เจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ตลอดจนอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ ถ้าปราศจากท่านโครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุล่วงไปได้

นอกจากนั้นผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ เพื่อนร่วมภาควิชา เพื่อนร่วมห้องโปรเจค ECC406 และเพื่อนร่วมห้อง 6 ที่ได้ให้ความช่วยเหลือที่ดีตลอดมา ตลอดจนถึงทุกคนที่ได้พูดคุย รู้จักกัน และให้ความรู้สึกดีๆ สำหรับชีวิต 4 ปีในมหาวิทยาลัย โรงอาหารคณะวิทยาศาสตร์ หอสมุด ร้านอันนากาแฟ ร้านแบมบูกาแฟ สำหรับบรรยากาศที่ทำให้สดชื่น ผ่านคลายจากการทำงาน

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอพระคุณบิดา มารดา ที่คอยให้กำลังใจและสงเสียดเงินทอง ให้ผู้จัดทำเรียนหนังสือจนจบในครั้งนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	V
สารบัญตาราง.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ชื่อโครงการ.....	1
1.2 ความสำคัญและที่มา.....	1
1.3 วัตถุประสงค์.....	1
1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำโครงการ.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 วงจร Pulse Width Modulation (PWM).....	5
2.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว.....	6
2.2.1 ฮาร์ลฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	6
2.2.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	7
2.3 PWM กับการสวิตซิ่งแรงดันแบบไบโพลาร์.....	7
2.4 PWM กับการสวิตซิ่งแรงดันแบบยูนิโพลาร์.....	12
2.5 การทำงานแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square – Wave Operation).....	15
2.6 การควบคุมแรงดันขาออกด้วยวิธี Voltage Cancellation.....	16
2.7 อินเวอร์เตอร์แบบพูช-ฟูล.....	18
2.8 การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว.....	19
2.9 Class D Power Amplifiers.....	20
2.10 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET).....	26
2.10.1 คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน.....	26
2.10.2 ข้อจำกัดการทำงานและพื้นที่การทำงาน.....	27
2.11 วงจรขับเคลื่อน (Gate Driver).....	29
2.12 วงจร 2 CHOPPER MOSFET.....	30
2.13 วงจรสร้างเดดไทม์.....	31

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.14 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO Coupler).....	32
2.14.1 การทำงานแบบไม่อิมิตัว.....	33
2.14.2 การทำงานแบบอิมิตัว.....	33
2.14.3 การตอบสนองความถี่.....	34
แหล่งข้อมูลอ้างอิง.....	35
<b>บทที่ 3 การออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....</b>	<b>36</b>
3.1 ภาคของการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม.....	36
3.1.1 การพรีแอมป์สัญญาณ.....	36
3.1.2 การสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม.....	36
3.1.3 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม.....	37
3.1.4 วงจรเดคไทม์.....	37
3.1.5 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO Coupler).....	38
3.2 วงจรขับ.....	38
3.2.1 ไอซีขับเกต IR2110.....	38
3.2.2 มอสเฟต.....	39
3.3 วงจรกรองความถี่.....	39
<b>บทที่ 4 ผลการทดลอง.....</b>	<b>41</b>
4.1 การทดสอบการตอบสนองความถี่.....	41
4.2 ทดสอบวัดสัญญาณเสียงอินพุต.....	45
4.3 วัดค่าขนาดของเดคไทม์.....	49
4.4 สัญญาณขับเกต.....	50
4.5 สัญญาณเอาต์พุต.....	52
4.6 อัตราขยาย.....	53
<b>บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....</b>	<b>55</b>
5.1 สรุป.....	55
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....	55
<b>บรรณานุกรม.....</b>	<b>57</b>
<b>ภาคผนวก</b>	
<b>ประวัติผู้เขียน</b>	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	6
2.2 Single phase Full Bridge Inverter.....	7
2.3 PWM กับการสวิตซิ่งแรงดันแบบ bipolar.....	8
2.4 อินเวอร์เตอร์กับ fictitious filters.....	10
2.5 กระแสต้านดิซีในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวกับการสวิตซิ่งแรงดันแบบไบโพลาร์.....	12
2.6 PWM กับการสวิตซิ่งแรงดันแบบยูนิโพลาร์แบบเฟสเดียว.....	13
2.7 ด้านกระแสตรงของ อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว แบบ PWM unipolar.....	16
2.8 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์ที่ควบคุมโดยวิธี voltage cancellation.....	17
2.9 พุช-พูลอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว.....	18
2.10 การควบคุมแบบ Pulse Width Modulation ในเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....	22
2.11 Class D Amplifiers.....	24
2.12 วงจรการทำงานของเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....	26
2.13 กราฟลักษณะสมบัติของกระแสและแรงดัน.....	27
2.14 กราฟความต้านทานสถิตระหว่างเดรนและซอส.....	28
2.15 กราฟสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของมอสเฟต.....	29
2.16 วงจรภายในของ IR2110.....	30
2.17 ลักษณะการต่อใช้งานในการขับมอสเฟต.....	30
2.18 วงจรขอปเปอร์โดยใช้มอสเฟตชนิดเอ็น.....	31
2.19 การหน่วงเวลาระหว่างสัญญาณเกตตัวที่ 1 และตัวที่ 2.....	31
2.20 วงจรหน่วงเวลา.....	32
2.21 รูปคลื่นในการสวิตซ์ของออปโตคัปเปิลอร์โดยทั่วไป.....	32
2.22 วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบไม่อิมิตัว.....	33
2.23 วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบอิมิตัว.....	33
2.24 วงจรทดสอบการตอบสนองความถี่ของออปโตคัปเปิลอร์.....	34
3.1 Block Diagram ของเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....	36
3.2 วงจรพรีแอมป์.....	36
3.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม.....	37
3.4 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	37
3.5 วงจรเดคไทม์.....	38
3.6 ออปโตคัปเปิลอร์.....	38
3.7 การต่อวงจรใช้งานตัวไอซี IR2110 ในการขับมอสเฟต.....	39
3.8 วงจรขับมอสเฟต.....	39

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 วงจรกรองความถี่แบบฮาล์ฟบริดจ์.....	39
3.10 วงจรกรองความถี่แบบฟูลบริดจ์.....	40
4.1 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 20 Hz (ไบโพลาร์).....	41
4.2 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 200 Hz (ไบโพลาร์).....	42
4.3 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 2 kHz (ไบโพลาร์).....	42
4.4 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 20 kHz (ไบโพลาร์).....	43
4.5 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 20 Hz (ยูนิโพลาร์).....	43
4.6 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 200 Hz (ยูนิโพลาร์).....	44
4.7 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 2 kHz (ยูนิโพลาร์).....	44
4.8 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 20 kHz (ยูนิโพลาร์).....	45
4.9 สัญญาณที่ขยายขึ้นเทียบกับสัญญาณเสียงอินพุต.....	45
4.10 อินเวอร์สแอมป์ (Inverse Amp).....	46
4.11 Modulation Index min (Volume 10%).....	47
4.12 Modulation Index max (Volume 100%).....	47
4.13 สัญญาณจากที่ออกจากคอมพาราเตอร์แบบไบโพลาร์.....	48
4.14 สัญญาณจากที่ออกจากคอมพาราเตอร์แบบยูนิโพลาร์.....	48
4.15 รูปคลื่นแสดงเดดไทม์ขาของรูปคลื่นพัลส์.....	49
4.16 รูปคลื่นแสดงเดดไทม์ขาขึ้นของรูปคลื่นพัลส์.....	49
4.17 สัญญาณขั้วเกตมอสเฟตแบบไบโพลาร์กึ่งบน.....	50
4.18 สัญญาณขั้วเกตมอสเฟตแบบไบโพลาร์กึ่งล่าง.....	50
4.19 สัญญาณขั้วเกตมอสเฟตแบบยูนิโพลาร์กึ่งบน.....	51
4.20 สัญญาณขั้วเกตมอสเฟตแบบยูนิโพลาร์กึ่งล่าง.....	51
4.21 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองเทียบกับไม่ผ่านวงจรกรองของแบบไบโพลาร์.....	52
4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองเทียบกับไม่ผ่านวงจรกรองของแบบยูนิโพลาร์.....	52
4.23 แรงดันอินพุตกับแรงดันขยายเอาต์พุตของแบบไบโพลาร์.....	53
4.24 แรงดันอินพุตกับแรงดันขยายเอาต์พุตของแบบยูนิโพลาร์.....	54
5.1 ตัวอย่างการต่อวงจรกรองความถี่กับลำโพงที่ตอบสนองย่านความถี่ต่างกัน.....	56
5.2 ตัวอย่างการควบคุมแบบป้อนกลับ.....	56

## VIII

### สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
2.1 Generalized Harmonics of $V_{Ao}$ for a Large $m_f$ .....	9
2.2 แสดงการเปรียบเทียบการขยายในคลาสเอบีและคลาสดี.....	23
2.3 เปรียบเทียบลักษณะของแอมพลีไฟเออร์แต่ละคลาส.....	25



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

1.1 ชื่อโครงการ เครื่องขยายเสียงคลาสดีที่ใช้สวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มบริดจ์  
A Class D Audio Amplifier using single phase full bridge switch mode inverter.

### 1.2 ความสำคัญและที่มา

ปัจจุบันบทบาทของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ เข้ามามีส่วนต่อการดำเนินชีวิตของมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเห็นได้จากอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆที่มีการพัฒนาการออกแบบระบบโดยการเพิ่มส่วนของอินเวอร์เตอร์เข้าไป ทำให้การทำงานของระบบมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดีมากขึ้น มีความน่าเชื่อถือของระบบที่สูงขึ้น ในการศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ส่วนใหญ่จะเป็นในส่วนของการใช้งานอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ เช่น การควบคุมความเร็วรอบและความถี่ของสเตปมอเตอร์ ซึ่งเป็นการใช้งานที่ความถี่ต่ำ ขอบเขตการใช้งานของอินเวอร์เตอร์จะค่อนข้างจำกัดอยู่กับระบบมอเตอร์ ความถี่ต่ำ และการนำมาประยุกต์ใช้งานกับความถี่สูงนั้นยังไม่มีแพร่หลายสักเท่าใด ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับการนำอินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้งานกับระบบความถี่สูง ในที่นี้จะใช้อินเวอร์เตอร์ร่วมกับระบบเครื่องขยายเสียง แอมพลิไฟเออร์และจะเลือกใช้ออกแบบกับระบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี และสร้างวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสดี เพราะเครื่องขยายเสียงได้เข้ามามีบทบาทสำคัญต่อชีวิตประจำวันของมนุษย์ เช่น ความบันเทิง การเรียนการสอน การสื่อสาร และอีกหลายๆด้านเครื่องขยายเสียงได้พัฒนาอย่างต่อเนื่องโดยในการขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงๆนั้น มักจะมีขนาดของเครื่องค่อนข้างใหญ่และยังมีปัญหาอีกหลายด้าน เช่น มีการรบกวนสัญญาณสูง ความร้อนของเครื่องขยายเสียงจะร้อนมาก ถ้าใช้งานนานๆซึ่งจำเป็นต้องติดตั้งพัดลมระบายความร้อนด้วย จึงเป็นผลทำให้น้ำหนักของเครื่องขยายเสียงนั้นเพิ่มมากขึ้นไปอีก ดังนั้นจึงทำให้เกิดแนวคิดที่จะทำการศึกษาค้นคว้าโครงการนี้ เพื่อทำการออกแบบและสร้างวงจรควบคุมเครื่องขยายเสียงคลาสดี อาศัยสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) มาขับมอสเฟตกำลัง เพื่อขยายกำลังไฟฟ้าของสัญญาณที่จะส่งไปยังลำโพง ข้อดีของวงจรมีประสิทธิภาพภาคขับต้องการกำลังเพียงเล็กน้อย จากสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันก็สามารถขับมอสเฟตกำลังในภาคขยายให้ทำงานได้

### 1.3 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการทำงานของเครื่องขยายเสียง คลาสดีเฟาเวอร์แอมพลิไฟเออร์และสามารถที่จะออกแบบลักษณะวงจรการทำงานได้
2. เพื่อศึกษาถึงระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เทคนิคในการสวิตซ์ซึ่งแบบ PWM ลักษณะของการสวิตซ์ซึ่งแรงดันแบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ ศึกษาถึงการนำอินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้งานกับระบบความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนา คลาสดีเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์และสามารถปรับปรุงให้มีคุณภาพของเสียงให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นต่อไป
4. เพื่อวิเคราะห์ผลงานที่ได้สร้างขึ้นและหาขอบเขตการทำงานของระบบ

#### 1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

ในงานวิจัยชิ้นนี้ เป็นการศึกษา ออกแบบ และสร้างเครื่องขยายเสียงคลาสดี โดยใช้เทคนิคการสวิตชิงแรงดันแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) ทั้งชนิดไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ ทำการทดสอบชิ้นงานเพื่อวัดค่าประสิทธิภาพ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และกำลังขยาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

ตารางที่ 1.1 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

กิจกรรม	เดือนปีค่างี้																																							
	มิถุนายน				กรกฎาคม				สิงหาคม				กันยายน				ตุลาคม				พฤศจิกายน				ธันวาคม				มกราคม				กุมภาพันธ์				มีนาคม			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4				
1 ศึกษาชนิดของเครื่องขยายเสียงคลาสด่างๆ	█																																							
2 ศึกษาหลักการทํางานของเครื่องขยายเสียงคลาสดี้		█																																						
3 ศึกษาทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์			█																																					
4 จํานองการทํางานการสวิตชิงแรงดันแบบ PWM ชนิดไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ด้วยโปรแกรม MATLAB				█																																				
5 ออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี้									█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█																
6 สร้างเครื่องขยายเสียงคลาสดี้									█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█												
7 ทดสอบประสิทธิภาพและคุณภาพของชิ้นงาน																					█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█								
8 พัฒนาคุณภาพของชิ้นงาน																					█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█								
9 เขียนรายงานโครงการงาน																																								
10. นำเสนอโครงการงาน																																								

## 1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำโครงการ

1. ได้ศึกษาการทำงานของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสสิก ทั้งด้านทฤษฎีการทำงาน ข้อจำกัด และประสิทธิภาพ
2. ได้ศึกษาและเข้าใจพื้นฐานการสวิตซ์แบบ Pulse Width Modulator (PWM) ทั้งชนิดไบโพลาร์และยูนิโพลาร์
3. สามารถออกแบบ ปรับปรุงคุณภาพ และประสิทธิภาพของคลาสสิกเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์
4. ได้ฝึกฝนทักษะในการใช้เครื่องมือต่างๆ เช่น ออสซิลโลสโคป เครื่องกำเนิดสัญญาณ
5. ได้ฝึกฝนทักษะการทำงานร่วมกันเป็นกลุ่ม การจัดการบริหารงาน เพื่อประโยชน์ในการทำงานในอนาคต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 วงจร Pulse Width Modulation (PWM) [1]

ในวงจรขยายเสียงคลาสดี ซึ่งใช้ในการขยายสัญญาณเสียง จำเป็นต้องมีสัญญาณควบคุมการทำงานได้แก่อุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรขยายประเภทนี้มักจะใช้สัญญาณควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulation) สัญญาณควบคุมแบบ PWM สามารถสร้างได้โดยการนำเอาสัญญาณควบคุมที่เป็นรูปไซน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangular Wave) โดยมีความถี่ (Sine wave) ของรูปคลื่นไซน์จะเป็นตัวกำหนดความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ของสัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้น ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของพัลส์ (Square wave) ที่เกิดขึ้น องค์ประกอบสำคัญที่ช่วยในการควบคุมสัญญาณ PWM คือ

1. อัตราของขนาดในการรวมสัญญาณ (Amplitude modulation ratio :  $m_a$ )

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $V_{control}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดของแรงดันควบคุม (Sine wave)  
 $V_{tri}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangular wave)

2. อัตราส่วนของความถี่ในการรวมสัญญาณ (Frequency modulation ratio,  $m_f$ )

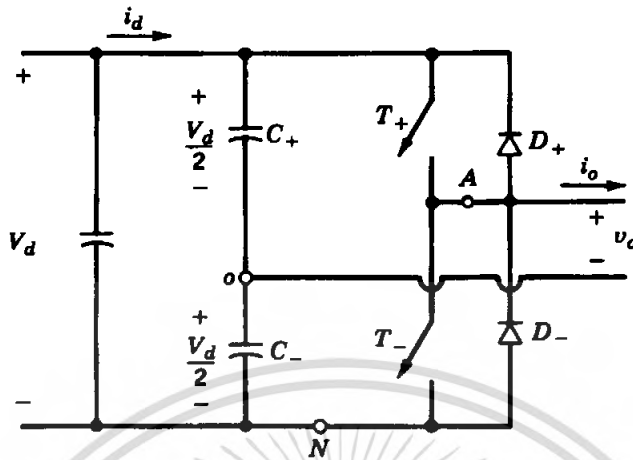
$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $f_{control}$  คือ ความถี่สัญญาณควบคุม (Sine wave)  
 $f_{tri}$  คือ ความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangular wave)

การเปลี่ยนแปลงสัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณมอดูเลตพัลส์ (PWM) นั้นทำให้สัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้น มีองค์ประกอบฮาร์โมนิก ซึ่งเรียกรวมๆว่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของสัญญาณเสียง (Harmonic Distortion) ดังนั้นหากทำให้เกิดสัญญาณ PWM มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ จะทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นลดลง ดังนั้นวิธีการสร้างสัญญาณ PWM เมื่อควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ จึงถูกนำมาใช้สัญญาณแบบ PWM แบบ 2 ขั้วเป็นที่นิยมใช้ในวงจรขยายคลาสดี ซึ่งต้องทำการสวิตซ์ที่ความถี่สูงถึง 250 kHz

## 2.2 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว [1]

### 2.2.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Half bridge Inverter)



รูปที่ 2.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.1 แสดง ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในที่นี้คาปาซิเตอร์ทั้งสองตัวมีขนาดที่เท่ากัน ถูกเชื่อมต่อกันคร่อมที่ซีอินพุต ซึ่งตรงรอยต่อจะเป็นจุดกลางระหว่างแรงดันไฟฟ้าคือมีขนาดแรงดันเป็น  $\frac{1}{2}V_d$  คร่อมคาปาซิเตอร์แต่ละตัวคาปาซิเตอร์ที่ใช้ควรมีขนาดใหญ่พอที่มีความเหมาะสม เพื่อที่จะสมมติให้แรงดันไฟฟ้าที่จุด 0 ยังคงที่อยู่ได้ เมื่อค่านึงถึง negative dc ที่ บัส N ดังนั้นโครงสร้างของวงจรนี้เป็นวงจรเดียวกันกับ one-leg inverter ที่ได้อธิบาย รายละเอียดไว้แล้วและ  $V_o = V_{A0}$

สมมติให้การสวิตช์ ซึ่งเป็นแบบ PWM เราจะพบว่ารูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตจะเป็นดัง รูป 2.6b ซึ่งเราจะไม่สนใจสถานะของการสวิตช์ กระแสระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองตัว C+ และ C- (ซึ่งมีขนาดที่เท่ากัน) จะถูกแบ่งให้มีค่าเท่ากัน เมื่อ T+ : On T+ หรือ D+ ตัวใดตัวหนึ่งจะ On ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสเอาต์พุต และ  $i_o$  จะถูกแบ่งแยกเท่าๆกัน ซึ่งจะไหลผ่านตัวเก็บประจุสองตัวและเช่นเดียวกันเมื่อสวิตช์ T- มีสถานะ On T- หรือ D- ตัวใดตัวหนึ่งจะ นำกระแสขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส  $i_o$  และกระแส  $i_o$  จะถูกแบ่งแยกออกเท่าๆกันไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองตัว ดังนั้นตัวเก็บประจุทั้งสองตัว C+ และ C- เชื่อมต่อขนานในทิศทางของ กระแส  $i_o$  ซึ่งลักษณะเช่นนี้จะอธิบายได้ว่าทำไมที่จุด 0 ในรูปที่ 2.1 ยังคงเป็นจุดกึ่งกลางระหว่างแรงดันไฟฟ้า  $i_o$  ในสถานะอยู่ตัวจะไม่มียอดประกอบของ dc ดังนั้น ตัวเก็บประจุนี้จึงทำหน้าที่เป็น dc blocking capacitors ในการแก้ปัญหาการอิมพัลส์ของหม้อแปลงทางด้าน primary ถ้า หม้อแปลงถูกใช้งานที่เอาต์พุตมีการแยกออกจากกันทางไฟฟ้า เมื่อกระแสไหลในขดลวดด้าน primary ของหม้อแปลง จะไม่มีแรงกระทำเกิดขึ้นเมื่อมีการสวิตช์ในแต่ละครั้ง leakage

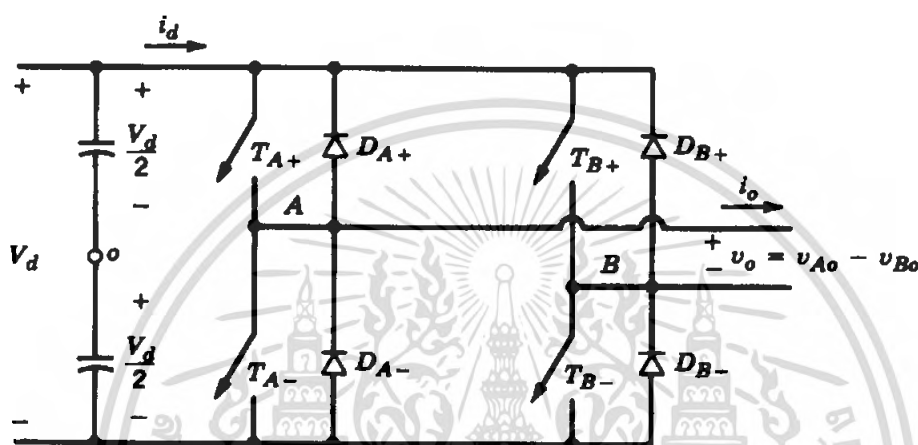
inductance จะไม่สร้างปัญหาเมื่อมีการสวิตช์ ใน ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ค่าแรงดันสูงสุดและ พิกัดของกระแสในการสวิตช์จะมีค่าเป็น

$$V_T = V_d \quad (2.3)$$

และ

$$I_T = i_{o,peak} \quad (2.4)$$

## 2.2.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Full Bridge Inverter)

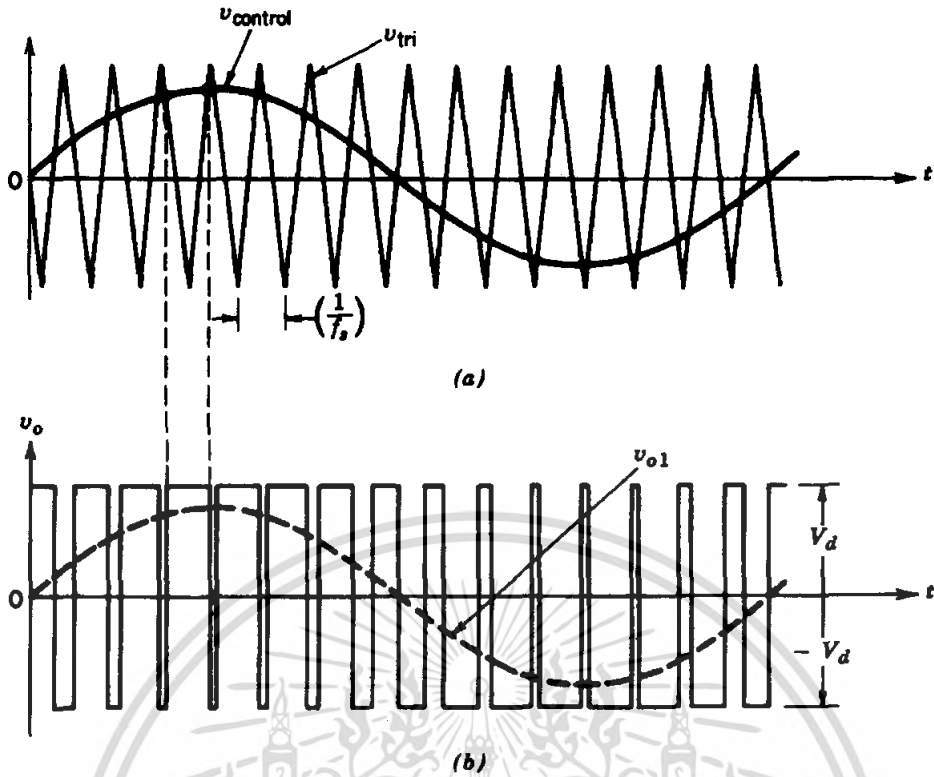


รูปที่ 2.2 Single phase Full Bridge Inverter

ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แสดงได้ในรูปที่ 2.2 อินเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วย 2 one-leg inverter ซึ่งเป็นส่วนที่อธิบายไปแล้ว และจะใช้งานได้ดีกว่าในพิกัดกำลังที่สูงๆ ที่แรงดันตีซี อินพุตค่าเดียวกัน ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะเป็นสองเท่าของ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ซึ่งแสดงให้เห็นว่าที่กำลังเดียวกันกระแสเอาต์พุตและกระแสในการสวิตช์ของ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะเป็นครึ่งหนึ่งของ ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ระดับกำลังไฟฟ้าสูงๆจะมี ประโยชน์มาก เนื่องจากจะต้องการอุปกรณ์มาต่อขนานจำนวนน้อย

## 2.3 PWM กับการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์ [1]

ลักษณะของ PWM ได้อธิบายไปแล้วในตอนแรก ในการเชื่อมต่อกับฟูลบริดจ์ dc-dc คอนเวอร์เตอร์ในบทที่ผ่านมานี้สวิตช์จะมีลักษณะตรงข้ามกันในแนวเส้นทแยงมุม ( $T_{A+}, T_{B-}$ ) และ ( $T_{A-}, T_{B+}$ ) จากสองกึ่งในรูปที่ 2.2 คือสวิตช์ในกลุ่มสวิตช์ 1 และ 2 ตามลำดับกับลักษณะของการสวิตช์แบบ PWM รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตของกึ่ง A จะเหมือนกับเอาต์พุตของ one-leg inverter



รูปที่ 2.3 PWM กับการสวิตชิงแรงดันแบบ bipolar

ซึ่งการหาค่าก็จะใช้วิธีการเดียวกันโดยทำการเปรียบเทียบ  $V_{control}$  กับ  $V_{tri}$  ในรูปที่ 2.3 เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์กึ่ง B จะเป็นลบเมื่อเทียบกับเอาต์พุตที่กึ่ง ตัวอย่างเช่น  $T_{A+}$  : On และ  $V_{A0}$  จะเท่ากับ  $+\frac{1}{2}V_d$ ;  $T_{B-}$  : On และ  $V_{B0} = -\frac{1}{2}V_d$  ดังนั้น

$$V_{B0}(t) = -V_{A0}(t) \quad (2.5)$$

และ

$$V_o(t) = V_{A0}(t) - V_{B0}(t) = 2V_{A0}(t) \quad (2.6)$$

รูปคลื่นของ  $V_o$  จะแสดงดังรูปที่ 2.3b การวิเคราะห์ที่ใช้สำหรับ one-leg inverter สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับการสวิตชิง แบบ PWM นี้ ดังนั้นค่าสูงสุดขององค์ประกอบความถี่มูลฐาน ในแรงดันเอาต์พุต ( $\hat{V}_{o1}$ ) สามารถที่จะหาได้จากสมการ

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.7)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.8)$$

ในรูป 2.3b เราจะพบว่าแรงดันเอาต์พุตจะเป็นการสวิตชิงระหว่างระดับแรงดัน  $-V_d$  และ  $+V_d$  นั้นเป็นเหตุผลที่ว่าทำไมลักษณะการสวิตชิงจึงถูกเรียกว่า PWM กับการสวิตชิงแรงดันแบบ

ไบโพลาร์ขนาดของฮาร์มอนิกในแรงดันเอาต์พุตจะหาได้โดยใช้ตาราง Generalized Harmonics of  $V_{AO}$  for a large  $m_f$  ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังตัวอย่าง

ตารางที่ 2.1 Generalized Harmonics of  $V_{AO}$  for a Large  $m_f$

$h$ \ $m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<b>Fundamental</b>					
$m_f$	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Note:  $(\hat{V}_{AO})_h / \frac{1}{2} V_d [= (\hat{V}_{AN})_h / \frac{1}{2} V_d]$  is tabulated as a function of  $m_a$ .

### ตัวอย่างที่ 2.1

ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.2  $V_d = 300$  V,  $m_a = 0.8$ ,  $m_f = 39$  และความถี่มูลฐาน 47 Hz ให้คำนวณหาค่าเฉลี่ยกำลังสองของแรงดันที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นที่แรงดันเอาต์พุต  $V_o$  ถ้าใช้การสวิตซ์แรงดันเป็นแบบ PWM ไบโพลาร์

**วิธีคิด** ฮาร์มอนิกใน  $V_o$  สามารถที่จะหาได้โดยใช้ตาราง Generalized Harmonics of  $V_{AO}$  for a large  $m_f$  โดยมีแฟกเตอร์คือ 2 และจากสมการค่าแรงดันเฉลี่ยกำลังสองที่ฮาร์มอนิก  $h$  ใดๆหาได้โดย

$$(V_o)_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 2 \times \frac{V_d}{2} \frac{(\hat{V}_{AO})_h}{V_d/2} = \frac{V_d}{\sqrt{2}} \frac{(\hat{V}_{AO})_h}{V_d/2}$$

$$= 212.13 \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \quad (2.9)$$

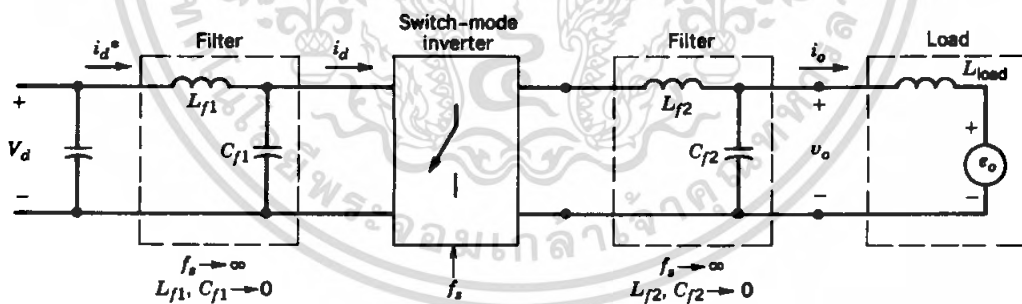
ดังนั้น ค่าค่าเฉลี่ยกำลังสองของแรงดัน คือ

Fundamental:  $V_{01} = 212.3 \times 0.8 = 169.7 \text{ V ที่ } 47 \text{ Hz}$   
 $(V_0)_{37} = 212.3 \times 0.22 = 46.67 \text{ ที่ } 1739 \text{ Hz}$   
 $(V_0)_{39} = 212.3 \times 0.818 = 173.52 \text{ ที่ } 1833 \text{ Hz}$   
 $(V_0)_{41} = 212.3 \times 0.22 = 46.67 \text{ ที่ } 1927 \text{ Hz}$   
 $(V_0)_{77} = 212.3 \times 0.314 = 66.60 \text{ ที่ } 3619 \text{ Hz}$   
 $(V_0)_{79} = 212.3 \times 0.314 = 66.60 \text{ ที่ } 3713 \text{ Hz}$

เป็นต้น

กระแสทางด้าน dc:  $i_d$  เป็นค่าที่ได้จากการพิจารณากระแสด้าน dc :  $i_d$  ในรูปแบบการสวิตชิงแรงดันแบบไบโพลาร์

เพื่อง่ายต่อการเข้าใจ ถ้าตัวกรองความถี่สูง L-C ถูกใช้งานในด้าน dc และด้าน ac ก็เช่นกันดังรูปที่ 2.4 ความถี่ในการสวิตชิงจะสมมติให้มีค่าสูงมากๆ ปรมาณให้เป็นอินฟินิตี้ ดังนั้น องค์ประกอบความถี่ในการสวิตชิงที่มีค่าสูงใน  $V_0$  และ  $i_d$  จะผ่านตัวกรองนี้ องค์ประกอบของตัวกรองค่า L และ C ซึ่งต้องใช้ทั้งในด้าน dc และ ac มีค่าประมาณศูนย์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวกรองมีค่าน้อยมาก ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จึงไม่มีพลังงานสะสมภายในตัวของมันเองกำลังอินพุตในช่วงนั้นจะต้องเท่ากับกำลังเอาต์พุต



รูปที่ 2.4 อินเวอร์เตอร์กับ fictitious filters

ถ้าสมมติว่า  $V_0$  ในรูปที่ 2.4 เป็นรูปคลื่น Pure Sin ที่ความถี่มูลฐานด้านออก  $\omega_1$

$$V_{01} = V_0 = \sqrt{2}V_0 \sin \omega_1 t \quad (2.10)$$

ถ้าโหลดแสดงดังรูป 2.4 เมื่อ  $e_0$  เป็นรูปคลื่น sin ที่ความถี่  $\omega_1$  ทำให้กระแสเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์และนำหน้า  $V_0$  สำหรับ inductive load เช่น เอ็มมอเตอร์

$$i_o = \sqrt{2}I_0 \sin(\omega_1 t - \phi) \quad (2.11)$$

เมื่อ  $\phi$  คือมุมที่  $i_o$  นำหน้า  $V_o$

ทางด้าน dc ตัวกรอง L-C จะทำหน้าที่ในการกรององค์ประกอบในการสวิตซึ่งที่มีความถี่สูงใน  $i_d$  , และ  $i_d^*$  จะเป็นเพียงองค์ประกอบของความถี่ต่ำและองค์ประกอบดีซี สมมติว่าไม่มีพลังงานสะสมอยู่ในตัวกรอง

$$V_d i_d^*(t) = V_o(t) i_o(t) = \sqrt{2}V_o \sin \omega_1 t \sqrt{2}I_0 \sin(\omega_1 t - \phi) \quad (2.12)$$

ดังนั้น

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_0}{V_d} \cos \phi - \frac{V_o I_0}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \phi) = I_d + i_{d2} \quad (2.13)$$

$$= I_d - \sqrt{2}I_{d2} \cos(2\omega_1 t - \phi) \quad (2.14)$$

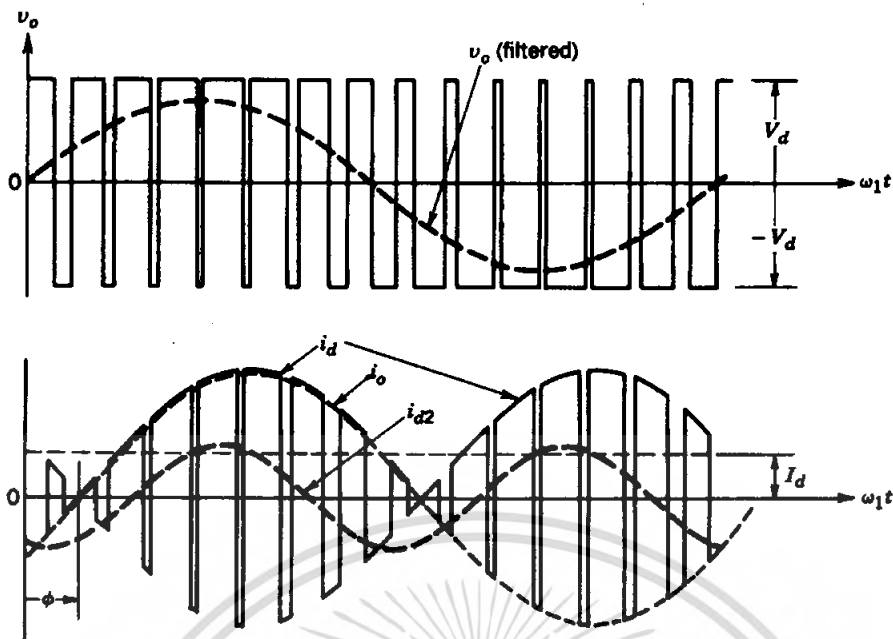
เมื่อ

$$I_d = \frac{V_o I_0}{V_d} \cos \phi \quad (2.15)$$

และ

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_0}{V_d} \quad (2.16)$$

สมการที่ 2.14 สำหรับค่า  $i_d^*$  ซึ่งแสดงว่ามีประกอบไปด้วยองค์ประกอบดีซี  $I_d$  ซึ่งเป็นการตอบสนองของกำลังไฟฟ้าที่ส่งจาก  $V_d$  ที่ด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์ไปยังด้านเอซี เช่นเดียวกัน  $i_d^*$  ก็ประกอบด้วยองค์ประกอบของไซน์ที่สองเท่าของความถี่มูลฐาน กระแสอินพุตของอินเวอร์เตอร์  $i_d$  จะประกอบด้วย  $i_d^*$  และองค์ประกอบความถี่สูงเนื่องมาจากการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 กระแสด้านตีชีในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวกับการสวิตชิงแรงดันแบบไบโพลาร์

สำหรับระบบในทางปฏิบัติ การสมมติก่อนหน้านี้ที่ให้แรงดันตีชีมีค่าคงที่ในอินพุตของอินเวอร์เตอร์ยังไม่มีหลักฐานที่พิสูจน์แน่นอน ปกติแรงดันตีชีนี้จะได้มาจากการเรียงกระแสจากแรงดันไลน์เอชี่ ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะถูกต่อคร่อมเป็นเรกติไฟเออร์ทางด้านเอาต์พุตเพื่อที่จะกรองให้ได้แรงดันตีชีรีปเปิลในแรงดันของตัวเก็บประจุ แรงดันอินพุตตีชีที่ไปยังอินเวอร์เตอร์มี 2 ลักษณะคือ 1) ลักษณะของแรงดันไลน์ไม่เป็น pure dc การจัดการกับ Line frequency rectifiers 2) ตามสมการที่ 2.13 กระแสที่ดึงมาโดยอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจากด้านตีชีจะเป็นตีชีที่ไม่คงที่แต่จะมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกลำดับที่ 2 (ของความถี่มูลฐานที่เอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์) ในการเพิ่มความถี่ในการสวิตชิง ให้สูงขึ้นองค์ประกอบกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 2 จะส่งผลต่อรีปเปิลในแรงดันตัวเก็บประจุ ถึงแม้ว่าแรงดันรีปเปิล เนื่องมาจากความถี่ในการสวิตชิงที่สูงจะละลายไปก็ตาม

#### 2.4 PWM กับการสวิตชิงแรงดันแบบยูนิโพลาร์ [1]

ใน PWM กับการสวิตชิงแรงดันแบบยูนิโพลาร์ เป็นการสวิตชิงใน 2 ขาของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จากรูป 2.2 ไม่ได้สวิตช์พร้อมกันจากในวิธีการ PWM ที่แล้ว ในวิธีการนี้ขา A และขา B ของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ถูกควบคุมแยก โดยเทียบ  $v_{tri}$  กับ  $v_{control}$  และ  $-v_{control}$  ตามลำดับ ที่จะเห็นในรูปที่ 2.3a การเปรียบเทียบของ  $v_{control}$  ด้วยรูปคลื่นสามเหลี่ยม ผลที่ได้เป็นไปตามสัญญาณลอจิก ที่ควบคุมสวิตช์ที่ขา A

$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ on and } v_{AN} = V_d \quad (2.16)$$

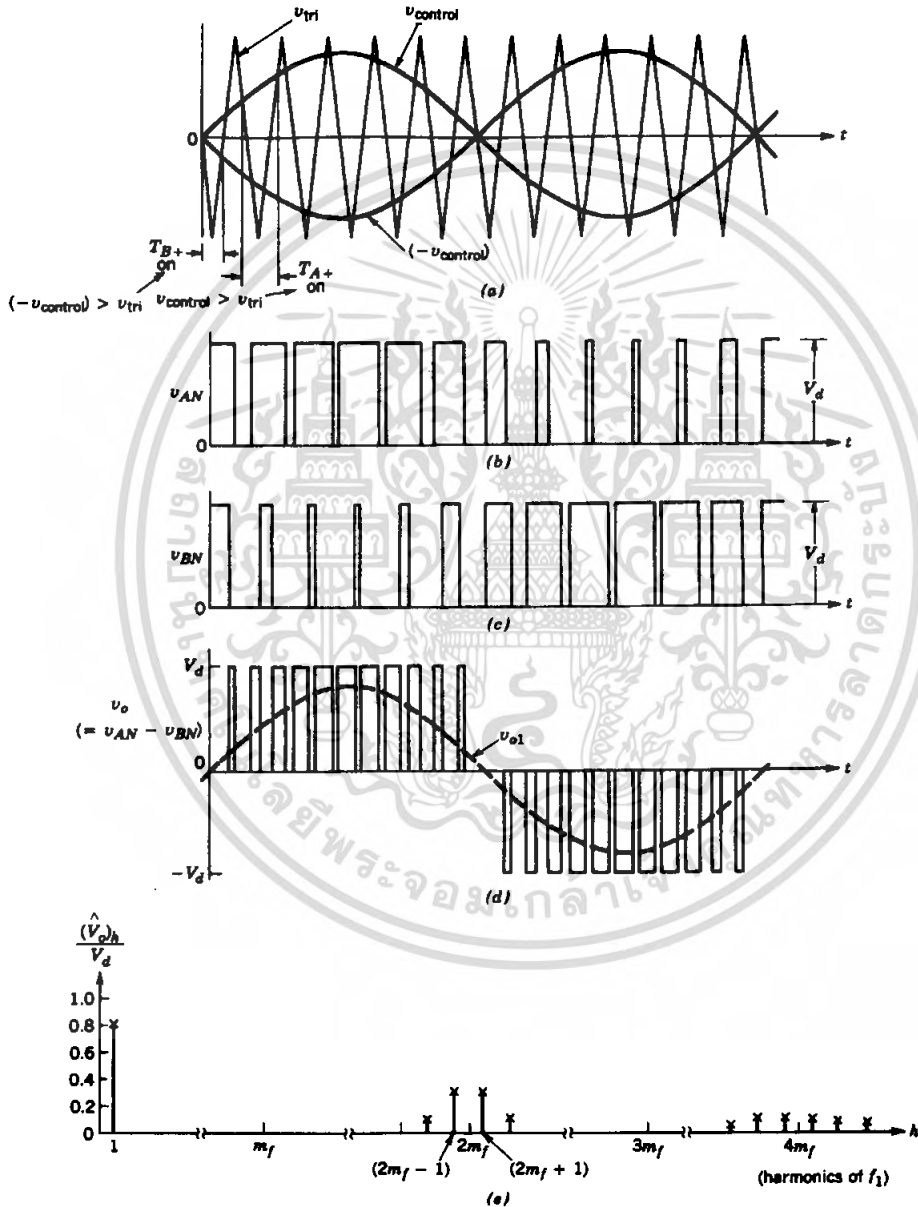
$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ on and } v_{AN} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ขา A เกี่ยวข้องกับ negative dc bus N ที่แสดงในรูป 2.3b สำหรับการควบคุมการสวิตซ์ขา B,  $-v_{\text{control}}$  ที่เทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมเดียวกัน ซึ่งผลที่ได้เป็นดังนี้

$$(-v_{\text{control}}) > v_{\text{tri}} : T_{B+} \text{ on and } v_{BN} = V_d \quad (2.17)$$

$$(-v_{\text{control}}) < v_{\text{tri}} : T_{B-} \text{ on and } v_{BN} = 0$$



รูปที่ 2.6 PWM กับการสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์แบบเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะแรงดันบ้อนกลับของไดโอดในสวิตช์ที่ขนานกันแต่มีทิศตรงกันข้าม แรงดันที่เกิดขึ้นก่อนจากสมการ 2.16 และ 2.17 เป็นอิสระจากทิศทางของกระแสเอาต์พุต  $i_o$

รูปคลื่นของรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการรวมกันของการสวิตช์บนสภาวะเปิดทั้ง 4 สภาวะ และความสอดคล้องกันของระดับแรงดัน

1.  $T_{A+}, T_{B-}$  on :  $v_{AN} = V_d$ ,  $v_{BN} = 0$ ;  $v_o = V_d$  (2.18)
2.  $T_{A-}, T_{B+}$  on :  $v_{AN} = 0$ ,  $v_{BN} = V_d$ ;  $v_o = -V_d$
3.  $T_{A+}, T_{B+}$  on :  $v_{AN} = V_d$ ,  $v_{BN} = 0$ ;  $v_o = 0$
4.  $T_{A-}, T_{B-}$  on :  $v_{AN} = 0$ ,  $v_{BN} = 0$ ;  $v_o = 0$

จะสังเกตได้ว่า เมื่อสวิตช์ทั้งสองตัวด้านบนอยู่ในสภาวะเปิด แรงดันขาออกจะเป็นศูนย์ กระแสขาออกจะวนเป็นลูปผ่าน  $T_{A+}$  และ  $D_{B+}$  หรือ  $D_{A+}$  และ  $T_{B+}$  ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส  $i_o$  ในขณะที่การทิ้งช่วงกระแสอินพุต  $i_d$  จะเป็นศูนย์ มีสถานะเช่นเดียวกัน เมื่อสวิตช์ 2 ตัวด้านล่าง  $T_{A-}$  และ  $T_{B-}$  อยู่ในสภาวะเปิดทั้งคู่

ในวิธีการ PWM ชนิดนี้ ในขณะที่เกิดการสวิตช์ แรงดันขาออกเปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 ถึง  $+V_d$  หรือระหว่าง 0 ถึง  $-V_d$  ของระดับแรงดัน เหตุที่เป็นเช่นนี้ เพราะชนิดของ PWM นี้ เรียกว่า PWM with a unipolar voltage switching scheme ที่ได้อธิบายมาก่อนหน้านี้ วิธีการนี้ ดีกว่าในด้านประสิทธิภาพในการสวิตช์ความถี่ได้เป็นสองเท่า มากกว่าฮาร์มอนิกส์เอาต์พุตที่ต้องกังวล เมื่อเทียบกับวิธีการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์ ดังนั้นแรงดันที่ข้ามไปยังแรงดันเอาต์พุตในแต่ละการสวิตช์ จะลดลงถึง  $V_d$  ซึ่งจะเทียบได้กับ  $2V_d$  ในวิธีการที่แล้ว

ข้อได้เปรียบในด้านประสิทธิภาพ จากการที่สวิตช์ด้วยความถี่สองเท่า นั้น ปรากฏให้เห็นในฮาร์มอนิก สเปกตรัมของรูปคลื่นแรงดันขาออก ที่ตำแหน่งฮาร์มอนิกต่ำสุด (ในวงจรมอดูเลชัน) ปรากฏที่ไซด์แบนด์ ของความถี่ของการสวิตช์ 2 ครั้ง จะเข้าใจได้ง่ายขึ้นเมื่อเลือกดูที่อัตราส่วนความถี่มอดูเลชัน (frequency modulation ratio:  $m_f$ ) เป็นเลขคู่ ( $m_f$  จะต้องเป็นเลขคู่สำหรับ PWM การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์) ในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว รูปคลื่นแรงดัน  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  ถูกแทนที่ด้วย  $180^\circ$  ของความถี่มูลฐาน  $f_1$  กับที่เกี่ยวข้องซึ่งกันและกัน ดังนั้นองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ความถี่การสวิตช์ใน  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  มีเฟสเดียวกัน ( $\theta_{AN} - \theta_{BN} = 180^\circ \cdot m_f = 0^\circ$  ตั้งแต่รูปคลื่นเป็น  $180^\circ$  ถูกแทนที่และ  $m_f$  สมมุติให้เป็นเลขคู่) ผลที่ออกมาในองค์ประกอบฮาร์มอนิกถูกทำให้เป็นกลางที่ความถี่สวิตช์ในแรงดันขาออก  $v_o = V_{AN} - V_{BN}$  รวมถึงไซด์แบนด์ของความถี่สวิตช์ฮาร์มอนิกที่หายไปด้วย ในวิธีทั่วไปฮาร์มอนิกอื่นๆ ที่เห็นเด่นชัดที่ความถี่สวิตช์สองครั้ง จะเสมอกัน แต่ไซด์แบนด์เหล่านั้นกลับไม่เสมอกัน ดังนี้

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.19)$$

และ 
$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.20)$$

ตัวอย่างที่ 2.2 ในตัวอย่างที่ 2.1 คิดว่าวิธีการ PWM การสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์ได้ถูกใช้ด้วย  $m_f = 38$  คำนวณหาค่าเฉลี่ยกำลังสอง (ค่า rms) ของความถี่มูลฐานของแรงดัน และบางส่วนของฮาร์มอนิกที่เห็นชัดในแรงดันเอาต์พุต

อธิบายบนพื้นฐานของวิธีการแบบการสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์ฮาร์มอนิกลำดับที่  $h$  เขียนได้เป็น

$$h = j(2m_f) \pm k \quad (2.21)$$

ที่ตำแหน่งไซด์แบนด์ของฮาร์มอนิกที่ยังเหลืออยู่รอบ ๆ  $2m_f$  และจำนวนเท่าของ  $2m_f$  ตั้งแต่  $h$  เป็นจำนวนคี่ ในสมการ 2.21 ไปจนถึงเฉพาะจำนวนคู่ จากตัวอย่าง 2.1

$$(V_o)_h = 212.3 \frac{(V_o)_h}{V_d} \quad (2.22)$$

ใช้สมการ 2.22 และตาราง Generalized Harmonics of  $V_{AO}$  for a large  $m_f$  จะหาค่าแรงดันกำลังสองเฉลี่ย ( $V_{rms}$ ) ได้ดังนี้

ที่ความถี่มูลฐาน หรือ 47 Hz	$V_{o1} = 0.8 \times 212.3 = 169.7 \text{ V}$
ที่ $h = 2m_f - 1 = 75$ หรือ 3525 Hz	$(V_o)_{75} = 0.314 \times 212.3 = 66.60 \text{ V}$
ที่ $h = 2m_f + 1 = 77$ หรือ 3619 Hz	$(V_o)_{77} = 0.314 \times 212.3 = 66.60 \text{ V}$ เป็นต้น

เปรียบเทียบการสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์กับการสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์ของตัวอย่าง 2.1 แสดงให้เห็นว่า ทั้ง 2 กรณี ความถี่มูลฐานของแรงดัน ที่ค่าที่เท่ากันคือ  $m_a$  อย่างไรก็ตามฮาร์มอนิกของแรงดันที่เห็นเด่นชัดตรงกลางรอบ  $m_f$  ได้หมดไป ด้วยเหตุผลนี้ ผลลัพธ์ที่ออกมาจึงมีฮาร์มอนิกน้อยกว่า

ด้านกระแสตรง  $i_d$  ภายใต้สภาวะเดียวกันกับวงจรในรูปที่ 2.4 สำหรับวิธีการ PWM การสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์ ในรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นด้านกระแสตรง  $i_d$  สำหรับวิธีการสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์ ที่  $m_f = 14$  (แทนที่จะเป็น  $m_f = 15$  สำหรับการสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์)

ในการเปรียบเทียบ รูปที่ 2.5 และ 2.7 เห็นได้ชัดว่า การใช้วิธี PWM การสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์ผลลัพธ์ที่ออกมา ทางด้านกระแสตรงของอินเวอร์เตอร์จะมีกระแสกระเพื่อมที่น้อยกว่า

## 2.5 การทำงานแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square – Wave Operation) [1]

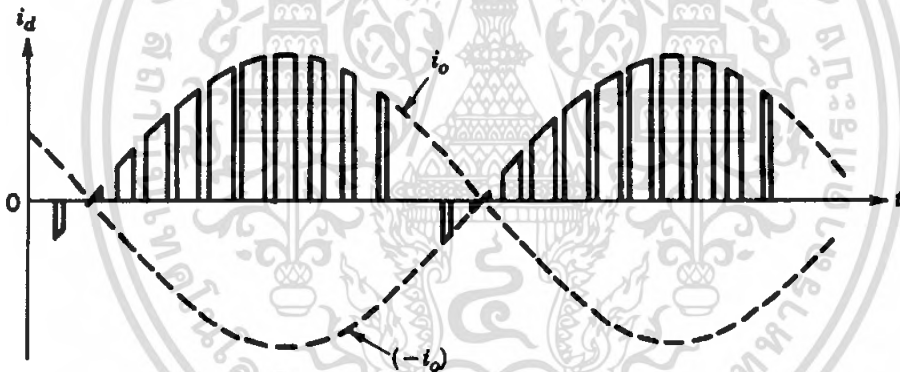
ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถทำงานในแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยเช่นกัน ทั้งสองชนิดของ PWM อธิบายก่อนเปลี่ยนคุณสมบัติไปสู่การทำงานในแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ที่สวิตซ์ ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) และ ( $T_{B+}$ ,  $T_{A-}$ ) ทำงานเป็นคู่ 2 คู่ ด้วยอัตราส่วนรอบการทำงานที่ 0.5

ในกรณีที่การทำงานแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ขนาดของแรงดันขาออกจะน้อยกว่าที่เข้ามา ด้วยแรงดันกระแสตรงที่ควบคุมด้วย ดังสมการ

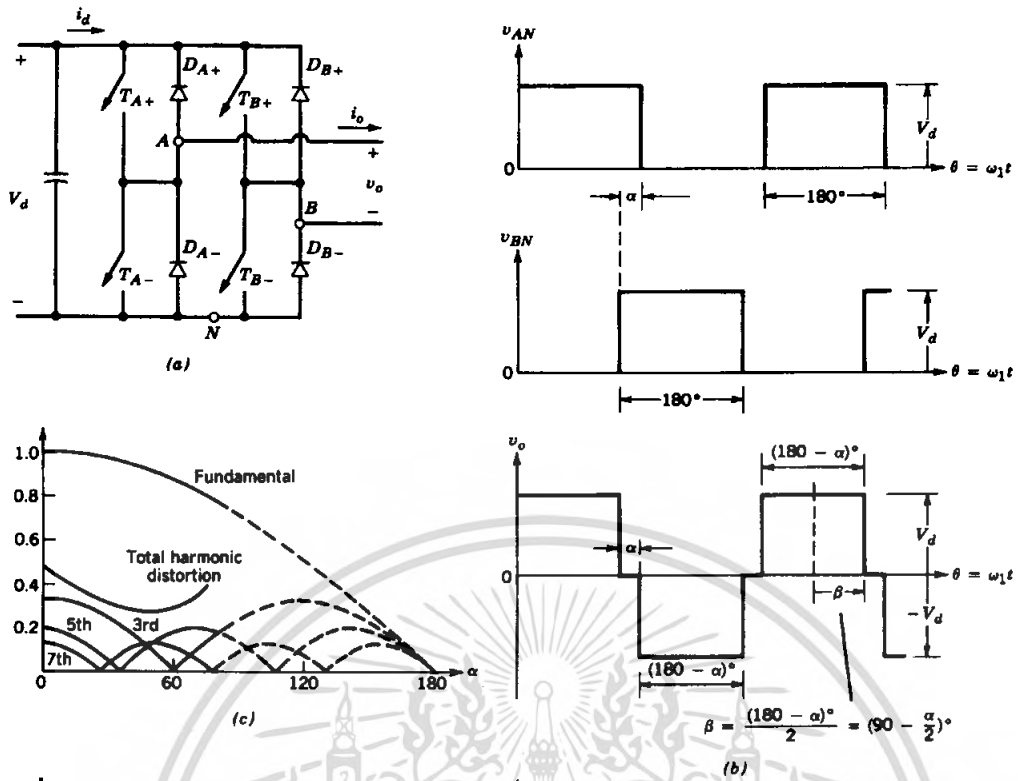
$$\hat{V}_{o1} = \frac{4}{\pi} V_d \quad (2.23)$$

## 2.6 การควบคุมแรงดันขาออกด้วยวิธี Voltage Cancellation [1]

การควบคุมแบบนี้ทำได้เฉพาะในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์ โดยอาศัยหลักพื้นฐานบนการรวมตัวกันของการสวิตช์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม และ PWM กับการสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์ในวงจรของรูป 2.8a สวิตช์ในสองขาของอินเวอร์เตอร์ได้ควบคุมแยกกัน (คล้ายกันกับการสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์) แต่สวิตช์ทุกตัวมีอัตราส่วนรอบการทำงานเป็น 0.5 คล้ายกับการควบคุมรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ผลที่ออกมาในรูปคลื่นสำหรับ  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  แสดงให้เห็นในรูป 2.8b ที่สามารถควบคุมรูปคลื่นที่ตรงตำแหน่งมุม  $\alpha$  ขณะที่เกิดช่วงห่างการซ้อนทับกันตรงนี้ แรงดันขาออกเป็นศูนย์ ที่ผลของทั้งสวิตช์สองตัวบนและสองตัวล่างอยู่ในสถานะเปิด ด้วย  $\alpha = 0$  รูปคลื่นขาออกจะเหมือนกับอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square-wave inverter) ด้วยแรงดันมูลฐานขาออกที่มากที่สุดที่เป็นไปได้



รูปที่ 2.7 ด้านกระแสตรงของ อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว แบบ PWM unipolar



รูปที่ 2.8 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบพูลบริดจ์ที่ควบคุมโดยวิธี voltage cancellation: (a) วงจรกำลัง; (b) รูปคลื่น; (c) การกลับสู่สภาวะปกติของความถี่หลักและฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและฮาร์มอนิกที่รบกวนทั้งหมด ในรูปฟังก์ชันของ  $\alpha$

เป็นการง่ายที่จะหาความถี่มูลฐานและองค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันขาออก ในเทอมของ  $\beta = 90^\circ - \frac{1}{2}\alpha$  ซึ่งแสดงให้เห็นในรูป 2.8b

$$\begin{aligned}
 (V_o)_h &= \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} V_o \cos(h\theta) d\theta \\
 (V_o)_h &= \frac{2}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\theta) d\theta \\
 \therefore (V_o)_h &= \frac{4}{\pi h} \sin(h\beta)
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

เมื่อ  $\beta = 90^\circ - \frac{1}{2}\alpha$  และ h เป็นจำนวนเต็มคือ

รูปที่ 2.8c แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลง ในองค์ประกอบความถี่มูลฐานที่ต่ำกว่าแรงดันฮาร์มอนิก เป็นฟังก์ชันของ  $\alpha$  ทั้งหมดนี้ถูกทำให้กลับสู่สภาวะปกติ ด้วยความสัมพันธ์ถึงองค์ประกอบความถี่มูลฐาน สำหรับการทำงานแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ( $\alpha = 0$ ) ฮาร์มอนิกที่รบกวนทั้งหมด (total harmonic distortion) ที่เป็นอัตราส่วนของค่าเฉลี่ยกำลังสองของฮาร์มอนิกที่รบกวน ต่อค่าเฉลี่ยกำลังสองขององค์ประกอบความถี่มูลฐาน จะเขียนเป็นกราฟในรูป

ฟังก์ชันของ  $\alpha$  เพราะมีการรบกวนมาก เส้นกราฟจึงแสดงออกมาเป็นขีดตรงยาวมากสำหรับค่า  $\alpha$  ที่มีค่ามาก

## 2.7 อินเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล [1]

วงจรพุช-พูลอินเวอร์เตอร์ (push-pull inverter) ในรูปที่ 2.9 ต้องการหม้อแปลงแบบมีแท็บ กลางด้านปฐมภูมิโดยจะสมมุติให้กระแสไฟฟ้าด้านออก  $i_o$  ไหลอย่างต่อเนื่องและเมื่อสวิตช์  $T_1$  นำกระแส และสวิตช์  $T_2$  ต้องไม่นำกระแส สวิตช์  $T_1$  จะนำกระแสขณะ  $i_o$  เป็นบวก และ  $D_1$  จะนำกระแสขณะ  $i_o$  เป็นลบซึ่งหากไม่พิจารณาทิศทางของกระแส  $i_o$  จะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออก

$$v_o = \frac{v_d}{n}$$

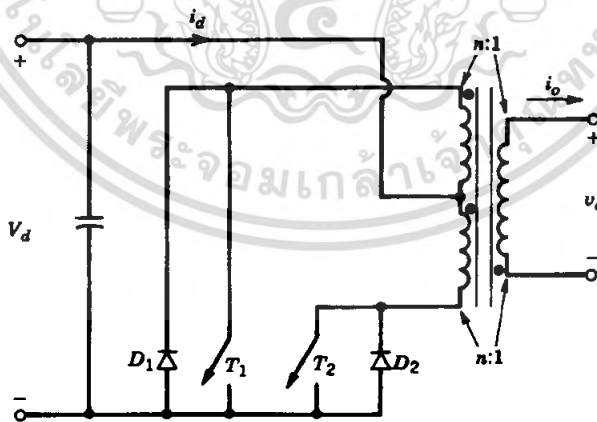
เมื่อ  $n$  เป็นอัตราส่วนจำนวนรอบด้านปฐมภูมิต่อรอบทุติยภูมิของหม้อแปลงในทำนองเดียวกันเมื่อสวิตช์  $T_2$  นำกระแส ซึ่งสวิตช์  $T_1$  ต้องไม่นำกระแสจึงได้แรงดันไฟฟ้าด้านออก

$$\hat{V}_{o1} = m_a \frac{V_d}{n} \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.25)$$

$$\frac{V_d}{n} < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{n} \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.26)$$

สวิตช์จะต้องทนแรงดันไฟฟ้ายอดและกระแสไฟฟ้าตามพิกัดที่คำนวณได้จากสมการที่ (2.27)

$$V_T = 2V_d \quad \text{และ} \quad I_T = \frac{i_{o,peak}}{n} \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.9 พุช-พูลอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว

ข้อดีสามประการหลักของวงจรพุก-พูลอินเวอร์เตอร์ คือ

1. ในการนำกระแสแต่ละครั้งจะมีสวิตช์เพียงตัวเดียวเท่านั้นที่นำกระแส จึงเหมาะสำหรับในการประยุกต์ใช้งานที่มีระดับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำ ๆ เช่น วงจรประจุแบตเตอรี่ เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ให้น้อยที่สุดหรือหมายถึงลดการสูญเสียจากการนำกระแสผ่านสวิตช์ที่เรียกว่าความสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction loss)

2. สวิตช์ทั้งสองตัวจะมีกราวด์ร่วมกัน(Common ground) แต่ข้อเสียของวงจรพุก-พูลอินเวอร์เตอร์คือ ยากที่จะหลีกเลี่ยงการอิมิตัวเนื่องจากไฟฟ้ากระแสตรงในหม้อแปลงของพุก-พูลอินเวอร์เตอร์

3. มีการแยกกำลังไฟระหว่างด้านแหล่งจ่ายกับด้านโหลดออกจากกัน

วงจรพุก-พูลอินเวอร์เตอร์ มีข้อควรระวังคือ กระแสไฟฟ้านำออกจะทำให้อุปกรณ์ควบคุมไม่ซับซ้อนโดย  $i_0$  จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ที่ความถี่หลักมูล ดังนั้นเมื่อมีการสวิตช์เกิดขึ้น กระแสไฟฟ้าจะเปลี่ยนจากครึ่งชดแรกไปยังครึ่งหลังของชดปฐมภูมิ ซึ่งจะต้องออกแบบให้หม้อแปลงมีการเชื่อมต่อ (Coupling) ของเส้นแรงแม่เหล็กอย่างที่ดีที่ชดปฐมภูมิทั้งสองชด เพื่อที่จะลดค่าความเหนี่ยวนำรั่ว พลังงานดังกล่าวนี้จะกระจายไปยังสวิตช์หรือวงจรสับเบอที่ใช้อยู่ป้องกันสวิตช์ และพลังงานรั่วดังกล่าวจะเกิดขึ้นกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ หรืออินเวอร์เตอร์ทุกวงจรที่ใช้หม้อแปลงในการแยกกำลังไฟระหว่างด้านแหล่งจ่ายกับด้านโหลดออกจากกัน โดยการบังคับให้กระแสของแต่ละชดลดลงจนเป็นศูนย์ ทุก ๆ การสวิตช์ ซึ่งมีความสำคัญมาก ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์

## 2.8 การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว [1]

มีการใช้สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีโหมดการทำงานหลายชนิด จึงได้เปรียบเทียบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แต่ละแบบโดยสมมุติให้อุปกรณ์เป็นแบบอุดมคติ และกระแสไฟฟ้านำออกเป็นรูปไซน์ เมื่ออัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์หาได้จากกำลังไฟฟ้าที่ได้ต่อพิคกิตของสวิตช์ โดยแรงดัน ไฟฟ้าซึ่งอยู่ในรูปผลคูณของค่ายอดแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่  $V_T$  และ  $I_T$  เป็นแรงดันสูงสุด และอัตราการกระแสของสวิตช์ ประกอบกับการใช้ประโยชน์ทั้งหมดในอินเวอร์เตอร์สามารถคำนวณได้

$$\text{Switch Utilization Ratio} = \frac{V_{o1} I_{o,\max}}{q V_T I_T} \quad (2.28)$$

Switch Utilization Ratio คือ ค่าพิคกิตของสวิตช์ในรูปแรงดันไฟฟ้ายอด

Maximum Switch Utilization Ratio คือ อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุด

$V_T$  คือ ค่าพิคกิตของสวิตช์ในรูปกระแสไฟฟ้ายอด

$I_T$  คือ รากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดัน-กระแสไฟฟ้านำออกที่ความถี่หลักมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{o1}I_{o,max}$  คือ ค่าสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่ใช้กำหนดพิกัดแรงดันของสวิตช์

$V_{d,max}$  คือ จำนวนสวิตช์ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์

การเปรียบเทียบอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์แบบต่างๆในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

### Push-pull Inverter

$$V_T = 2V_{d,max} \quad I_T = \sqrt{2} \frac{I_{o,max}}{n} \quad V_{o1,max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{d,max}}{n} \quad q=2 \quad (2.29)$$

$$\therefore \text{Maximum Switch Utilization Ratio} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$$

### Half bridge Inverter

$$V_T = 2V_{d,max} \quad I_T = \sqrt{2}I_{o,max} \quad V_{o1,max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{d,max}}{n} \quad q=2 \quad (2.30)$$

$$\therefore \text{Maximum Switch Utilization Ratio} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$$

### Full bridge Inverter

$$V_T = 2V_{d,max} \quad I_T = \sqrt{2}I_{o,max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{d,max} \quad q=4 \quad (2.31)$$

$$\therefore \text{Maximum Switch Utilization Ratio} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$$

แสดงว่าอัตราการใช้

ประโยชน์ของสวิตช์แต่ละอันมีลักษณะคล้ายกัน โดย

$$\therefore \text{Maximum Switch Utilization Ratio} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16$$

ในทางปฏิบัติค่าอัตราส่วนการใช้ประโยชน์สูงสุดจะมีค่าน้อยกว่า 0.16 เพื่อเหตุผลดังนี้

1. เพราะต้องออกแบบให้มีค่าความปลอดภัย โดยไม่ทำงานให้ถึงค่าสูงสุดและพิกัด

กระแสไฟฟ้าของสวิตช์

2. เพราะมีกระแสกระแสเพื่อมีผลกระทบต่ออัตราส่วนกระแสในการสวิตช์ ดังนั้นอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ได้ค่าสูงสุดตามทฤษฎี ใน สวิตช์ซึ่งพีดับเบิลยูเอ็ม เป็นค่า 0.125 ที่  $m_a = 1$  เปรียบเทียบโดยใช้ 0.16 ในอินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ตัวอย่างที่ 2.3 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์ แรงดันมีหลายค่าอยู่ระหว่าง 295-325 V แรงดันไฟฟ้าที่ต้องการมีเป็นค่าคงที่ ที่ 200 V และกระแสไฟฟ้าวางสูงสุดเป็น 10 A (rms) ให้คำนวณหาค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ ในอินเวอร์เตอร์ที่เป็นอุดมคติ

วิธีทำ  $V_T = V_{d,max} = 325V$

$$IT = \sqrt{2}I_o = \sqrt{2} \times 10 = 14.14$$

$$q = \text{จำนวนสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์} = 4$$

ค่าแรงดัน กระแส ออกสูงสุด ความถี่หลักมูล เป็น

$$V_{o1}I_{o,max} = 20 \times 10 = 2000VA$$

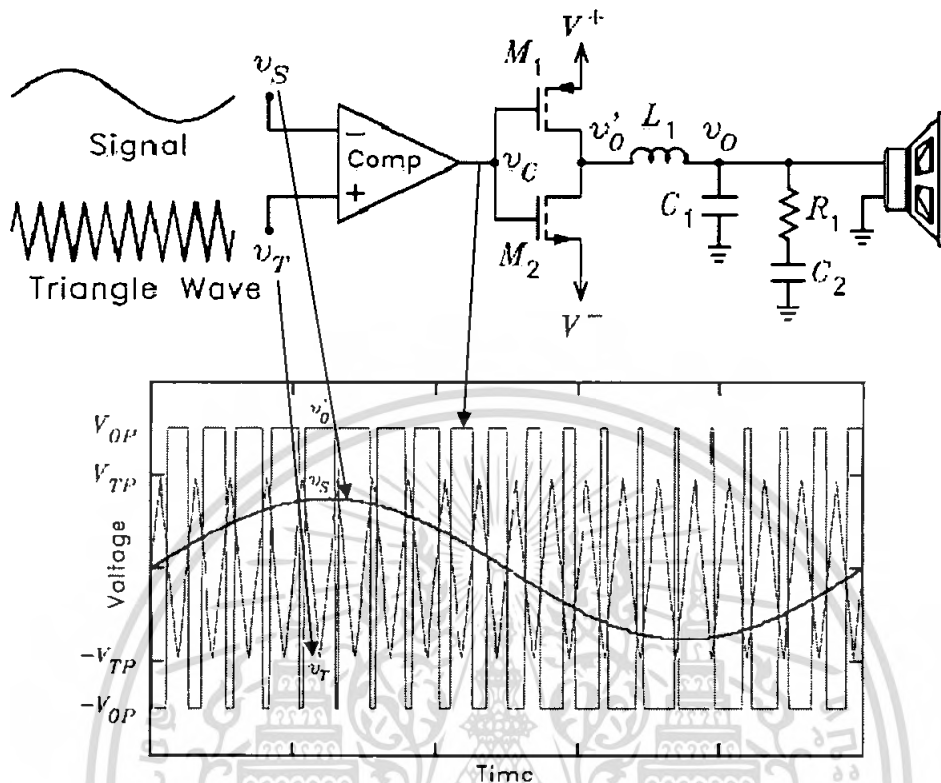
$$\text{Maximum Switch Utilization Ratio} = \frac{V_{o1}I_{o,max}}{qV_T I_T} = \frac{2000}{4 \times 325 \times 14.14} \approx 0.11$$

## 2.9 Class D Power Amplifiers [2]

การขยายเสียงส่วนใหญ่ในปัจจุบันจะนิยมใช้การขยายแบบคลาสเอบี เพราะเนื่องจากการออกแบบซึ่งรวมเอาข้อดีของคลาสเอและคลาสบีเข้าด้วยกันนั่นคือ การขยายแบบคลาสเอจะมีความผิดเพี้ยนต่ำ ส่วนในคลาสบีจะค่อนข้างมีกระแสไบอัสต่ำและมีข้อจำกัดอย่างหนึ่งคือค่าสูงสุดของกำลังด้านเอาต์พุตของการขยายเสียงชนิดนี้จะต้องลดความร้อนที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ สำหรับการขยายในคลาสเอบีจะมีกำลังวัตต์เล็กน้อยด้านเอาต์พุต ต้องการอุปกรณ์ในการระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งแสดงถึงราคาที่สูงขึ้นและอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นออกแบบการขยายเสียงในคลาสดีขึ้นเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องในส่วนดังกล่าว

รูปแบบการขยายคลาสดีจะสร้างขึ้นจาก Pulse Width Modulation (PWM) ที่มีรูปแบบเหมือนกับการปรับความเร็วมอเตอร์แต่จะนำมาประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับสัญญาณเสียง ซึ่งความก้าวหน้าในด้านสารกึ่งตัวนำกำลังพัฒนาขึ้น ที่จะเพิ่มความเร็วในการสวิตช์และเพิ่มกำลัง

สูงจากมอสเฟต เป็นวงจรทางดิจิทัลเพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพที่จะเพิ่มสูงขึ้นจากการขยายใน คลาสดี



รูปที่ 2.10 การควบคุมแบบ Pulse Width Modulation ในเครื่องขยายเสียงคลาสดี

จากไดอะแกรมลักษณะการขยายแบบคลาสดี โดยสัญญาณเสียงด้านอินพุตจะถูกเปรียบเทียบกับความถี่สามเหลี่ยม 250 kHz สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบจากสัญญาณเสียงและสัญญาณสามเหลี่ยมจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็น PWM และทำการจัดสัญญาณ PWM ให้เป็นลักษณะต่างเฟสเพื่อนำไปขับมอสเฟตทั้งสี่ตัวทางด้านเอาต์พุตแบบ Full Bridge จะเป็น PWM ที่ขยายจากมอสเฟต และเพื่อเปลี่ยนสถานะที่ 250 kHz โดยการป้อนเข้าทางด้านเอาต์พุตเป็นคลื่น PWM จะมีตัวกรองความถี่ต่ำกลับสัญญาณเป็นอนาล็อก เป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม

ถ้าเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการขยายเสียงระหว่างคลาสเอบีและคลาสดีจะเห็นว่าเมื่อทำการวัดสัญญาณเสียงจริงการขยายในคลาสเอบีจะมีประสิทธิภาพ 16 % ในขณะที่การขยายในคลาสดีมีประสิทธิภาพ 45 % จะเห็นได้ว่าน้อยมากเนื่องจากสัญญาณทดสอบเป็นสัญญาณเสียงจะถูกตัดไป 16 dB จากแพ็คเกจต่างๆ อีกโทนเสียงหนึ่งมีการขยายอีกครั้งสามารถมีมีประสิทธิภาพ 80 % ไปยังโหลดแต่อย่างไรก็ตาม ที่ระดับกำลังที่น้อยมากประสิทธิภาพจะลดลงเนื่องจากไปหักล้างกับกระแสแหล่งจ่ายของอุปกรณ์ และเกิดการสูญเสียในตัวกรองความถี่ด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

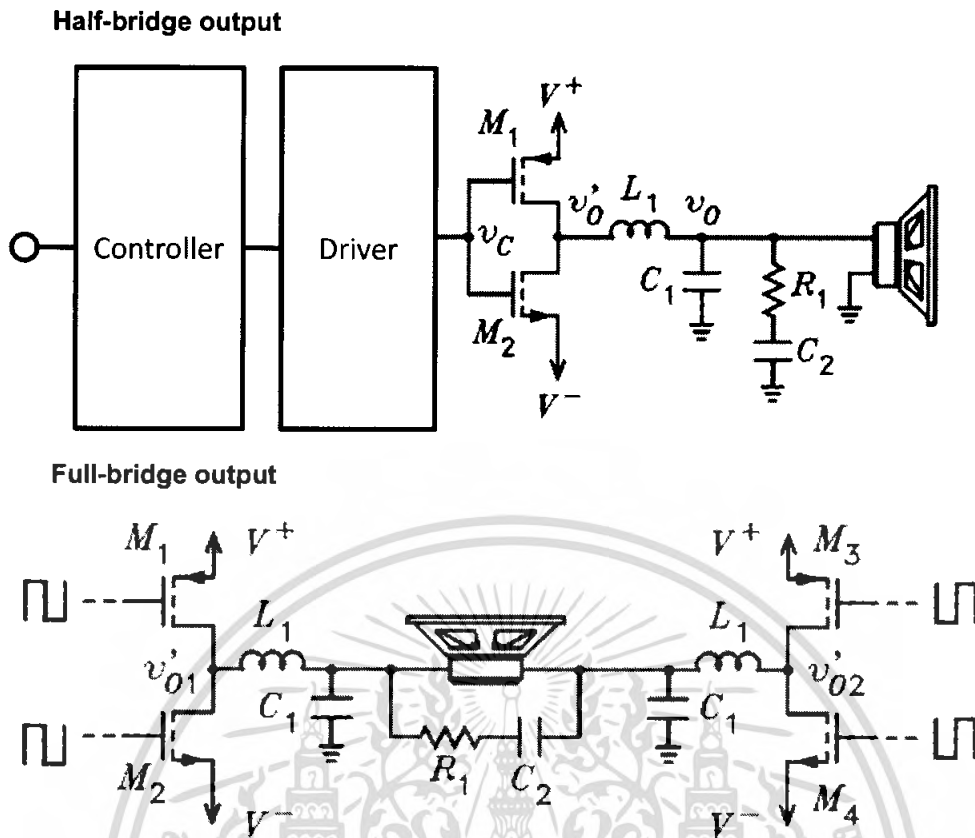
ตารางที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบการขยายในคลาสเอบีและคลาสดี

	Class D	Class AB
Efficiency	45 %	16 %
Peak Output Power	6.4 W	6.4 W
RMS Output Power	160 mW	160 mW
Crest Factor	16 dB	16 dB
Dissipated Power	210 mW	840 mW

การเพิ่มของประสิทธิภาพที่สูง ระยะเวลาการใช้งานของแบตเตอรี่ในระบบนี้ อุณหภูมิจะเป็นตัวจำกัดประสิทธิภาพที่สูงให้ลดลง ความต้องการขนาดของตัวระบายความร้อนก็จะเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของกำลังด้านเอาต์พุตสามารถทำได้ การขยายแบบคลาสดีมีการสูญเสียสองส่วนคือการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตชิง และการสูญเสียที่ตีชีเนื่องจาก  $t_{on}$  ในแต่ละช่วงเวลาด้านอินพุต ทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนสถานะมีพลังงานสูญเสียบางชนิดที่ทรานซิสเตอร์คือ สวิตชิ่งออนและออฟ ขณะทดลองสามารถวัดขนาดของช่วงเวลาขาขึ้น และช่วงเวลาขาลงมีขนาดที่ต่ำ ซึ่งระดับที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กแทรกแซง(EMI) จะเกิดการรบกวน ช่วงเวลาขาขึ้นและช่วงเวลาขาลงแบบทันทีทันใด เป็นสาเหตุให้เพิ่มการสูญเสียเนื่องจากการสลับกันทำงานอย่างรวดเร็ว คุณสมบัติของมอสเฟตในการต่อใช้งานแบบ

พูลบริดจ์จะเกิดการผิดเพี้ยนน้อยที่สุด แต่การสวิตชิงที่ความถี่สูงกว่า จะทำให้ประสิทธิภาพลดลง นอกจากนี้การสูญเสียจะเกิดจากแหล่งจ่ายจะถูกเก็บประจุ และการสวิตชิงของทรานซิสเตอร์ ประสิทธิภาพของการขยายเสียงในคลาสเอบีและคลาสดีนั้น จะขึ้นอยู่กับความคงทนของโหลดความต้านทาน การใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่สูงกับลำโพงที่มีอิมพีแดนซ์สูง จะส่งผลให้กับกำลังเอาต์พุตทำให้เกิดประสิทธิภาพที่สูงกว่าแหล่งจ่ายแรงดันต่ำกับลำโพงที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่า การขยายในคลาสเอบีจะค่อนข้างไม่มีประสิทธิภาพ การขยายเสียงมีกำลังน้อยทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำ ดังนั้นเมื่อต้องการกำลังสูงๆ ก็จะเป็นลักษณะการขยายแบบคลาสดีที่จะมีประสิทธิภาพปกติสูงมากกว่า 90% หมายถึงว่า มากกว่า 90% ของกำลังที่ถูกส่งไปขยายจากแหล่งจ่าย ถูกเปลี่ยนไปยังโหลด และมีการเปลี่ยนแปลงเป็นความร้อนแค่ 10% ซึ่งแสดงว่าต้นทุนค่าใช้จ่ายเรื่องระบายความร้อนจะลดลง



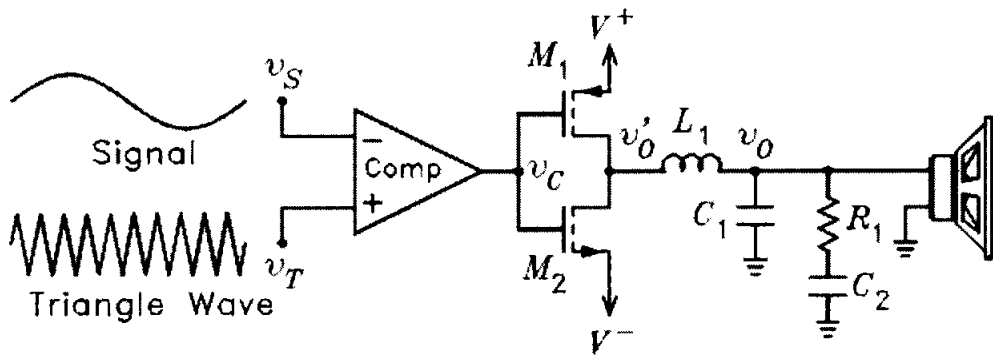
รูปที่ 2.11 Class D Amplifiers

Class D Amplifiers จะมีการควบคุมเอาต์พุตคล้ายคลึงกับที่พบในระบบควบคุม เซอร์โวมอเตอร์กับสปีดเกอร์ที่ใช้บริเวณมอเตอร์ เทคนิคการควบคุมแบบ Pulse width modulation จะใช้ควบคุมกำลังที่ส่งไปยัง สปีดเกอร์ ในขณะที่วัฏจักรของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ระหว่างโหมดฟูลออนและฟูลออฟ จะมีอัตราการใช้สวิทซ์ที่สูง

ตารางที่ 2.3 เปรียบเทียบลักษณะของแอมพลิไฟเออร์แต่ละคลาส [3]

ชนิดของแอมพลิไฟเออร์	ข้อดี	ข้อเสีย
Class A	<ul style="list-style-type: none"> <li>- คุณภาพเสียงดี</li> <li>- ค่าความเพี้ยนต่ำ</li> <li>- เสียงรบกวนน้อย</li> <li>- ลดการสวิตชิง</li> <li>- มีความเป็นลิเนียร์สูง</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ความร้อนที่เกิดขึ้นมีค่าสูง</li> <li>- ประสิทธิภาพจึงต่ำ</li> <li>- เกิดปัญหาการอิมิตัวของทรานซิสเตอร์ เมื่อสัญญาณอินพุตแรงเกินไป</li> <li>- อัตราขยายของวงจรมีค่าต่ำ</li> </ul>
Class B	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีประสิทธิภาพสูง</li> <li>- เนื่องจากใช้วงจรขยายแบบ Push-Pull</li> <li>- ความร้อนที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ</li> <li>- สามารถขยายสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ได้</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ความเพี้ยนสูงมาก เสียงจึงไม่มีคุณภาพ</li> <li>- ช่วงสลับการทำงานของทรานซิสเตอร์ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนเรียกว่า cross over distortion</li> </ul>
Class AB	<ul style="list-style-type: none"> <li>- กำลังขับที่ได้มีค่าสูง</li> <li>- ความร้อนที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ</li> <li>- คุณภาพเสียงที่ค่อนข้างดี แต่จะไม่เท่าคลาส A</li> <li>- นิยมมากที่สุดในปัจจุบัน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ประสิทธิภาพน้อยกว่า Class B เนื่องจากต้องใช้กระแสมากกว่า class B</li> </ul>
Class C	<ul style="list-style-type: none"> <li>- สามารถป้อนสัญญาณอินพุตที่มีความแรงได้จึงเหมาะต่อการให้กำลังวัตต์สูงๆ</li> <li>- มีประสิทธิภาพสูงที่สุด</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- ความเพี้ยนสูงมากเนื่องจากขยายได้เพียงปลายคลื่นของสัญญาณเฟสเดียว</li> <li>- เสียงไม่เหมาะในการฟัง</li> <li>- ใช้ในระบบออดิโอไม่ได้ เนื่องจากมีลักษณะเป็นนอนลิเนียร์</li> </ul>
Class D	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีประสิทธิภาพสูงมากกว่า 90 %</li> <li>- อุปกรณ์ระบายความร้อนมีขนาดเล็ก</li> <li>- เครื่องขยายเสียงมีกำลังที่สูง</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มักจะจำกัดการทำงานที่ความถี่ค่อนข้างต่ำ</li> <li>- ความสูญเสียส่วนหนึ่งที่เกิดขึ้นเกิดจากการสวิตชิงและการสูญเสียที่ดีซี</li> </ul>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรการทำงานของการขยายเสียงคลาสดี

## 2.10 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) [4]

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตที่มีค่าต่ำ มีความสามารถเป็นสวิตช์ที่มีความเร็วสูงและเวลาการสวิตช์ต่ำอยู่ในระดับนาโนวินาที ทำให้ถูกนำมาใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากขึ้น และมีแนวโน้มที่จะเข้ามาแทนทรานซิสเตอร์ ด้วยความแตกต่างทางฟิสิกส์และโครงสร้างทำให้มอสเฟตไม่มีปัญหาในเรื่องของปรากฏการพังทลายแบบที่สอง (Secondary breakdown) เหมือนทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตยังมีจุดอ่อนในเรื่องที่เกี่ยวกับไฟฟ้าสถิต การเก็บรักษา และมอสเฟตกำลังที่มีขายในท้องตลาดยังมีอัตราทนกำลังที่ต่ำอยู่เมื่อเทียบกับอุปกรณ์สวิตช์ประเภทอื่นๆ แต่มีแนวโน้มที่จะได้รับการพัฒนาขึ้น

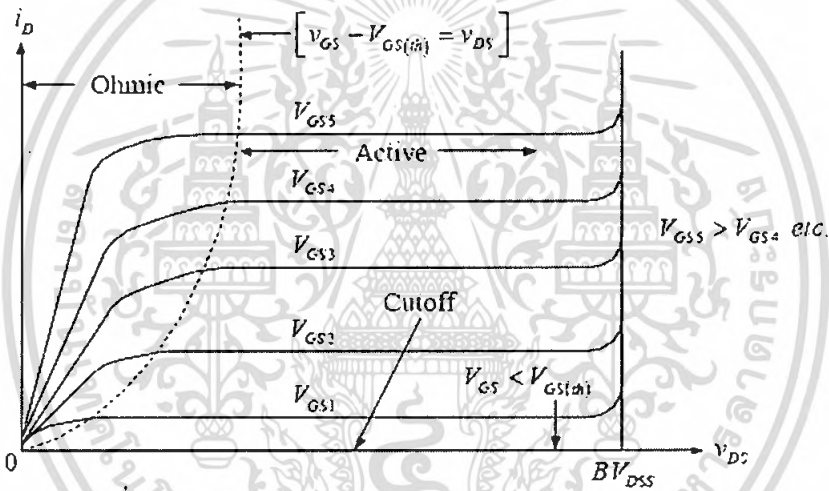
### 2.10.1 คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ 3 ขาเช่นเดียวกับอุปกรณ์สวิตช์ประเภทอื่น โดยมีขาเกตเป็นขาควบคุม กระแสที่ขั้วเอมิเตอร์และขอส ขั้วขอสเป็นขั้วร่วม (Common) ระหว่างอินพุตและเอมิเตอร์ของมอสเฟต คุณสมบัติสมบัติทั้งเอมิเตอร์ กระแสเดรน  $I_D$  จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันระหว่างเดรนและขอส  $V_{DS}$  กับแรงดันที่เกตกับขอส  $V_{GS}$  ดังแสดงในภาพที่ 2.12 เป็นมอสเฟตแบบ N-Channel ส่วนแบบ P-Channel จะมีลักษณะสมบัติทางเอมิเตอร์เช่นเดียวกันแต่จะมีแรงดันและกระแสที่ตรงข้ามดังนั้นลักษณะสมบัติก็จะอยู่ในควอดแรนท์ที่สามของระนาบ  $I_D - V_{DS}$  ในการประยุกต์ใช้งานมอสเฟตในลักษณะของสวิตช์เพื่อควบคุมกำลังที่จะจ่ายให้กับโหลด ซึ่งมอสเฟตจะทำงานที่มีคุณสมบัติในย่านคัตออฟ (cut off region) ผ่านย่านแอคทีฟ (active region) และย่านเชิงเส้น (ohmic region) มอสเฟตจะทำงานอยู่ในลักษณะคัตออฟเมื่อแรงดันระหว่างขาเกตและขอสต่ำกว่าแรงดันเทรชโฮล  $V_{GS(th)}$  ซึ่งปกติมอสเฟตกำลังโดยทั่วไปจะมีค่าไม่มากนัก ซึ่งจะให้ลักษณะเหมือนเปิดวงจรทำให้แรงดันที่เดรนและขอสมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายซึ่งการใช้งานแรงดันที่คร่อมที่เดรนและขอสต้องมีค่าไม่เกินค่าแรงดันพังทลาย  $BV_{DSS}$  และมีค่ากำลังไฟฟ้าไม่เกินกว่าที่พิกัดจะทนได้ เพราะถ้าเกินจะทำให้มอสเฟตเกิดความเสียหายเมื่อแรงดันที่เกตและขอส มีค่าที่มากพอที่จะให้การทำงานมอสเฟตอยู่ในย่านเชิงเส้น ในขณะที่

แรงดันระหว่างเกตกับซอสมีค่าต่ำ ในย่านนี้จะมีค่ากำลังไฟฟ้าเกิดขึ้นที่มอสเฟตค่อนข้างมาก โดยมอสเฟตจะทำงานในย่านนี้เมื่อ  $V_{GS} - V_{GS(th)} > V_{DS}$  ในย่านแอคทีฟ กระแสเดรนจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันระหว่างขาเกตและซอส แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างเกตและซอส ซึ่งอาจกล่าวได้ว่ากระแสนี้มีค่าในตัวในย่านนี้ ค่าของกระแสเดรนสามารถหาค่าโดยประมาณได้จากสมการที่ (2.32)

$$I_D = K[V_{GS} - V_{GS(th)}]^2 \quad (2.32)$$

โดยค่า K เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณลักษณะโครงสร้างของมอสเฟต ที่ช่วงต่อระหว่าง ย่านเชิงเส้นกับย่านแอคทีฟค่าของ  $V_{GS} - V_{GS(th)} = V_{DS}$  ให้กระแสเดรนเท่ากับ  $I_D = KV_{DS}^2$  ซึ่งแสดงเป็นเส้นดั่งในภาพที่ 2.12 ซึ่งมอสเฟตกำลังมักจะพิจารณาการทำงานมอสเฟตในลักษณะสวิตช์ ซึ่งจะควบคุมแรงดันระหว่างเกตและซอสเมื่อเทียบกับค่า  $V_{GS(DS)}$  ซึ่งเปรียบได้กับย่านคัตออฟกับย่านแอคทีฟ



รูปที่ 2.13 กราฟลักษณะสมบัติของกระแสและแรงดัน

### 2.10.2 ข้อจำกัดการทำงานและพื้นที่การทำงาน

1. แรงดันพังทลาย (Voltage Breakdown) มอสเฟตมีอัตราทนแรงดันอยู่สองค่า คือค่าที่ใช้ได้ไม่เกินค่าแรกเป็นค่าของแรงดัน  $V_{GS(max)}$  ค่าที่สองเป็นค่า  $BV_{DS(max)}$  ค่าแรงดันที่ยอมได้สูงสุดระหว่างเกตและซอส  $V_{GS(max)}$  เป็นผลมาจากที่เกตออกไซด์จะพังทลายได้จากสนามไฟฟ้าขนาดใหญ่ซึ่งโดยทั่วไปการพังทลายของสาร  $SiO_2$  จะมีค่าสนามไฟฟ้าประมาณ 5 – 10 ล้าน V/cm ดังนั้นถ้าเกตออกไซด์มีความหนา 1000 Å จะสามารถทนแรงดันระหว่างเกตและซอสได้ประมาณ 50 – 100 โวลต์ โดยปกติค่าโดยทั่วไปของ  $V_{GS(max)}$  จะอยู่ระหว่าง 20 – 30 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากคู่มือที่แสดงค่าที่ปลอดภัยในการใช้งานที่เมื่อเอาไว้ป้องกันการพังทลายอย่างถาวรของเกตออกไซด์ในอุปกรณ์ สิ่งที่ต้องระวังอีกอย่างคือ ผลของไฟฟ้าสถิตที่เกิดขึ้นที่เกต

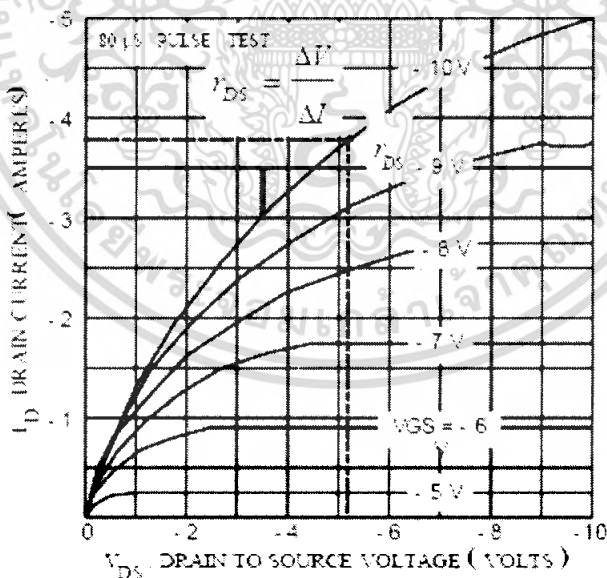
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกไซด์จากการประมาท ทำให้เกิดออกไซด์นั้นเกิดการแตก และด้วยการต่อซีเนอร์ไดโอดสองตัวอนุกรมกันแบบกลับขั้วต่อคร่อมที่ขาเกตและซอสโดยที่ค่าแรงดันซีเนอร์จะต้องน้อยกว่าค่าของ  $V_{GS(max)}$  แรงดันสูงสุดที่ยอมได้ที่ขาเดรนกับซอส  $BV_{DS(max)}$  เป็นค่าแรงดันขนาดใหญ่ของมอสเฟตที่ไม่ทำให้รอยต่อ PN ที่ขาเดรนนั้นเกิดการเสียหายค่าแรงดันพังทลายค่ามากนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างมอสเฟตในส่วนของความยาวของแถบกระจายสารและการโด๊ป ดังนั้นการใช้งานจะต้องระวังค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอสไม่เกินอัตราพิกัดนี้ ตามข้อมูลแต่ละตัวของมอสเฟต

2. ค่าสูญเสียขณะนำกระแส เมื่อมอสเฟตมีสภาวะนำกระแส จะเกิดกำลังสูญเสียขึ้นที่มอสเฟตอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานขณะนำกระแสของมอสเฟตโดยหาได้จากสมการ

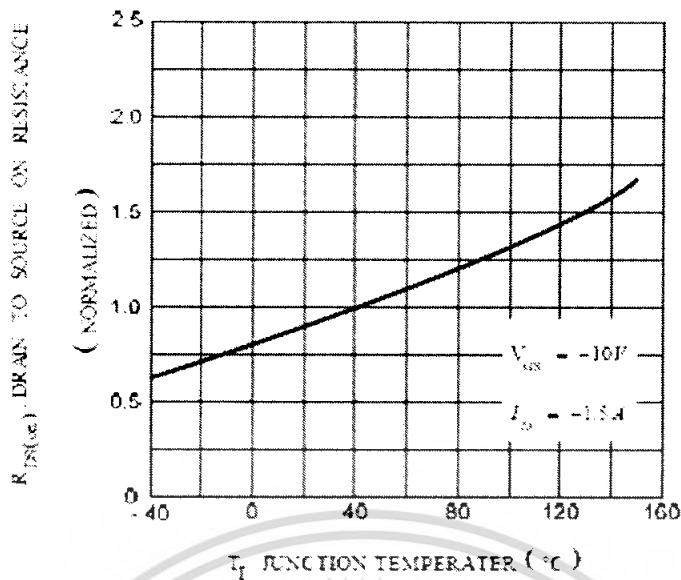
$$P_{(o)} = I_o^2 \times r_{DS(on)} \quad (2.33)$$

ค่าความต้านทานสถิตระหว่างเดรนและซอสมีค่าเท่ากับ  $\frac{V_{DS}}{I_D}$  ในแต่ละจุด (ส่วน  $r_{DS}$  เป็นค่าความต้านทานไดนามิกขณะนำกระแส  $\frac{V_{DS}}{I_D}$  ที่แต่ละจุด) ค่าของ  $r_{DS}$  นั้นมีส่วนประกอบอยู่สองอย่าง คือ ความต้านทานที่ขนานกับความต้านทานที่ขึ้นของสารกึ่งตัวนำ ค่าความต้านทานที่เกิดจากขนานนั้นสามารถเกี่ยวข้องกับแรงดันเกตกับซอสที่สั่งให้นำกระแส โดยที่จะมีค่าลดลงได้โดยการเพิ่มแรงดัน  $V_{GS}$  แต่ต้องไม่เกินค่าที่กำหนดไว้



รูปที่ 2.14 กราฟความต้านทานสถิตระหว่างเดรนและซอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

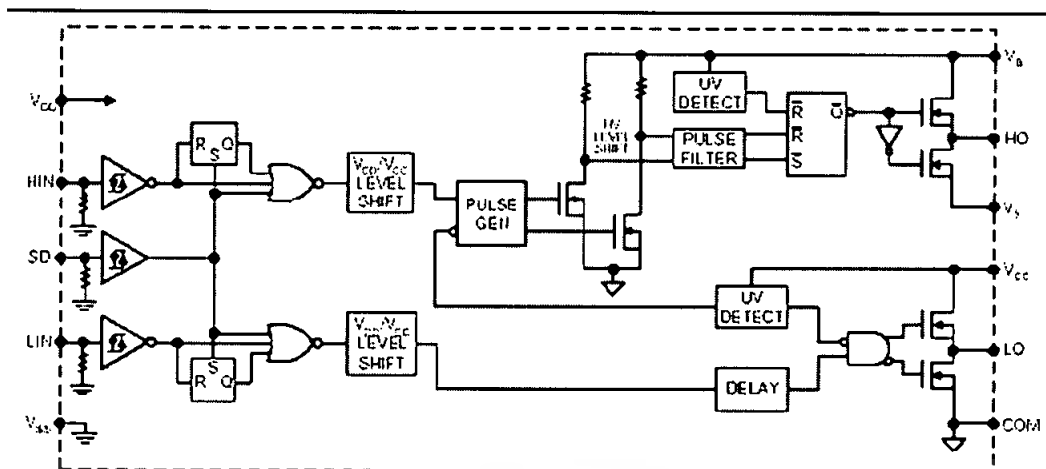


รูปที่ 2.15 กราฟสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของมอสเฟต

ค่าความต้านทานขณะนำกระแส นั้น จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่ตัวมอสเฟตตั้งรูปที่ 2.14 ด้วยค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิที่เป็นบวก จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าลดลงที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น

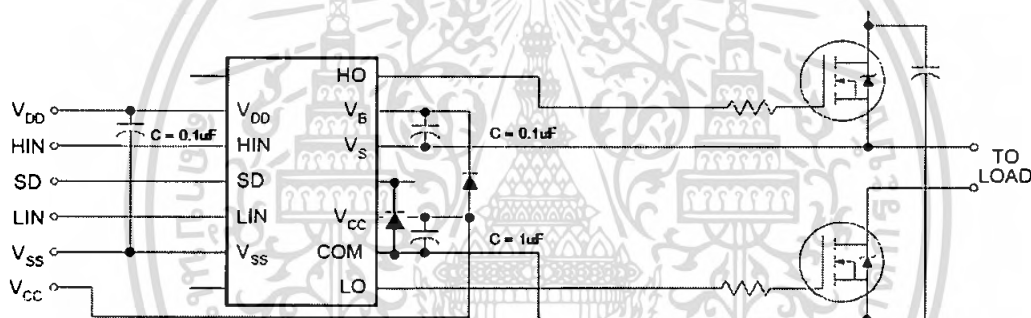
## 2.11 วงจรขับเกต (Gate Driver) [4]

ในการขับเกตมอสเฟตนั้นเลือกใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้ในงานขับเกตมอสเฟตที่ต่อวงจร โดยเฉพาะสำหรับไอซีเบอร์ IR2110 จะใช้สำหรับการออกแบบวงจรขับของมอสเฟตได้ทั้งด้านบวก (High-side Switch) และด้านลบ (Low-side Switch) เนื่องจากในอินเวอร์เตอร์มีมอสเฟตกำลังสองกิ่ง แต่ละกิ่งทำการสวิตช์มอสเฟตกำลังแต่ละเฟสในการออกแบบการควบคุมด้วยไอซี IR2110 จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อรักษาระดับแรงดันขณะมอสเฟตทำงาน ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่มีความเร็ว ในการเก็บและคายประจุสูง เช่นเดียวกับไดโอดที่ต้องใช้ไดโอดชนิด MUR ซึ่งทำงานได้เร็ว ระหว่างสัญญาณของวงจรขับก่อนส่งไปขับมอสเฟตกำลัง มีการต่อความต้านทานที่มีค่าสูงๆ เพื่อลดสัญญาณรบกวน หลักการทำงานของ IR2110 นั้นอธิบายจากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2.15 จากบล็อกไดอะแกรม IR2110 ทางด้านอินพุตจะรับสัญญาณแล้วผ่านวงจรมิดด์ทริกเกอร์ เพื่อให้สัญญาณเกิดความแน่นอนมากขึ้น ส่วนทางด้านเอาต์พุต ใช้มอสเฟตต่อเป็นลักษณะพุช-พูล



รูปที่ 2.16 วงจรภายในของ IR2110

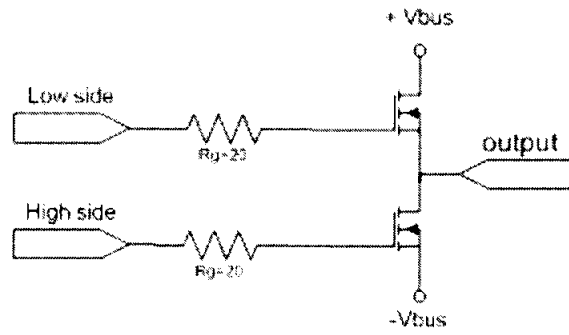
วงจรขับมอสเฟดกำลังตัวล่าง เป็นการทํางานแบบธรรมดาทั่วไป และวงจรขับมอสเฟดกำลังตัวบนจะใช้เทคนิคการยกระดับแรงดัน



รูปที่ 2.17 ลักษณะการต่อใช้งานในการขับมอสเฟด

2.12 วงจร 2 CHOPPER MOSFET [4]

วงจรชอปเปอร์นี้ใช้ มอสเฟดกำลัง 2 ตัว ในการทำงานโดยจะสลับกันทํางานโดยมีวงจรหน่วงเวลาเป็นตัวกำหนดให้ทํางานช่วงเวลาที่แตกต่างกัน โดยใช้  $R_C$  เป็นตัวกำหนดเวลาการอัดประจุและคายประจุของมอสเฟดกำลัง ซึ่งจะใช้ค่าความต้านทานต่ำประมาณ  $10-30 \Omega$  ในการเลือกขนาดมอสเฟดกำลัง จะพิจารณา  $U_{DS(max)}$ ,  $R_{D(on)}$ ,  $I_{D(max)}$ , ความเร็วในการสวิตช์



รูปที่ 2.18 วงจรซอปเปอร์โดยใช้มอสเฟตชนิดเอ็น

การหาขนาดของมอสเฟตกำลังสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$U_{DS} = 1.1 \times U_s \times K \quad (2.34)$$

$U_s$  = แรงดันสูงสุดของแหล่งจ่าย

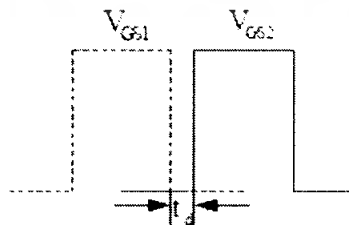
$K$  = คือ Safety factor ( $k = 1.5-2.5$ )

การเลือกขนาด  $R_G$

$R_G$  ทำหน้าที่ลดระดับการออสซิลเลชันของสัญญาณขับเคลื่อน โดยเลือกใช้ค่า  $20\Omega$  0.5 W ถ้าเลือกใช้ค่าความต้านทานมากเกินไป จะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานช้าลง ถ้าค่าน้อยเกินไปจะทำให้เกิดกระแสโอเวอร์ชู้ต

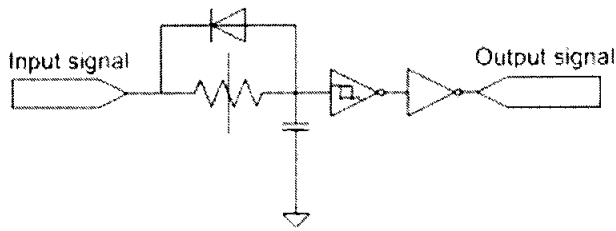
### 2.13 วงจรสร้างเดดไทม์ [4]

เนื่องจากสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง ทั้งสองนั้นจะต้องไม่ให้ทำงานพร้อมกันโดยจะต้องสลับกันทำงานตัวละครึ่ง หรือสัญญาณที่ได้จากวงจร PWM ซึ่งจะมีเวลาห่างกันเรียกว่า dead time ( $t_d$ ) วงจรสร้างเดดไทม์นี้ จะใช้ป้องกันการลัดวงจรของมอสเฟตกำลังภายในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตชิงไม่สามารถเปลี่ยนสถานะในทันทีทันใดได้ ทำให้ต้องคำนึงถึงเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) โดยสร้างเดดไทม์ให้มีความเหมาะสมกับมอสเฟตที่นำมาสวิตชิง และป้องกันไม่ให้มอสเฟตเสียหาย พิจารณาจากรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 แสดงการหน่วงเวลาระหว่างสัญญาณเกิดตัวที่ 1 และตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

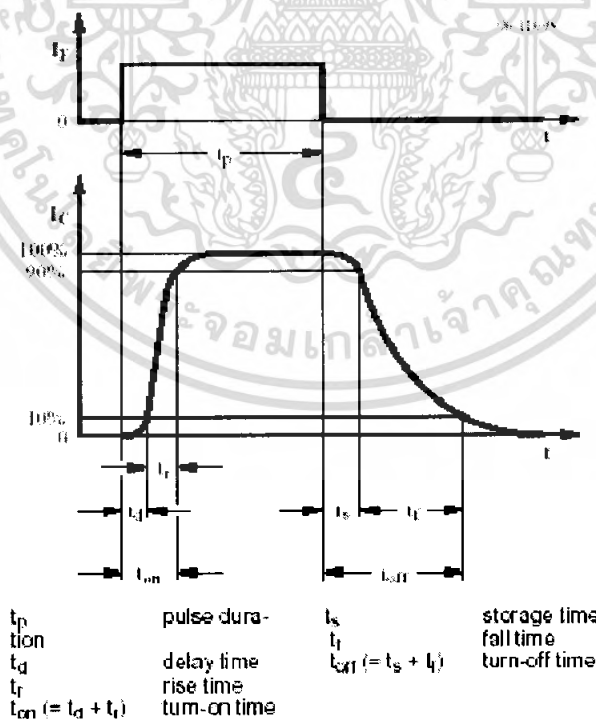


รูปที่ 2.20 วงจรหน่วงเวลา

การสร้างระยะเวลา  $t_d$  สามารถสร้างได้จากหน่วงเวลาดังภาพที่ 2.19 ในโครงงานนี้ได้กำหนด  $t_d$  ของตัวบนและตัวล่างไว้ที่ 100 ns โดยทำการกำหนดค่า  $C=500$  pF จะเห็นว่าค่าของ  $R$  และ  $C$  จะเป็นตัวกำหนดเวลาในการเก็บประจุทำให้เกิดความชัน และเกิดอินเวอร์เตอร์ จะทำการปรับรูปสัญญาณให้เป็นพัลส์อีกครั้งเมื่อผ่านเกต

#### 2.14 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO Coupler) [4]

ออปโตคัปเปิลเลอร์ เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถแยกวงจรออกจากกันทางไฟฟ้าได้ โดยอาศัยหลักการเชื่อมโยงทางแสง ภายใน ออปโตคัปเปิลเลอร์จะประกอบด้วย ไดโอดเปล่งแสง LED และตัวรับแสง ในที่นี้คือ โฟโตทรานซิสเตอร์ ได้แก่ เบอร์ TLP250 ในการประยุกต์ใช้งาน ออปโตคัปเปิลเลอร์กับวงจรสวิตซ์ เช่น วงจรติจิดอล จะมีพารามิเตอร์ที่ใช้ บ่งบอกความเร็วในการทำงานของออปโตคัปเปิลเลอร์ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.21



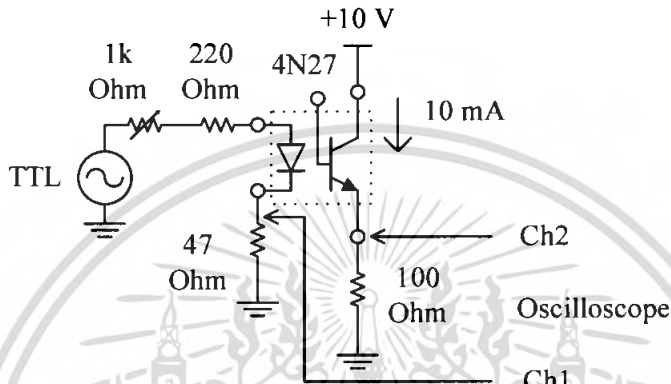
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นในการสวิตซ์ของออปโตคัปเปิลเลอร์โดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $I_f$  คือกระแสที่ไหลผ่านของ LED และ  $I_C$  คือกระแสคอลเลคเตอร์ของโฟโตทรานซิสเตอร์ ภายในตัวออปโตคัปเปิลอร์ตามลำดับ

### 2.14.1 การทำงานแบบไม่อิมิตัว

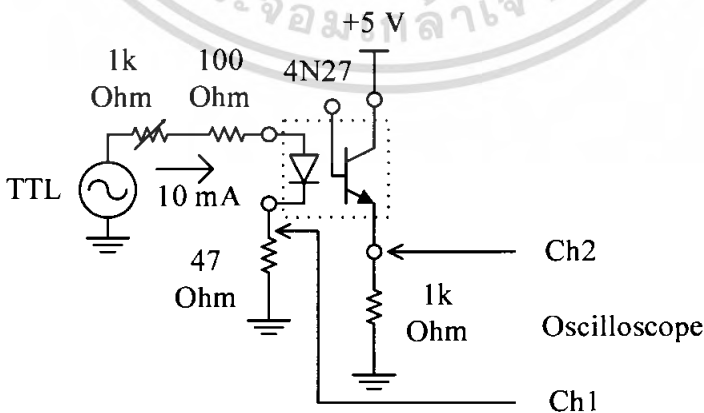
รูปที่ 2 เป็นวงจรที่ใช้ทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์แบบไม่อิมิตัวของออปโตคัปเปิลอร์ ซึ่ง ตัวต้านทานโหลด  $R_L$  ที่ต่ออยู่กับขาอิมิตเตอร์ของโฟโตทรานซิสเตอร์จะมีค่าต่ำ ( $100\Omega$ ) แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าสูงประมาณ 10 โวลต์ ปรับให้ค่ากระแสคอลเลคเตอร์มีค่าประมาณ 10 mA



รูปที่ 2.22 วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบไม่อิมิตัว

### 2.14.2 การทำงานแบบอิมิตัว

รูปที่ 2.22 เป็นวงจรที่ใช้ทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์แบบอิมิตัวของออปโตคัปเปิลอร์ ซึ่ง ตัวต้านทานโหลด  $R_L$  จะมีค่าสูงประมาณ  $1\text{ k}\Omega$  เมื่อกระแสไหลผ่าน LED มีค่าสูงประมาณ 10 มิลลิแอมป์และใช้ไฟเลี้ยงต่ำเพียง 5 โวลต์จะทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัว

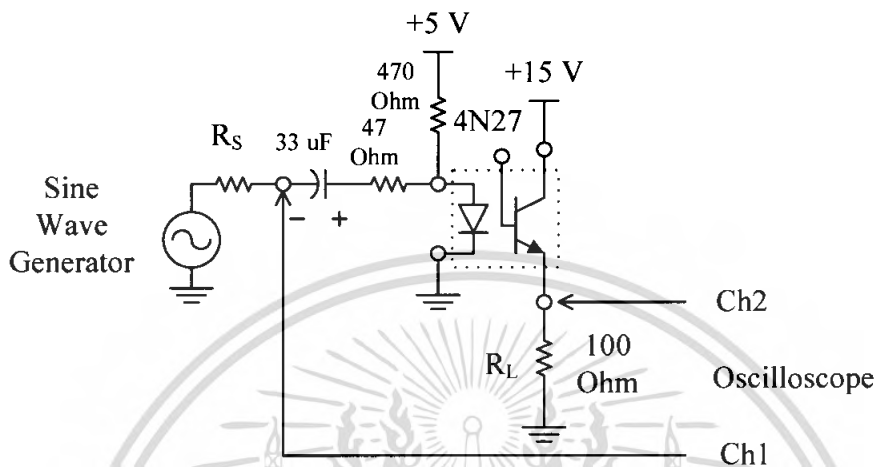


รูปที่ 2.23 วงจรทดสอบการทำงานในโหมดพัลส์ของออปโตคัปเปิลอร์แบบอิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.14.3 การตอบสนองความถี่

ในการพิจารณาคุณลักษณะในการสวิตช์ของออปโตคัปเปลอร์นั้น ยังมีสัมพันธ์กับการตอบสนองความถี่ของตัวออปโตคัปเปลอร์ด้วย ดังจะสามารถทดสอบด้วยวงจรในรูปที่ 2.24 ซึ่งใช้สัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณทดสอบ



รูปที่ 2.24 วงจรทดสอบการตอบสนองความถี่ของออปโตคัปเปลอร์

สำหรับในโครงการนี้จะใช้ออปโตคัปเปลอร์เป็นส่วนแยกกันทางไฟฟ้า (Electrical Isolation) ของวงจรควบคุมและวงจรขับเคลื่อน ใช้การแยกกราวด์ ซึ่งออปโตคัปเปลอร์ที่ใช้จะใช้อิซีเบอร์ TLP 250 ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูง รับสัญญาณต่อมาจากวงจรเดโมการแยกกราวด์มีความจำเป็นอย่างยิ่ง เพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันระหว่างวงจรควบคุมและวงจรขับเคลื่อนทำให้ระบบมีความปลอดภัยต่อวงจรควบคุมต่อการเกิดข้อบกพร่องในวงจรกำลัง เมื่อสัญญาณป้อนเข้ามาที่ออปโตคัปเปลอร์ โดยมีตัวต้านทานจำกัดกระแสก่อนเข้าอิซีกระแสที่ไหลเข้าออปโตคัปเปลอร์จะไบอัส LED ที่อยู่ในตามสัญญาณที่ป้อนเข้าไปเมื่อ LED ติดไฟโตทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในเกิดการนำกระแสออกเป็นสัญญาณขาออกและเข้าอิซี IR2110 ต่อไป

## แหล่งข้อมูลอ้างอิง

- [1]. N.Mohan, T.Underland and W.Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 3<sup>rd</sup> edition, 2003
- [2]. ธนวัฒน์ นาวีเสถียร และ วิวัฒน์ ยอดภีระ "เครื่องขยายเสียงแบบเอชบริดจ์คลาสดี", ปรินญา นิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [3]. Machine Design, ELECTRONICS. "Digital dose Analog"  
Available://www.machinedesign.com
- [4]. <http://www.te.kmitnb.ac.th/~msn/classdproject.pdf>

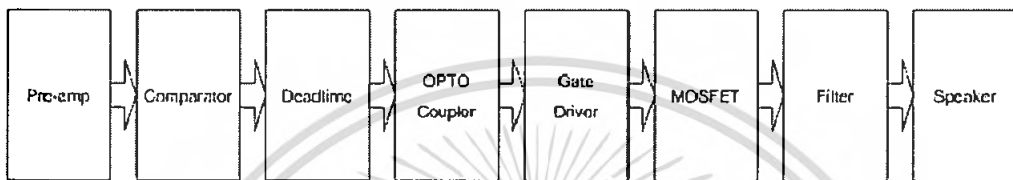


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี

ในการออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี อาศัยหลักการคล้ายกับอินเวอร์เตอร์ คือ การนำเอาสัญญาณไซน์มา เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อสร้างเป็นสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม แยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุม และวงจรขับด้วยออปโตคัปเปิลอร์ ส่งสัญญาณออกไปยังไอซีขับเกด เพื่อนำไปขับมอสเฟต ก่อนที่จะนำแรงดันจากการสวิตช์ที่มอสเฟตไปขับโหลด จะต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อจะได้สัญญาณไซน์ไปขับลำโพง

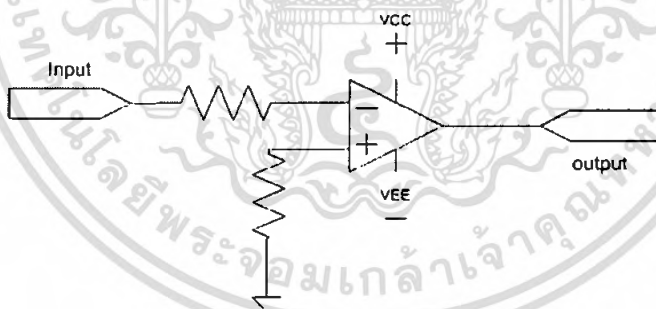


รูปที่ 3.1 Block Diagram ของเครื่องขยายเสียงคลาสดี

#### 3.1 ภาคของการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

##### 3.1.1 การพรีแอมป์สัญญาณ

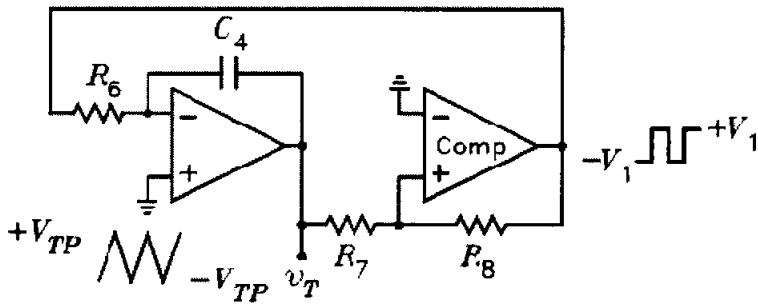
สัญญาณเสียงอินพุต ก่อนที่จะนำไปเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม จะต้องทำการขยายสัญญาณก่อน โดยการใช้ออปแอมป์ เพื่อให้ได้แอมพลิจูดประมาณ 1-1.5 โวลต์



รูปที่ 3.2 วงจรพรีแอมป์

##### 3.1.2 การสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

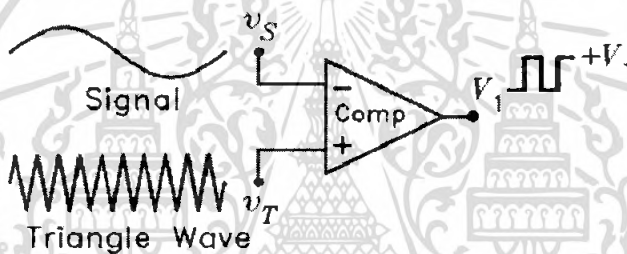
ต้องวงจรดังรูปที่ 3.3 เพื่อสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม แอมพลิจูดประมาณ 2 โวลต์ ความถี่ประมาณ 100 kHz สำหรับแบบไบโพลาร์ และ 200 kHz สำหรับยูนิโพลาร์



รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

### 3.1.3 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

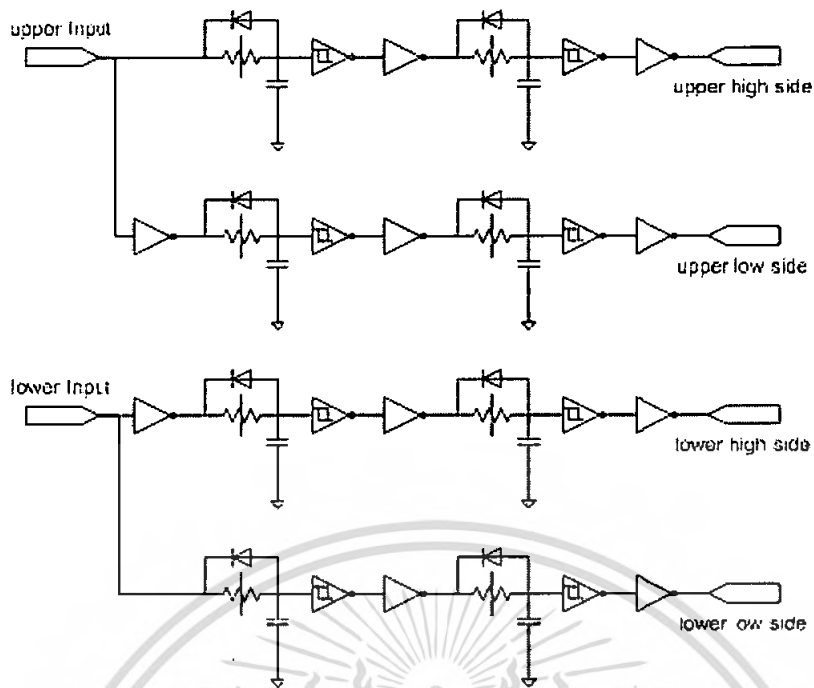
การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม จะใช้คอมพาราเตอร์ LM339 โดยการรับอินพุตด้านลบเป็นไซน์ ด้านบวกเป็นสามเหลี่ยม มาเทียบสัญญาณกัน จะได้สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มค่ามอดดูเลชันอินเทกซ์ ประมาณ 0.2 ถึง 0.2



รูปที่ 3.4 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

### 3.1.4 วงจรเดดไทม์

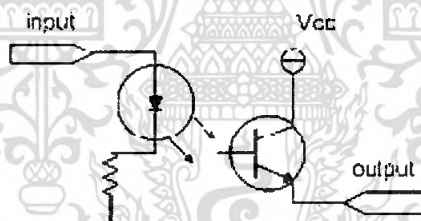
วงจรเดดไทม์ต่อดังรูปที่ 3.5 ปรับเดดไทม์ให้มากกว่าค่า  $T_{rr_{max}}$  ของตัวมอสเฟต ตัวมอสเฟตที่ใช้มีค่า  $T_{rr_{max}} = 86 \text{ ns}$  จึงปรับเดดไทม์ให้ได้ประมาณ 100 ns



รูปที่ 3.5 วงจรเดดไทม์

### 3.1.5 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO Coupler)

ใช้แยกสัญญาณควบคุมและวงจรขับออกจากกัน

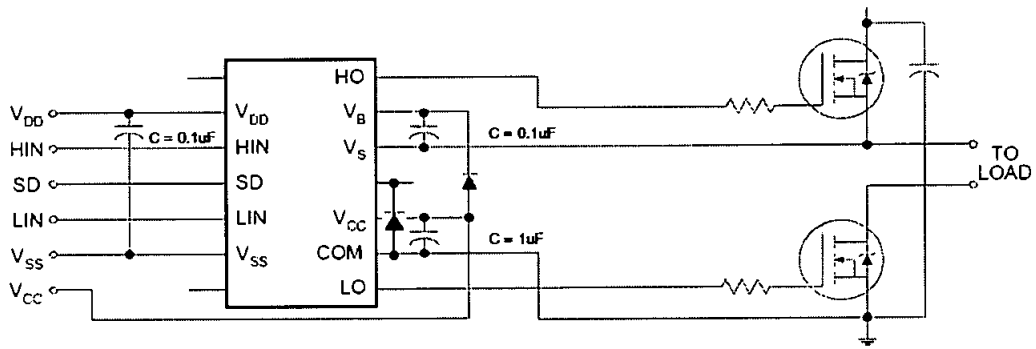


รูปที่ 3.6 ออปโตคัปเปิลเลอร์

## 3.2 วงจรขับ

### 3.2.1 ไอซีขับเกต IR2110

ขาเกตของมอสเฟต มีการทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุ คือ จะมีการสะสมและคายประจุ โดยทั่วไปจะมีค่าความจุประมาณ 2 nF และจะทำให้การควบคุมฝั่ง high side และ low side แยกอิสระออกจากกัน จะใช้ไอซีขับเกตหนึ่งตัวกับมอสเฟต 2 ตัว ต่อกันเป็น H-bridge ดังรูปที่ 3.8 ส่วนการต่อใช้งาน IR2110 กับมอสเฟต ต่อดังรูปที่ 3.7

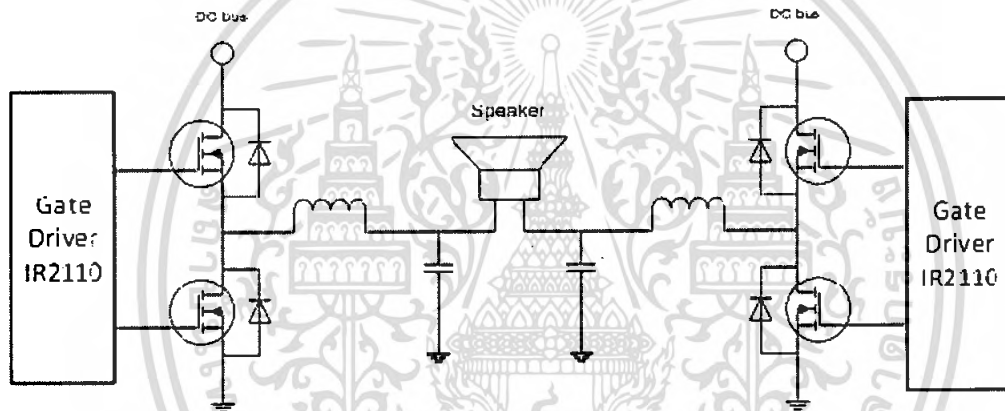


รูปที่ 3.7 การต่อวงจรใช้งานตัวไอซี IR2110 ในการขับมอสเฟต

### 3.2.2 มอสเฟต

มอสเฟตที่เลือกใช้ จะต้องเลือกชนิดที่สวิตช์ได้รวดเร็ว จึงเลือกมอสเฟต IRFZ24N ซึ่งมี

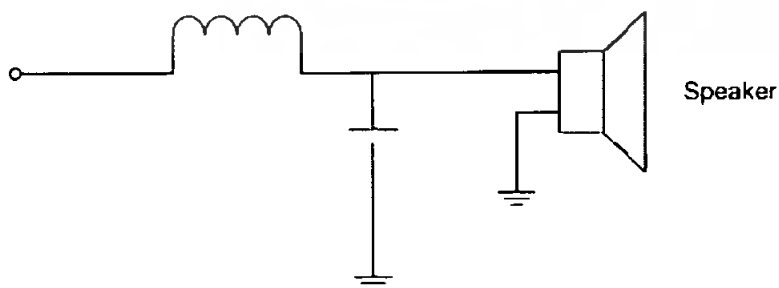
ค่า  $T_{rr_{max}} = 86 \text{ ns}$   $V_{DSS} = 55 \text{ V}$



รูปที่ 3.8 วงจรขับมอสเฟต

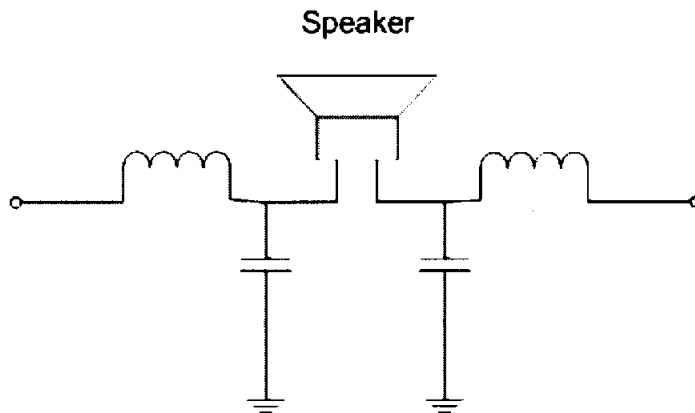
### 3.3 วงจรกรองความถี่

ใช้วงจรกรองความถี่ L-C filter ความถี่คัตออฟ 30 kHz ค่า  $L \sim 10 \text{ mH}$   $C \sim 0.1 \mu\text{F}$  ต่อ  
ดังรูปที่ 3.9 การกรองความถี่แบบฮาล์ฟบริดจ์ และรูปที่ 3.10 การกรองความถี่แบบฟูลบริดจ์



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่แบบฮาล์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 การกรองความถี่แบบฟูลบริดจ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

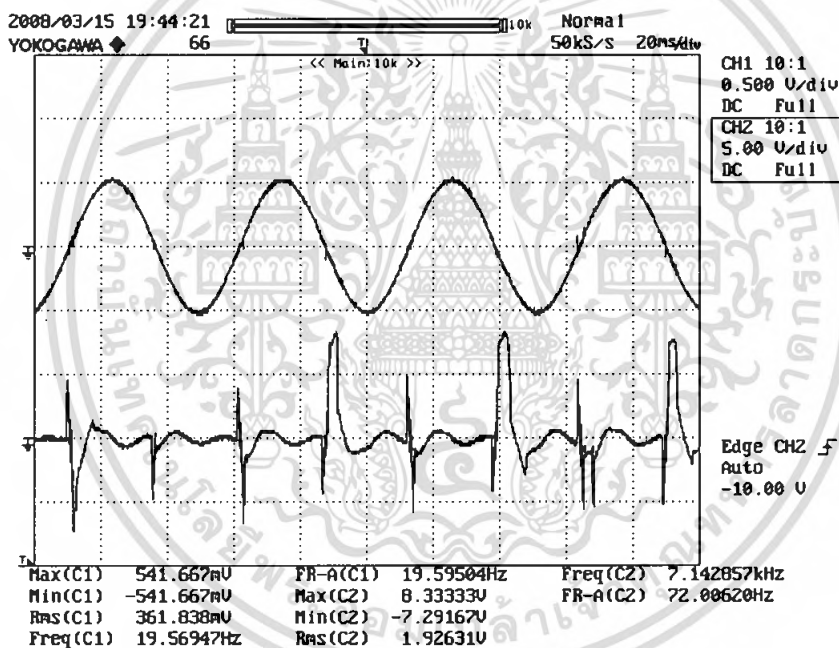
### ผลการทดลอง

ทำการทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ของวงจรคลาสิคแอมป์พลิไฟเออร์ ที่ได้ออกแบบ โดยใช้เทคนิคการสวิตชิงแรงดันแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์ฟูลบริดจ์ ทดสอบผ่านโหลดลำโพงมีค่าอิมพีแดนซ์  $4 \Omega$  วัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังต่อไปนี้

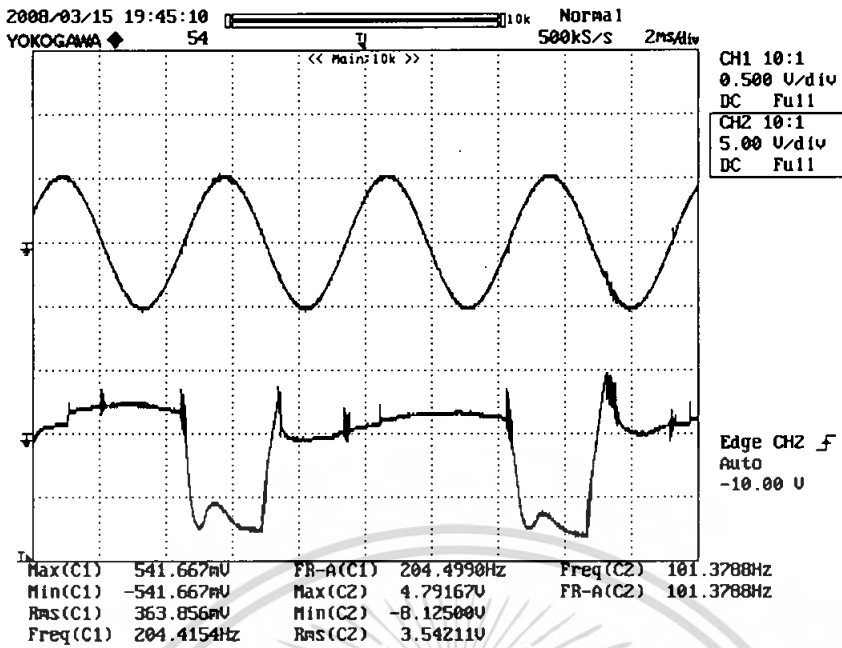
#### 4.1 ทดสอบการตอบสนองความถี่

ทดสอบการตอบสนองความถี่ในย่านการทำงานต่างๆ ทั้งแบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ โดยให้ช่องที่ 1 เป็นสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ความถี่ดังนี้ 20 Hz 200 Hz 2 kHz และ 20 kHz ตามลำดับ และช่องที่ 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุต

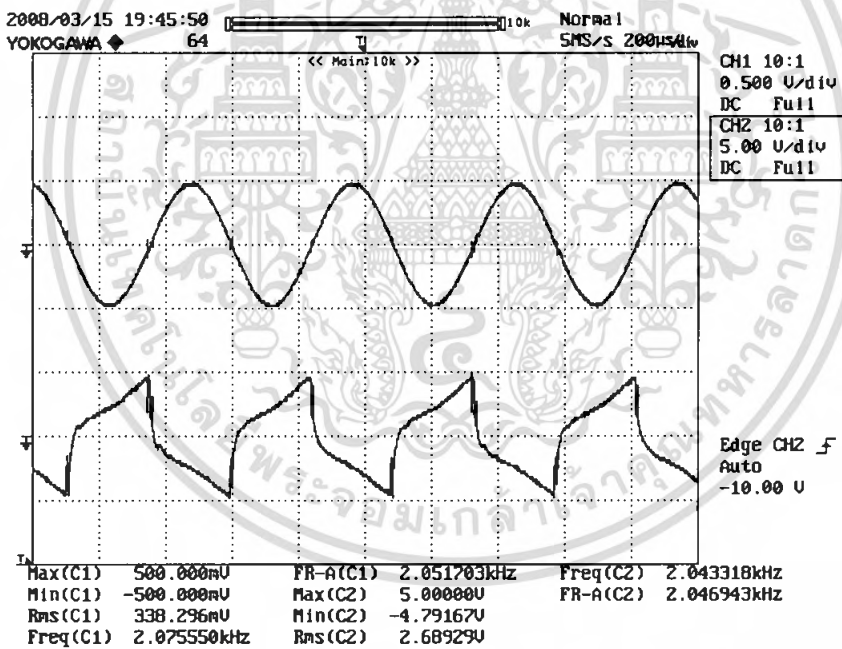
##### 4.1.1 แบบไบโพลาร์



รูปที่ 4.1 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 20 Hz (ไบโพลาร์)

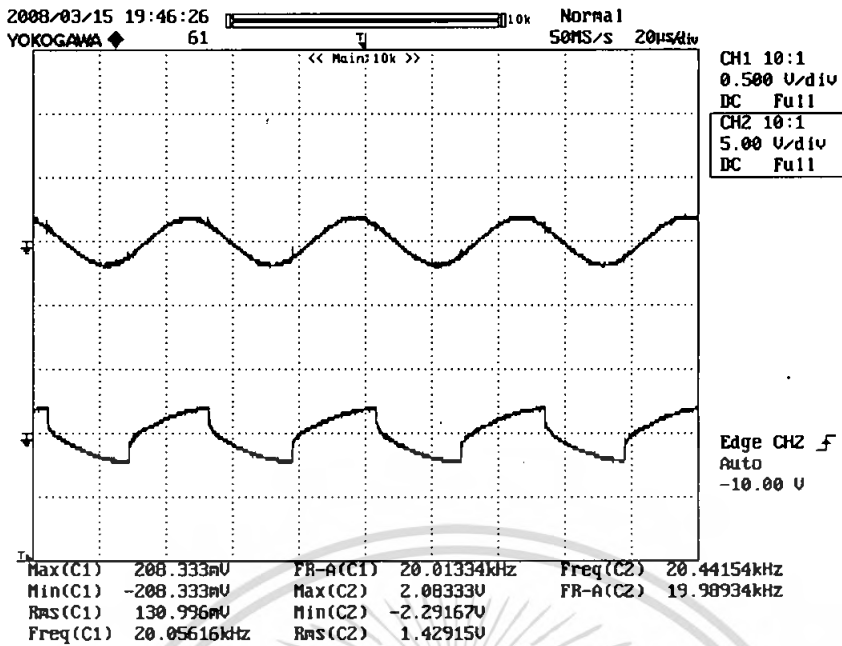


รูปที่ 4.2 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 200 Hz (ไบโพลาร์)



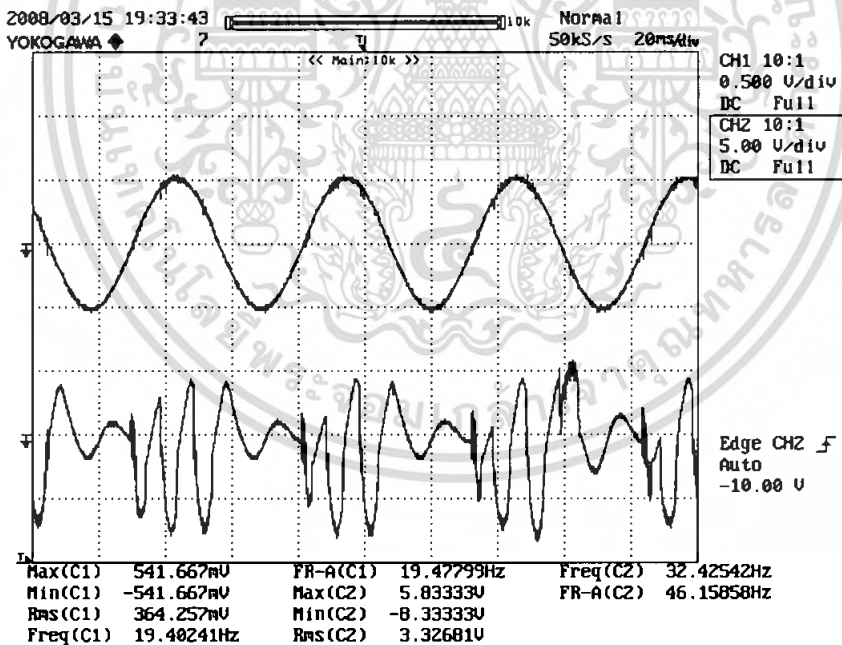
รูปที่ 4.3 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 2 kHz (ไบโพลาร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



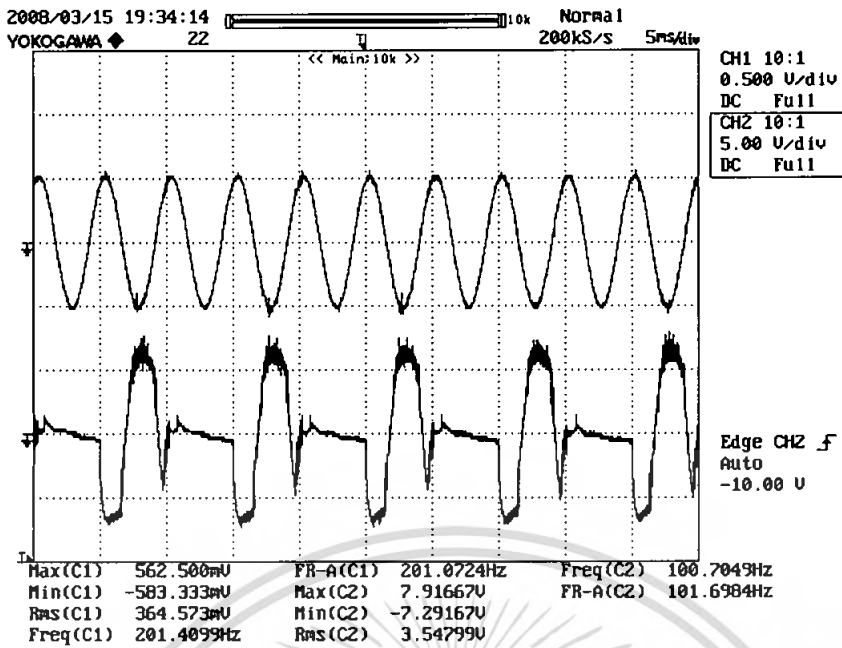
รูปที่ 4.4 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 20 kHz (ไบโพลาร์)

#### 4.2.1 แบบยูนิโพลาร์

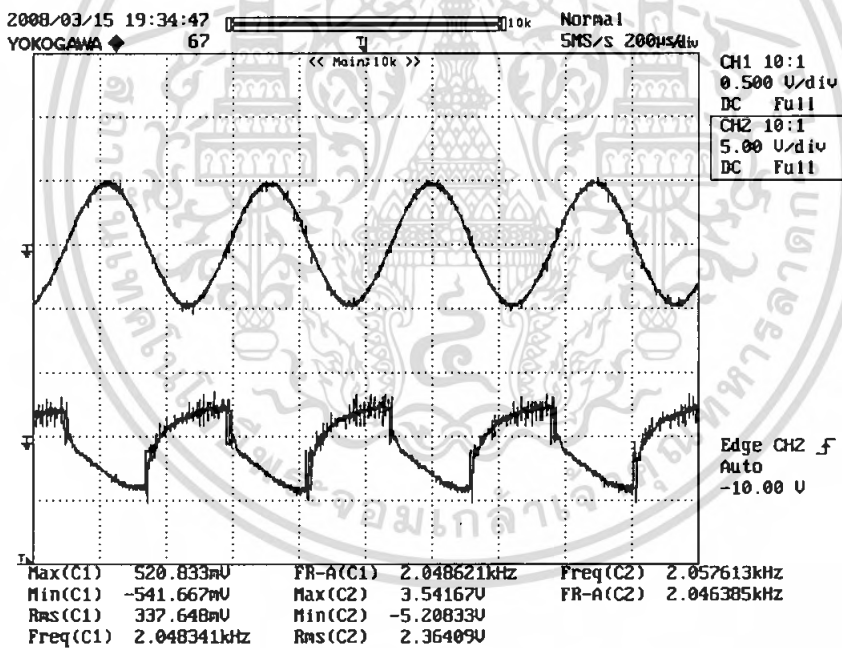


รูปที่ 4.5 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 20 Hz (ยูนิโพลาร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

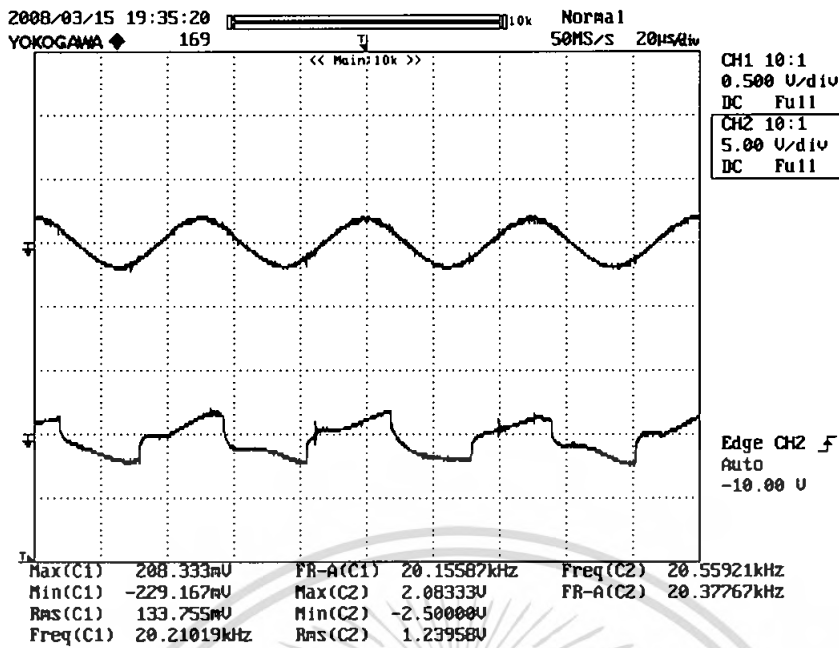


รูปที่ 4.6 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 200 Hz (ยูนิโพลาร์)



รูปที่ 4.7 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 2 kHz (ยูนิโพลาร์)

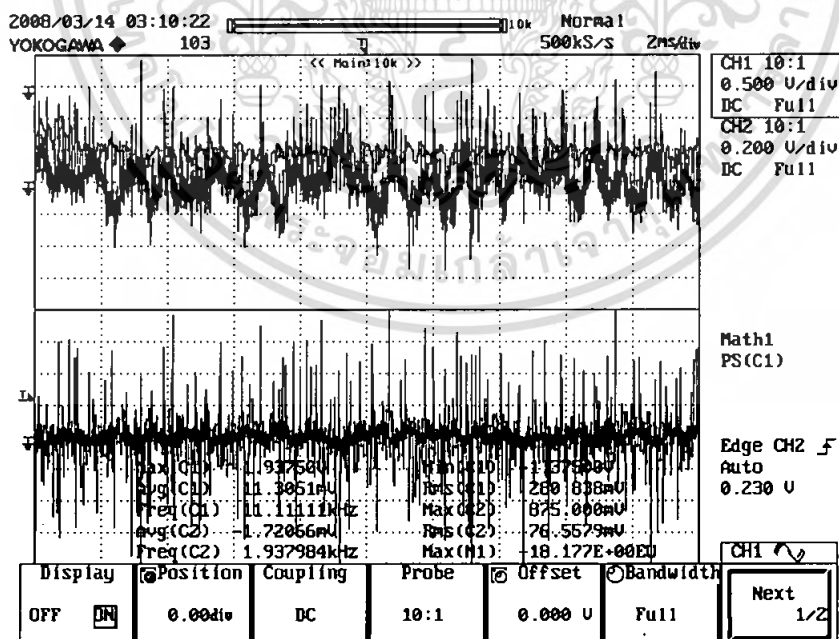
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 การตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 20 kHz (ยูนิโพลาร์)

## 4.2 ทดสอบวัดสัญญาณเสียงอินพุต

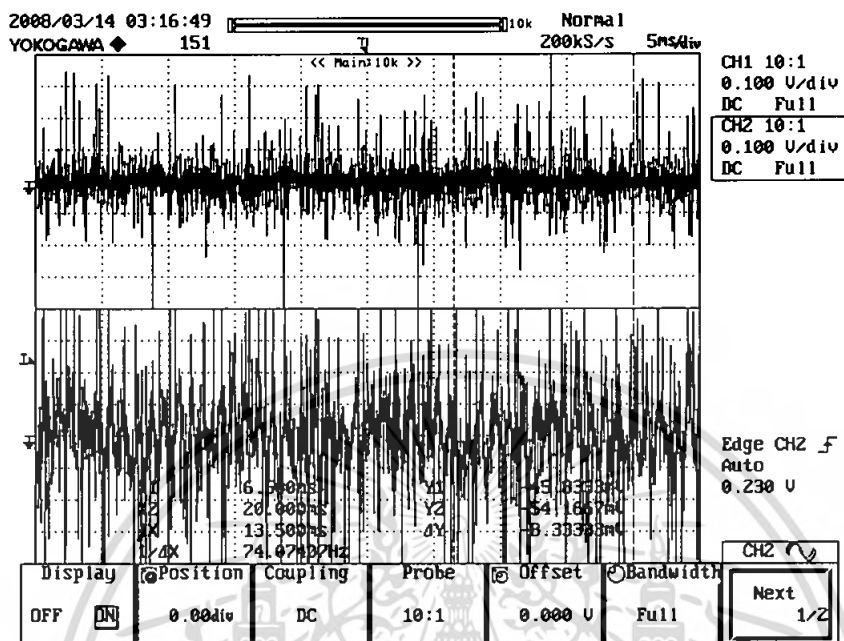
4.2.1 ทดสอบวัดสัญญาณเสียงอินพุต เทียบกับสัญญาณสัญญาณเสียงที่ผ่านการปรับคุณภาพ โดยการขยายแรงดันขึ้น 10 เท่า โดยในช่องที่ 1 เป็นสัญญาณที่ขยายแล้ว และช่องที่ 2 เป็นสัญญาณเสียงอินพุต



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ขยายขึ้นเทียบกับสัญญาณเสียงอินพุต

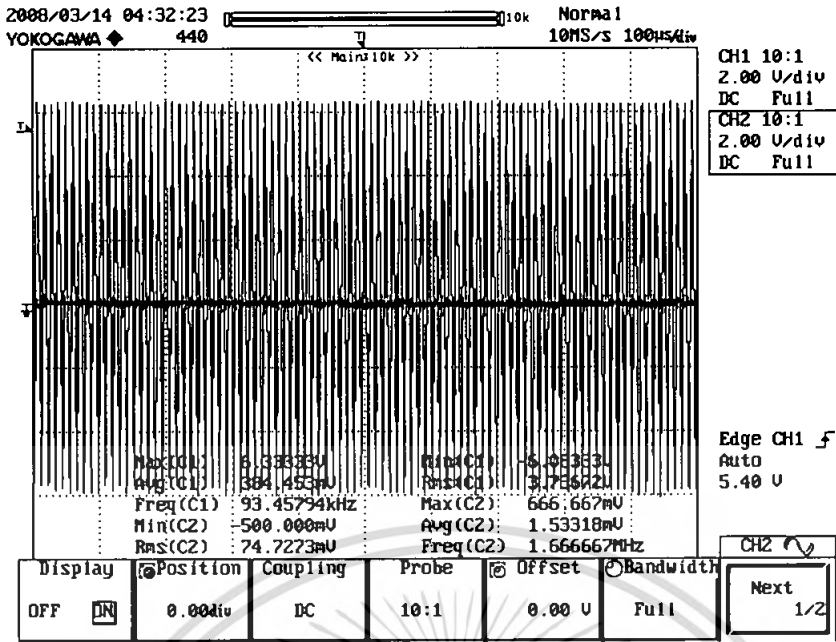
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 อินเวอร์สแอมป์ กลับสัญญาณที่ยกระดับแล้ว เพื่อนำไปเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม เพื่อนำไปเทียบกับสัญญาณไซน์ สร้างสัญญาณขับแบบยูนิโพลาร์

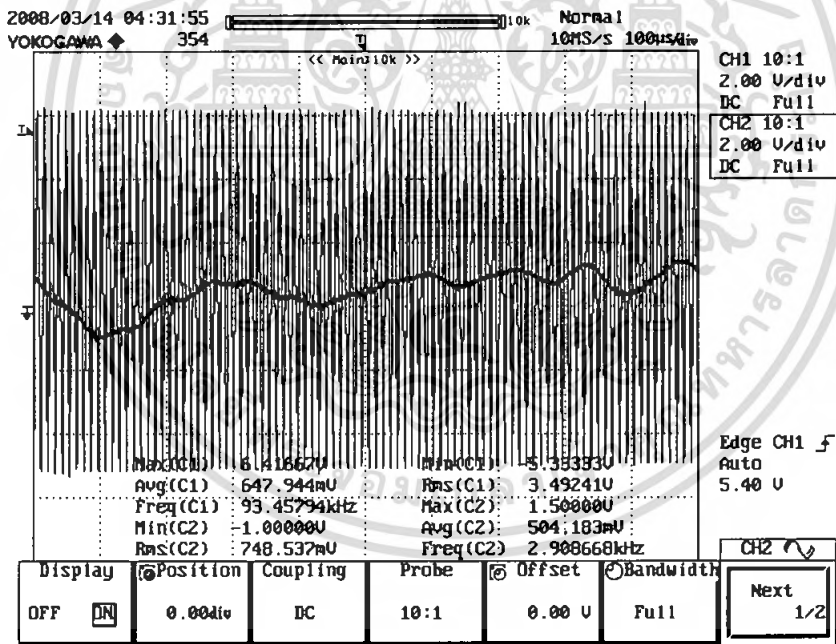


รูปที่ 4.10 อินเวอร์สแอมป์ (Inverse Amp)

4.4.3 หาค่าอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดสัญญาณเสียงอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยม โดยให้สัญญาณเสียงที่อินพุตเข้ามาเป็น 10% และ 100% ของขนาดสูงสุดของแหล่งกำเนิดเสียง (เครื่องเล่นซีดี) ได้ 10% เป็น 0.02 และ 100% เป็น 0.2



รูปที่ 4.11 Modulation Index min (Volume 10%)

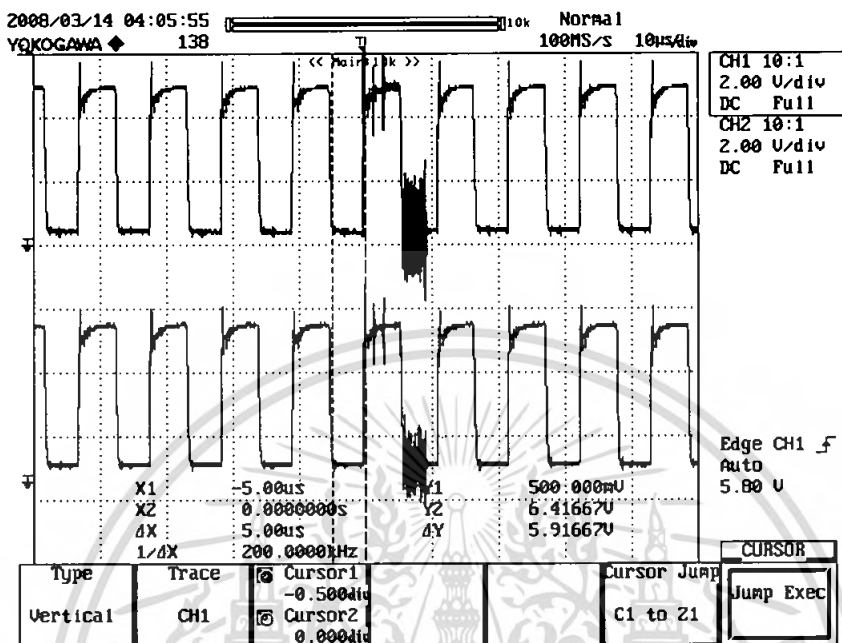


รูปที่ 4.12 Modulation Index max (Volume 100%)

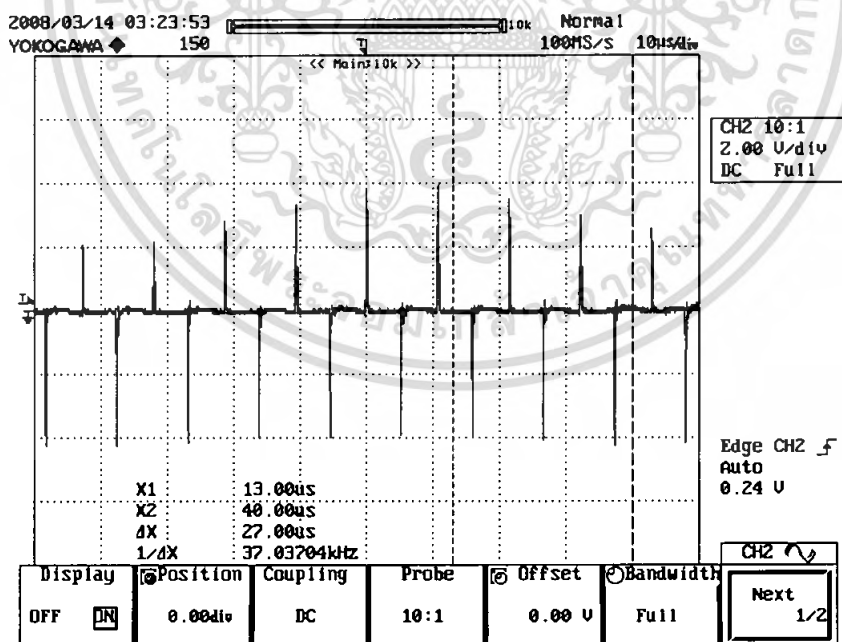
4.4.4 สัญญาณเสียงที่ขยายแรงดันและสัญญาณที่อินเวอร์สแอมป์แล้ว นำสัญญาณทั้งสองไปเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ผ่านตัวคอมพาราเตอร์ ในรูป 4.13 จะเป็นสัญญาณที่ออกจากคอมพาราเตอร์ จากการนำสัญญาณเสียงที่ขยายแรงดัน ไมอินเวอร์สเทียบกับสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั้งช่องที่ 1 และช่องที่ 2 เป็นสัญญาณเดียวกัน (แบบไบโพลาร์) ส่วนรูปที่ 4.14 จะเป็นสัญญาณที่ออกจากคอมพาราเตอร์ ที่ยังไม่อินเวอร์สแล้วเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม เทียบกับสัญญาณที่อินเวอร์สแล้วเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม (แบบยูนิโพลาร์)



รูปที่ 4.13 สัญญาณจากที่ออกจากคอมพาราเตอร์แบบไบโพลาร์

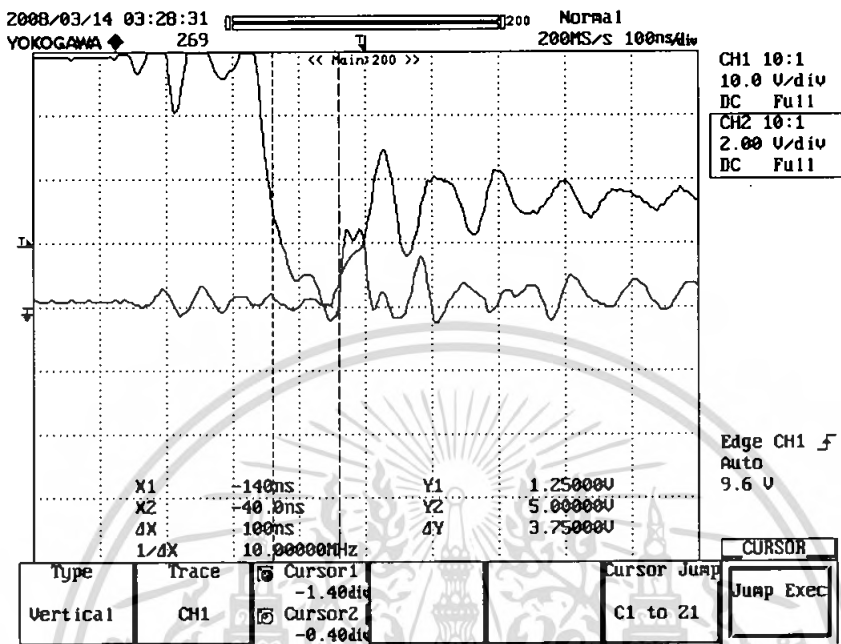


รูปที่ 4.14 สัญญาณจากที่ออกจากคอมพาราเตอร์แบบยูนิโพลาร์

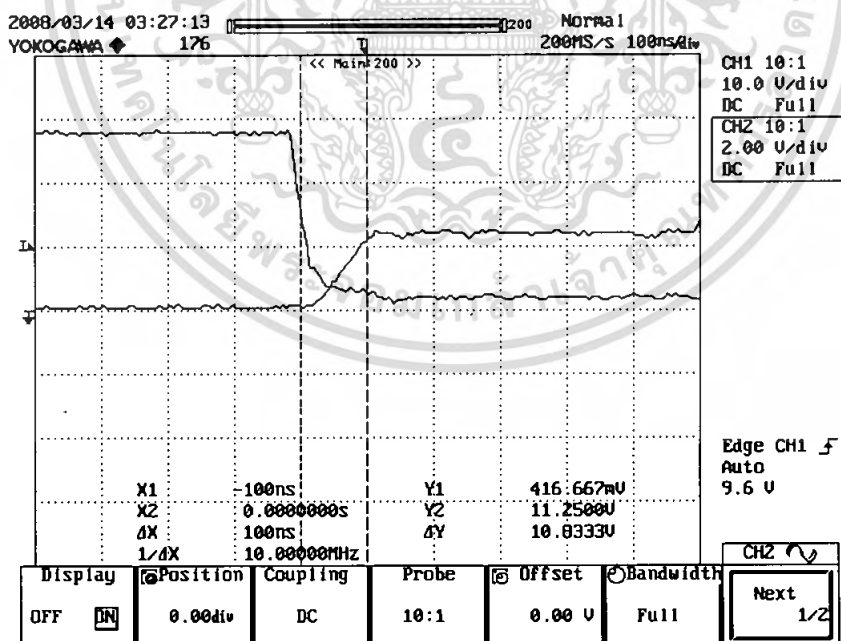
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 วัดค่าขนาดของเดดไทม์

จะปรับเดดไทม์ขนาด 100 ns จะวัดทั้งขาขึ้นและขาลงของรูปคลื่นพัลส์



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแสดงเดดไทม์ขาลงของรูปคลื่นพัลส์

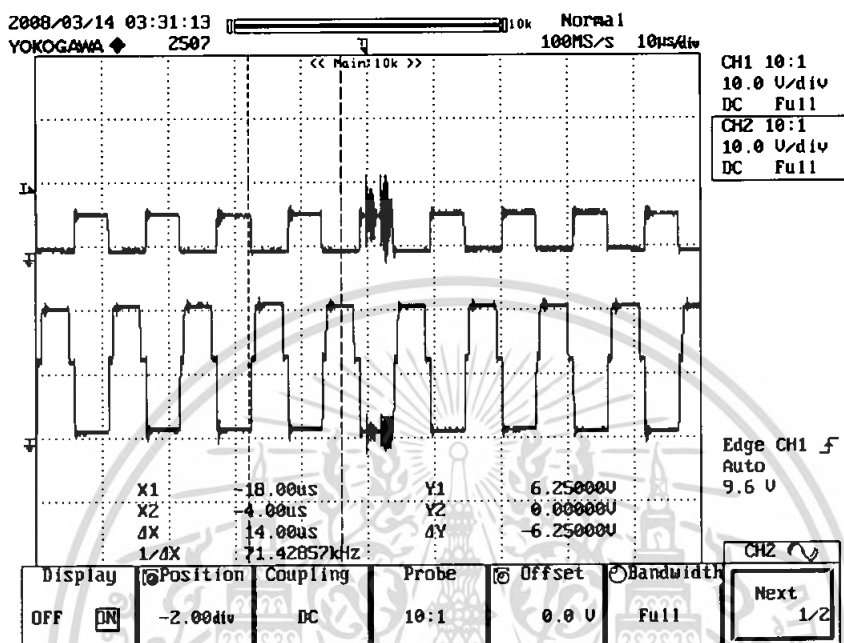


รูปที่ 4.16 รูปคลื่นแสดงเดดไทม์ขาขึ้นของรูปคลื่นพัลส์

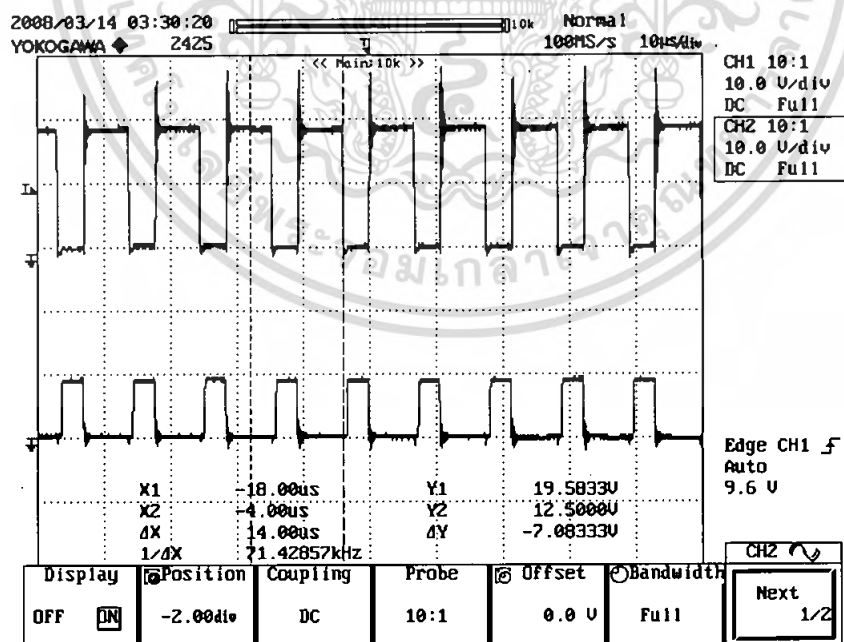
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 สัญญาณขับเคลื่อน

4.4.1 สัญญาณขับเคลื่อนแบบไบโพลาร์ ในรูปที่ 4.17 ช่องที่ 1 เป็นสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์ตัวแรกถึงบน ช่องที่ 2 เป็นของมอเตอร์ตัวที่สองถึงบน รูปที่ 4.18 ช่องที่ 1 เป็นสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์ตัวแรกถึงล่าง ช่องที่ 2 เป็นของมอเตอร์ตัวที่สองถึงล่าง



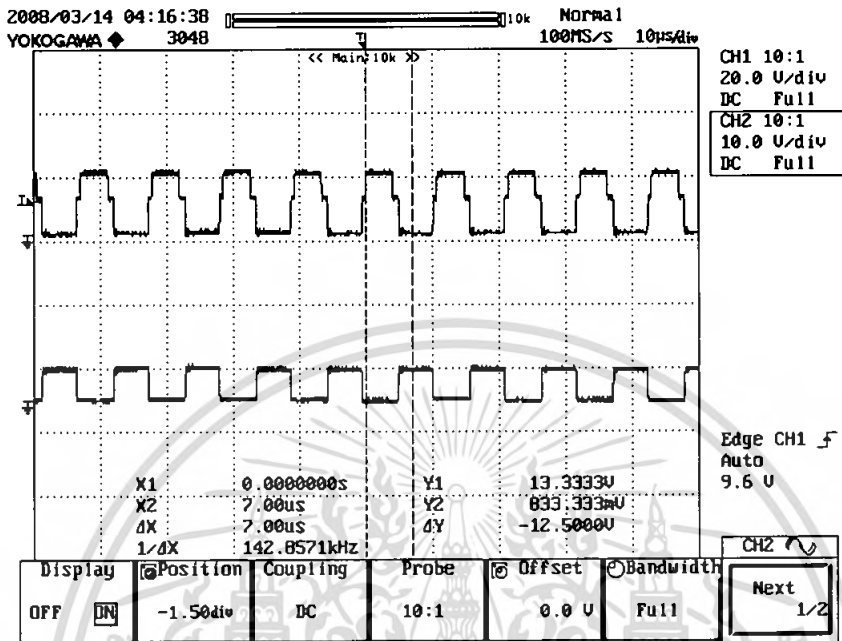
รูปที่ 4.17 สัญญาณขับเคลื่อนมอเตอร์แบบไบโพลาร์ถึงบน



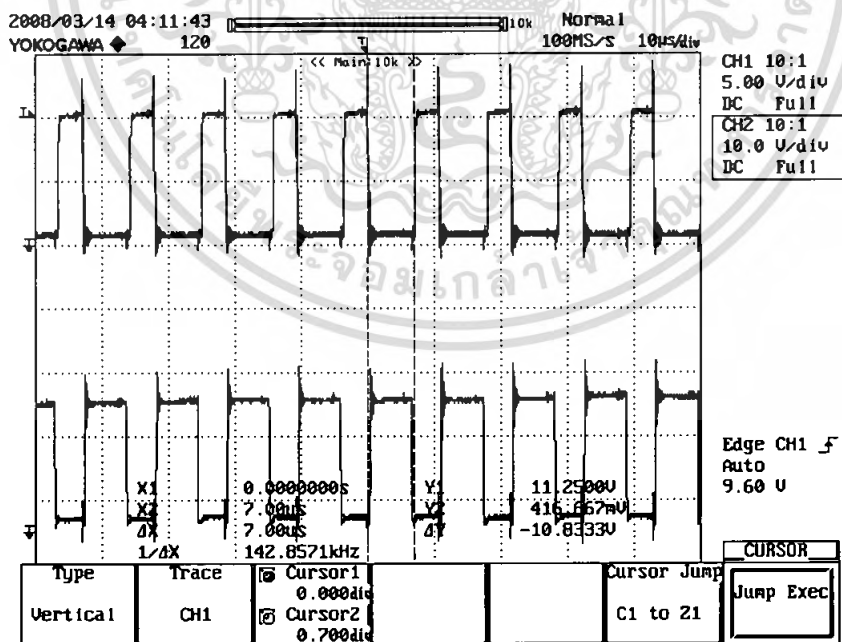
รูปที่ 4.18 สัญญาณขับเคลื่อนมอเตอร์แบบไบโพลาร์ถึงล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 สัญญาณขับเคลื่อนแบบยูนิโพลาร์ ในรูปที่ 4.19 ช่องที่ 1 เป็นสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์ตัวแรกกึ่งบน ช่องที่ 2 เป็นของมอเตอร์ตัวที่สองกึ่งบน รูปที่ 4.20 ช่องที่ 1 เป็นสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์ตัวแรกกึ่งล่าง ช่องที่ 2 เป็นของมอเตอร์ตัวที่สองกึ่งล่าง



รูปที่ 4.19 สัญญาณขับเคลื่อนมอเตอร์แบบยูนิโพลาร์กึ่งบน

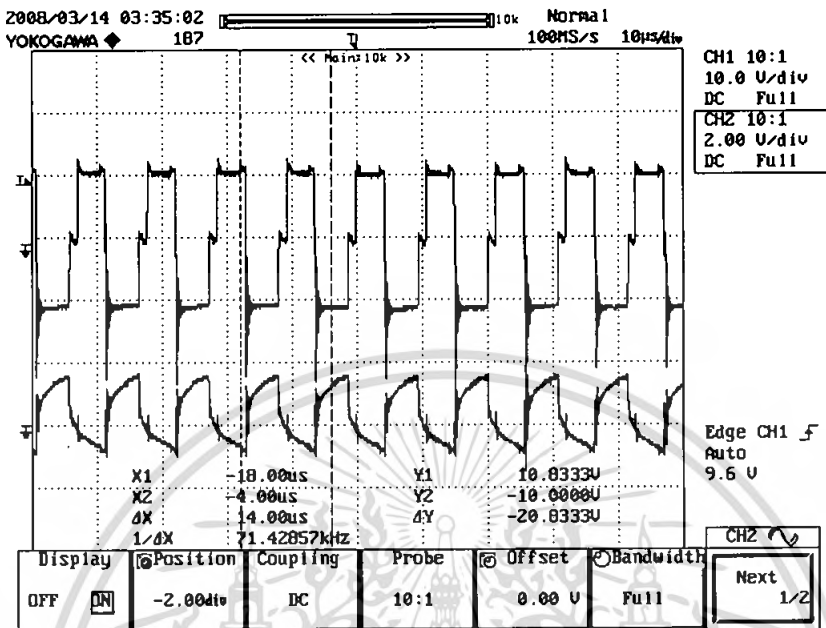


รูปที่ 4.20 สัญญาณขับเคลื่อนมอเตอร์แบบยูนิโพลาร์กึ่งล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

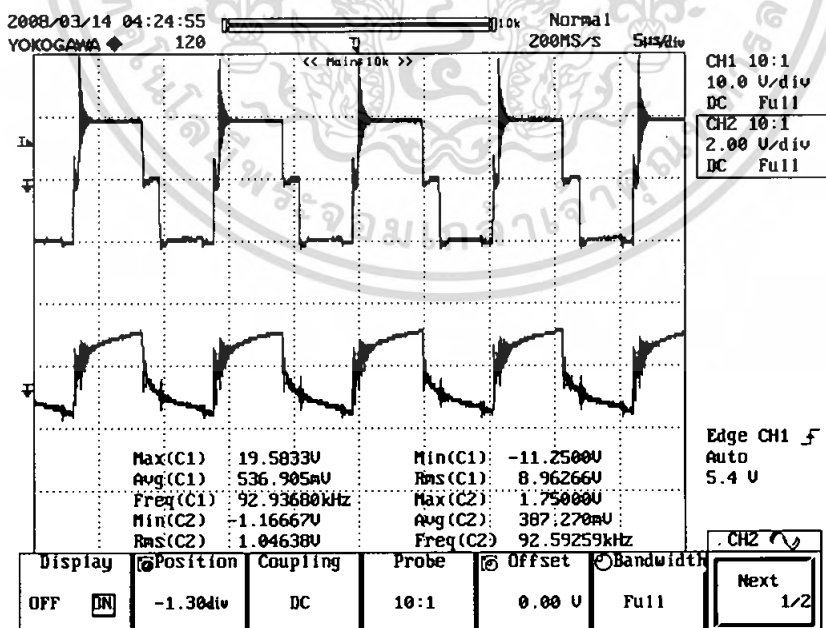
## 4.5 สัญญาณเอาต์พุต

4.5.1 สัญญาณเอาต์พุตแบบไบโพลาร์ ในช่องที่ 1 จะเป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบไบโพลาร์ ที่ยังไม่ผ่านวงจรกรอง ส่วนในช่องที่ 2 จะเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองแล้ว



รูปที่ 4.21 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองเทียบกับไม่ผ่านวงจรกรองของแบบไบโพลาร์

4.5.2 สัญญาณเอาต์พุตแบบยูนิโพลาร์ ในช่องที่ 1 จะเป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบยูนิโพลาร์ ที่ยังไม่ผ่านวงจรกรอง ส่วนในช่องที่ 2 จะเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองแล้ว



รูปที่ 4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองเทียบกับไม่ผ่านวงจรกรองของแบบยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 อัตราขยาย

วัดค่าสัญญาณอินพุตเทียบสัญญาณเอาต์พุตเพื่อหาค่ากำลังขยายจากสูตร

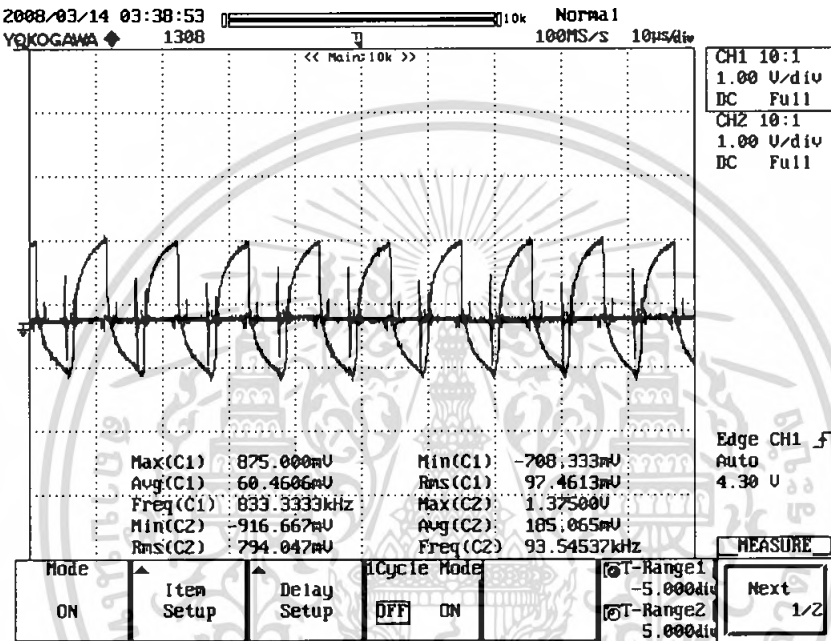
$$dB = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.1)$$

โดยช่องที่ 1 เป็นสัญญาณเสียงอินพุต และช่องที่ 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุต

ได้อัตราขยายของแบบไบโพลาร์ = 18.22 dB

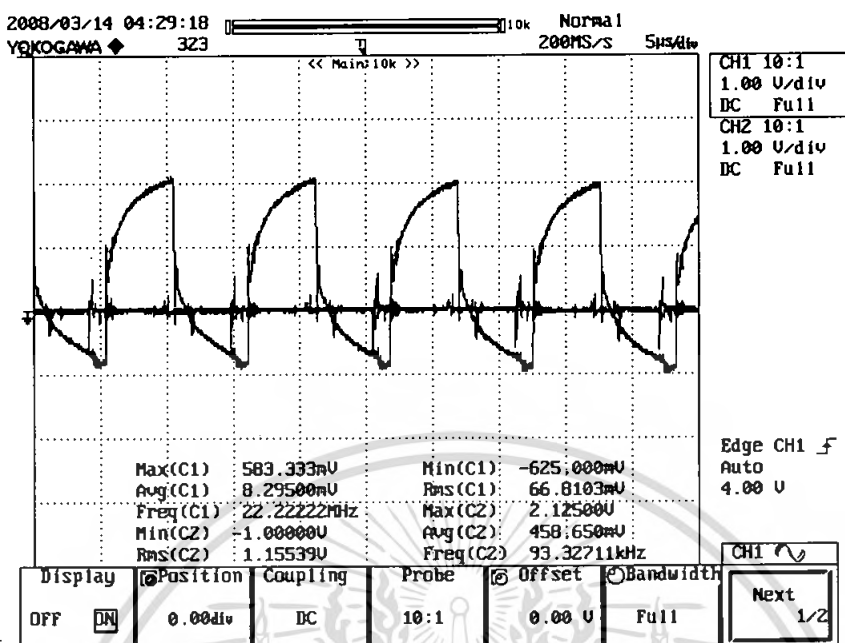
อัตราขยายของแบบยูนิโพลาร์ = 24.76 dB

##### 4.6.1 อัตราขยายของแบบไบโพลาร์



รูปที่ 4.23 แรงดันอินพุตกับแรงดันขยายเอาต์พุตของแบบไบโพลาร์

## 4.6.2 อัตราขยายของแบบยูนิโพลาร์



รูปที่ 4.24 แรงดันอินพุตกับแรงดันขยายเอาต์พุตของแบบยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุป

จากโครงการเครื่องขยายเสียงคลาสสิกที่ได้ศึกษา ออกแบบและสร้างขึ้นมา ได้ใช้เทคนิคการสวิตซ์แรงดันแบบพัลส์สวิตซ์ มอดูเลชัน (PWM) ทั้งชนิดไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ ผลที่ออกมาจะเห็นว่า การสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์ จะได้ความถี่และแอมพลิจูดเป็นสองเท่าของแบบไบโพลาร์ แต่จากการทดลองใช้ขยายสัญญาณเสียงดนตรีแล้วฟังด้วยหูพบว่า การสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์ มีความไพเราะมากกว่า อาจเป็นเพราะวงจรกรองความถี่ที่ใช้ไม่เหมาะสม เนื่องจากความสูญเสียกำลังส่วนใหญ่ของเครื่องขยายเสียงคลาสสิก เกิดที่การสวิตซ์ การเลือกมอสเฟตที่เหมาะสม เช่น ฟิวด์ได้เร็ว (ค่า  $T_{rr}$  ต่ำ ควรจะน้อยกว่า 100ns) และมีความสามารถในการนำกระแสสูง (แรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสต่ำมาก) การทดสอบการขยายสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 20 – 20000 Hz แสดงให้เห็นถึงความสำคัญของการออกแบบฟิลเตอร์ด้านออกต่อสัญญาณที่ตอบสนอง เป็นปัจจัยหลักในการออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสสิก

#### 5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาเครื่องขยายเสียงคลาสสิก

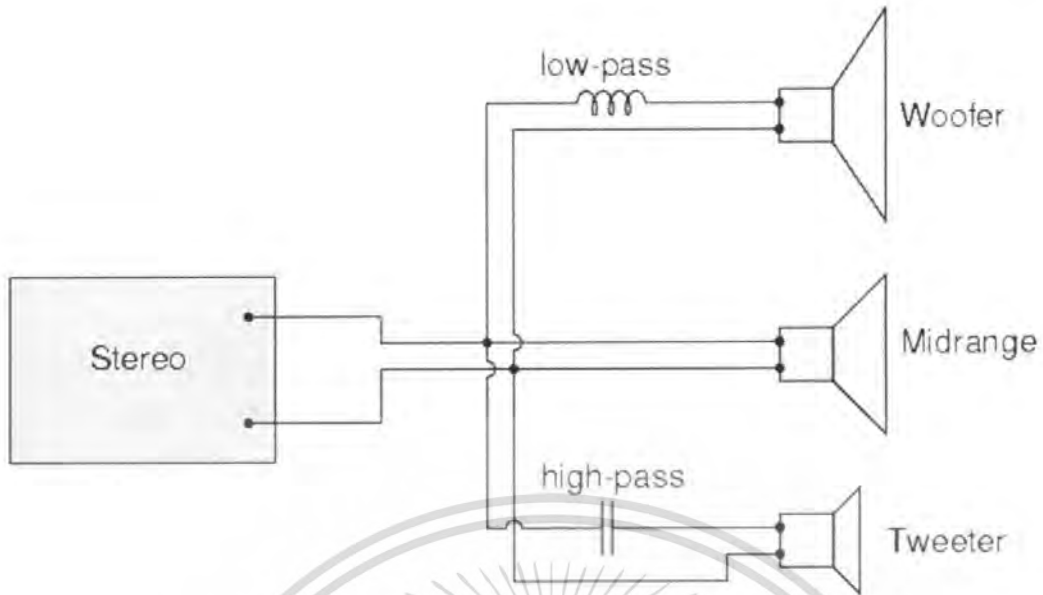
มีแนวทางหลักในการพัฒนา 3 แนวทางดังนี้

1. พัฒนาเทคนิคการสวิตซ์ โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ ทำให้อัตราส่วนของความถี่ในการรวมสัญญาณ (m) สูงขึ้นทำให้สัญญาณมีความเพี้ยนน้อยลง (THD<sub>N</sub> ต่ำ) แต่มีข้อจำกัดตรงความเร็วในการสวิตซ์ของมอสเฟต

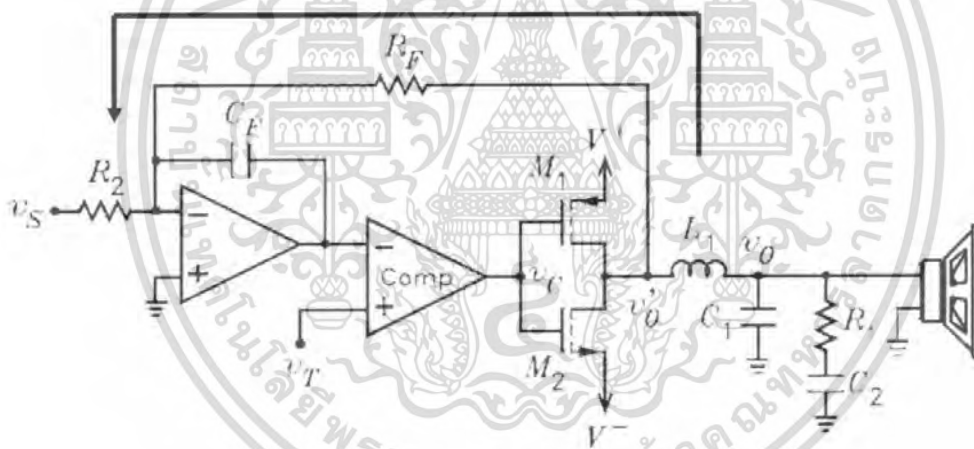
2. พัฒนาประสิทธิภาพของมอสเฟต เลือกใช้มอสเฟตที่มีเวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (T<sub>rr</sub>) ต่ำ ทำให้เตดไทม์ลดลง สัญญาณที่มอสเฟตสวิตซ์ออกมา มีความต่อเนื่องกันมากขึ้น ความสูญเสียที่เกิดจากการสวิตซ์จะลดลง

3. พัฒนาวงจรกรองความถี่ ในโครงการชิ้นนี้มีการกรองความถี่ L-C filter ลำดับที่ 1 สามารถพัฒนาเป็นลำดับที่ n ต่อๆไป และมีการนำวงจรกรองความถี่ชนิดอื่นๆ เช่น Zobel filter Chebishev filter เข้ามาร่วมใช้ด้วย หรือ หากต้องการรายละเอียดของเสียงในหลายๆย่านความถี่ อาจจะใช้ลำโพงหลายตัวที่มีช่วงการตอบสนองความถี่ต่างกัน มาต่อกับวงจรกรองเฉพาะตัว เช่น วงจรกรองความถี่ต่ำต่อกับวูฟเฟอร์ วงจรกรองความถี่สูงต่อกับทวีตเตอร์ ดังรูปที่ 5.1

4. การทำงานของวงจขยายเสียง ควรจะต้องมีการควบคุมแบบป้อนกลับในวงรอบปิด เพื่อประสิทธิภาพและคุณภาพของสัญญาณออกที่มีความผิดเพี้ยนต่ำ ดังตัวอย่างในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 ตัวอย่างการต่อวงจรกรองความถี่กับลำโพงที่ตอบสนองย่านความถี่ต่างกัน



รูปที่ 5.2 ตัวอย่างการควบคุมแบบมีอนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1]. N.Mohan, T.Underland and W.Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 3<sup>rd</sup> edition, 2003.
- [2]. ทนวัฒน์ นาวิเสถียร และ วิวัฒน์ ยอดภีระ "เครื่องขยายเสียงแบบเอชบริดจ์คลาสดี", ปรินท์นิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [3]. Machine Design, ELECTRONICS. "Digital dose Analog" Available :  
//www.machinedesign.com
- [4]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "IRAUDAMP1 Class D Audio Amplifier Design" Oct.8 2003.
- [5]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "IRAUDAMP2 Designing Practical High Performance Class D Audio Amplifier" Apr.21 2003.
- [6]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "AN 1071 Class D Audio Amplifier Basics" February 8, 2005
- [7]. W. Marshall Leach, Jr., published by Kendall/Hunt, the book Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design "The Class-D Amplifier", Second Edition - Revised Printing , © 2001.
- [8]. EE362L, Power Electronics, PWM Inverter Control Circuit Version November 9, 2007.
- [9]. Jeffrey D Sherman, Harris Semiconductor "Class D amplifiers provide high efficiency for audio systems" Design Feature: May 25, 1995.
- [10]. By Duncan McDonald, Transim Technology Corp., "Class D audio-power amplifiers: Interactive simulations assess device and filter performance." January 4, 2001.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1]. N.Mohan, T.Underland and W.Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 3<sup>rd</sup> edition, 2003.
- [2]. ธนวัฒน์ นาวิเสถียร และ วิวัฒน์ ยอดภีระ "เครื่องขยายเสียงแบบเอชบริดจ์คลาสดี", ปรินท์นิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [3]. Machine Design, ELECTRONICS. "Digital dose Analog" Available :  
//www.machinedesign.com
- [4]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "IRAUDAMP1 Class D Audio Amplifier Design" Oct.8 2003.
- [5]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "IRAUDAMP2 Designing Practical High Performance Class D Audio Amplifier" Apr.21 2003.
- [6]. Jun Honda & Jonathan Adams, International Rectifier Application Note "AN 1071 Class D Audio Amplifier Basics" February 8, 2005
- [7]. W. Marshall Leach, Jr., published by Kendall/Hunt, the book Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design "The Class-D Amplifier", Second Edition - Revised Printing , © 2001.
- [8]. EE362L, Power Electronics, PWM Inverter Control Circuit Version November 9, 2007.
- [9]. Jeffrey D Sherman, Harris Semiconductor "Class D amplifiers provide high efficiency for audio systems" Design Feature: May 25, 1995.
- [10]. By Duncan McDonald, Transim Technology Corp., "Class D audio-power amplifiers: Interactive simulations assess device and filter performance." January 4, 2001.

## IR2110/IR2113(S)

### HIGH AND LOW SIDE DRIVER

#### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation Fully operational to +500V or +600V Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible Separate logic supply range from 3.3V to 20V Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

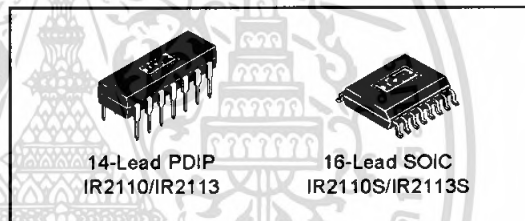
#### Product Summary

$V_{OFFSET}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
$V_{OUT}$	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

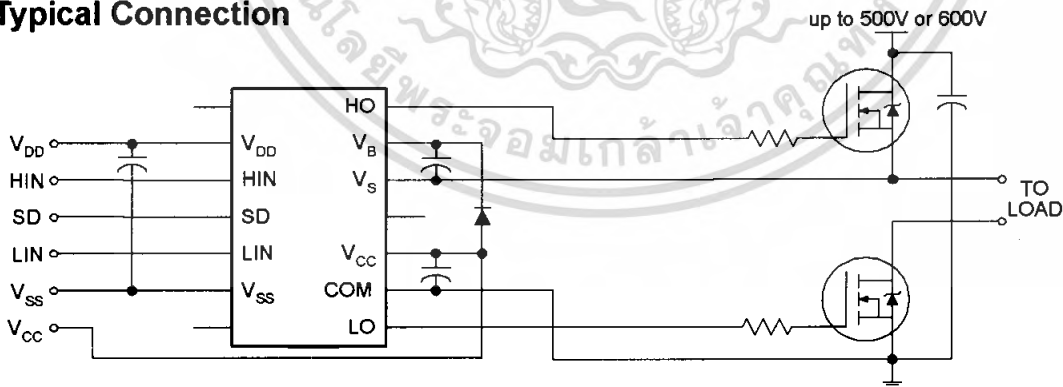
#### Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

#### Packages



#### Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>B</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

## Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110)	—	—	—		10
		(IR2113)	—	—	—	20	

## Static Electrical Characteristics

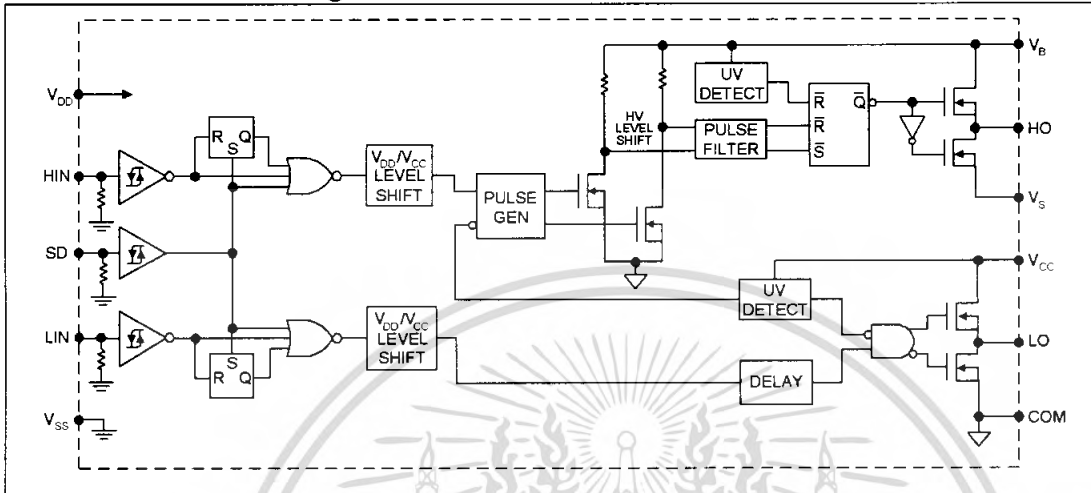
$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40	$\mu A$	$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

# IR2110/IR2113 (S)

International  
**IR** Rectifier

## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
Vb	High side floating supply
HO	High side gate drive output
Vs	High side floating supply return
Vcc	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

## Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
<b>IR2110/IR2113</b>	<b>IR2110S/IR2113S</b>
<b>Part Number</b>	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

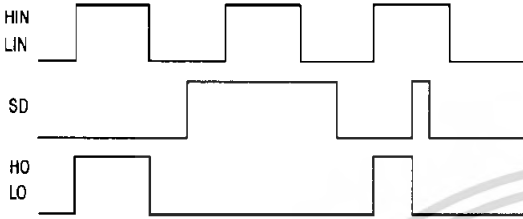


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

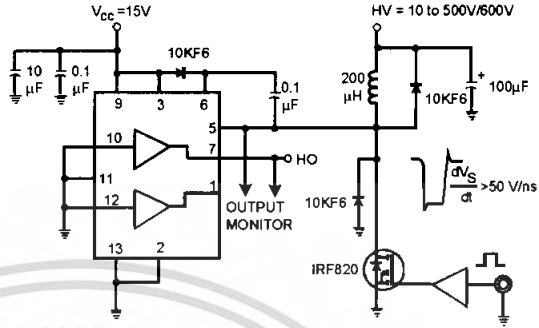


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

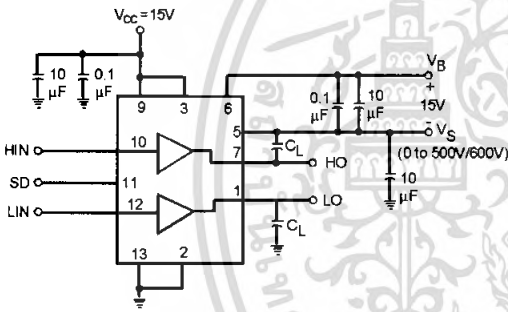


Figure 3. Switching Time Test Circuit

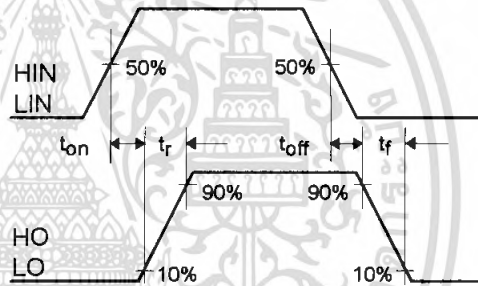


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

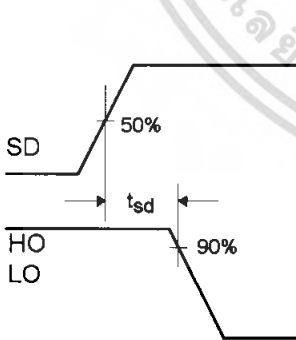


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

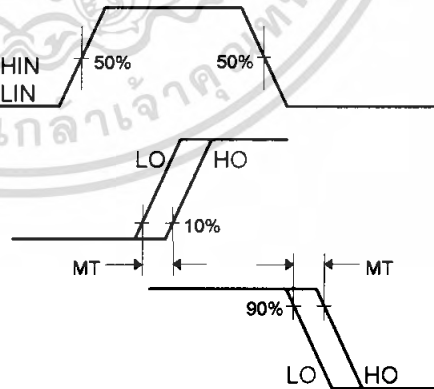
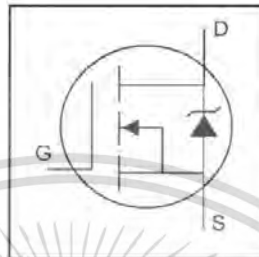


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

# IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

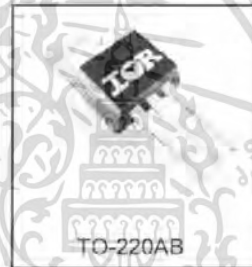


$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$
$I_D = 49A$

## Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

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



## Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$I_{AR}$	Avalanche Current ②	25	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ②	9.4	mJ
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ③	5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

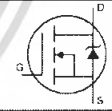
## Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.058	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	17.5	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	19	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D = 25A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 44V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	23		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 28V$
$t_r$	Rise Time	—	60	—		$I_D = 25A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	44	—		$R_G = 12\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	45	—		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1470	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	360	—		$V_{DS} = 25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	88	—		$f = 1.0MHz$ , See Fig. 5
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	530 ⑤	150 ⑥	mJ	$I_{AS} = 25A, L = 0.47mH$

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	49	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	160		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 25A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	63	95	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 25A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	170	260	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

- ① Repetitive rating: pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 0.48mH$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 25A$ . (See Figure 12)

③  $I_{SD} \leq 25A, di/dt \leq 230A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width  $\leq 400\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to  $T_J = 175^\circ\text{C}$ .

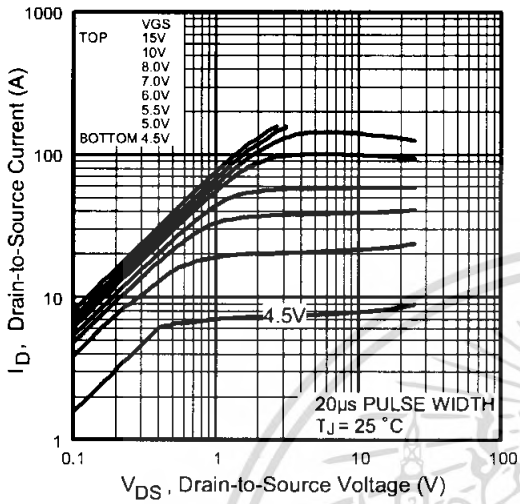


Fig 1. Typical Output Characteristics

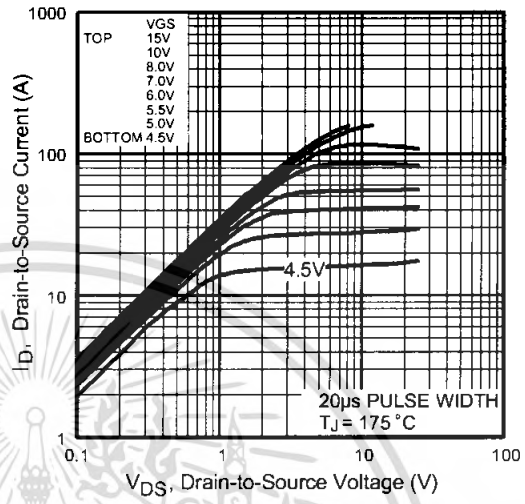


Fig 2. Typical Output Characteristics

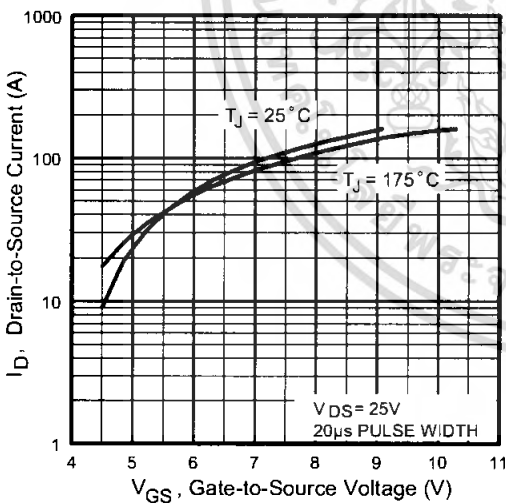


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

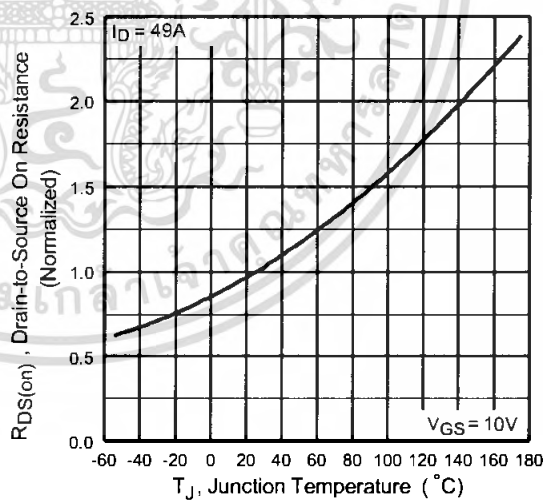
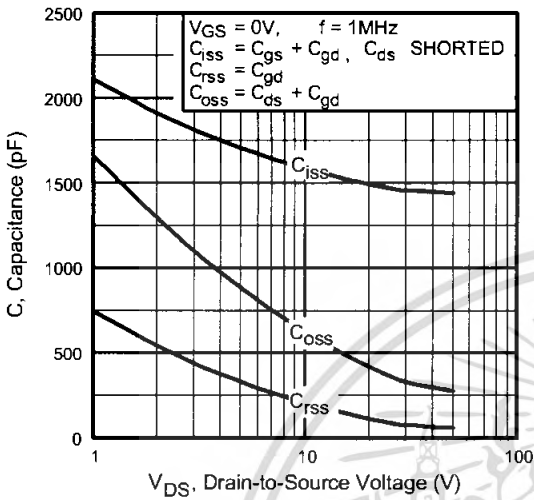
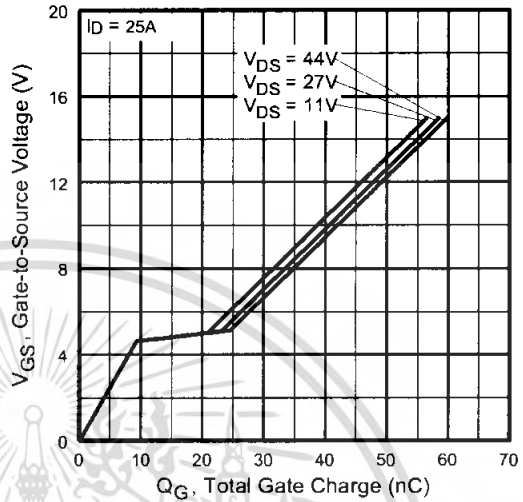


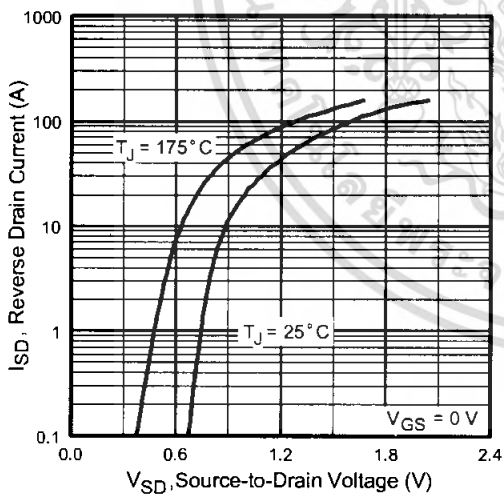
Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature



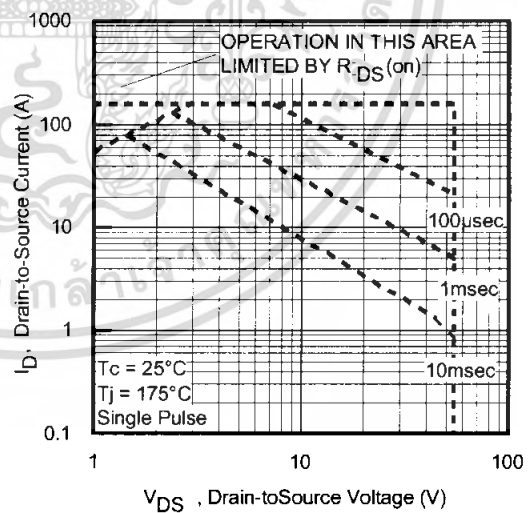
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



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



**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

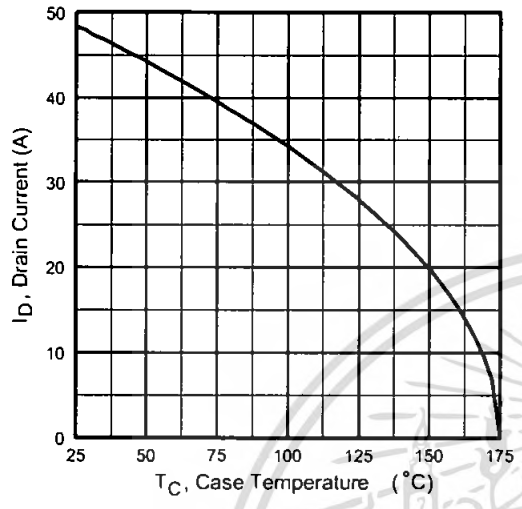


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

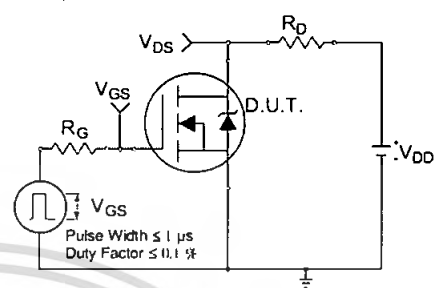


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

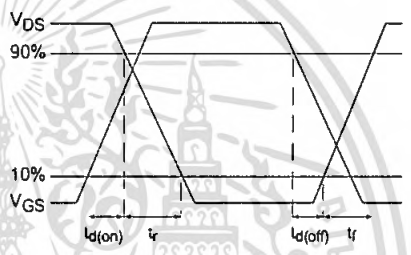


Fig 10b. Switching Time Waveforms

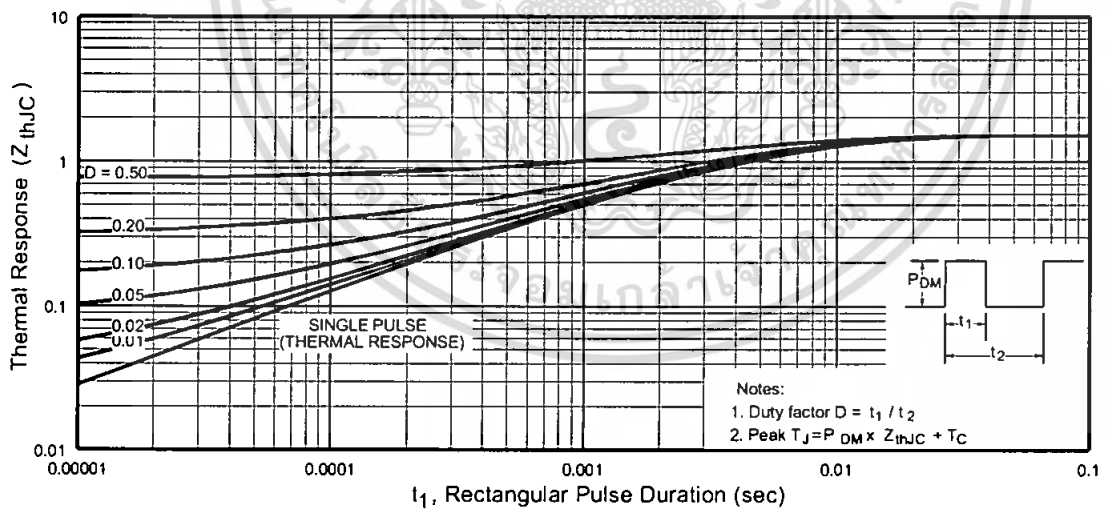


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

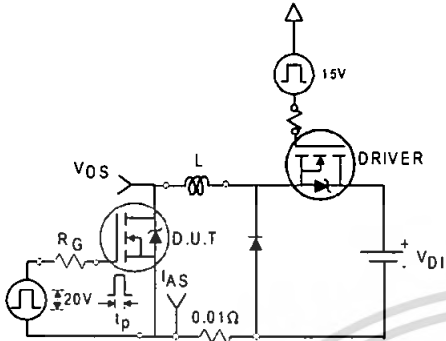


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

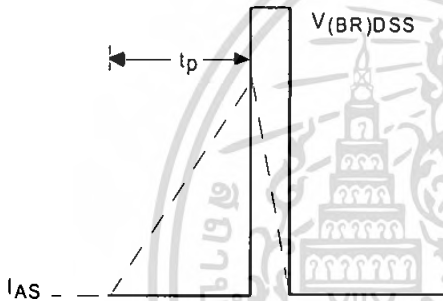


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

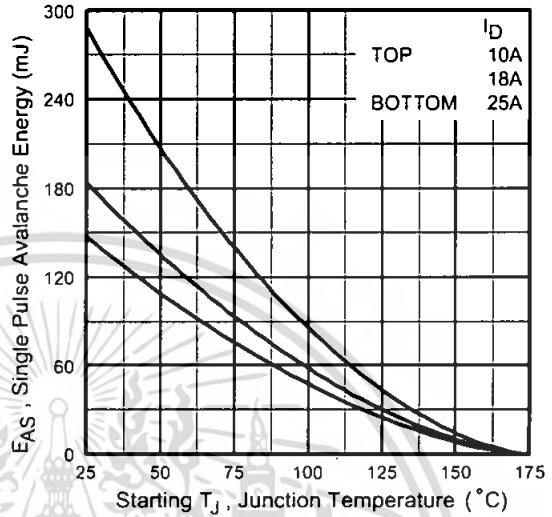


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

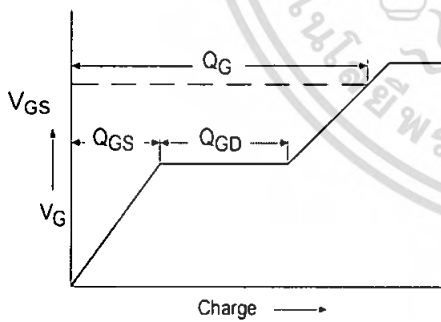


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

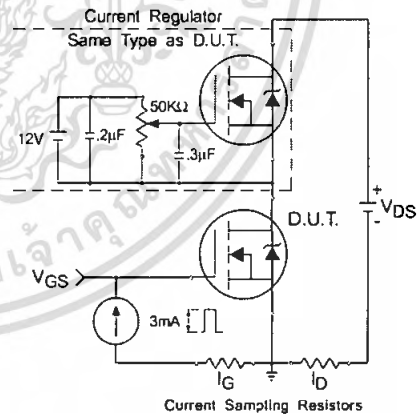
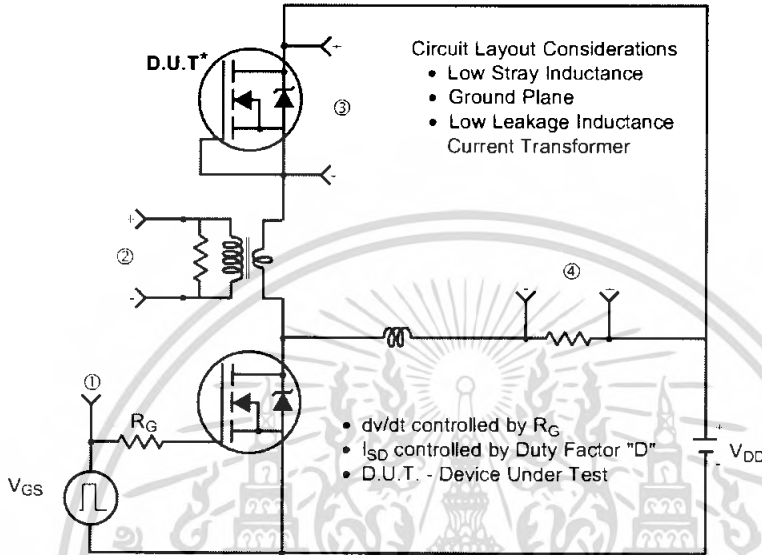
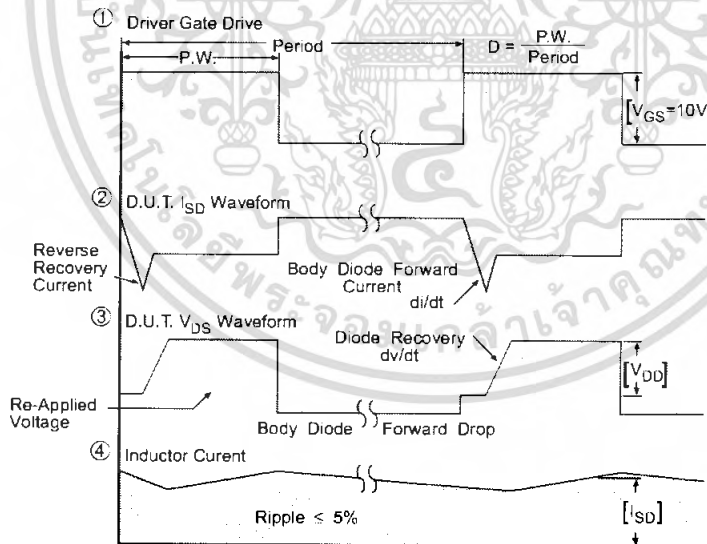


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

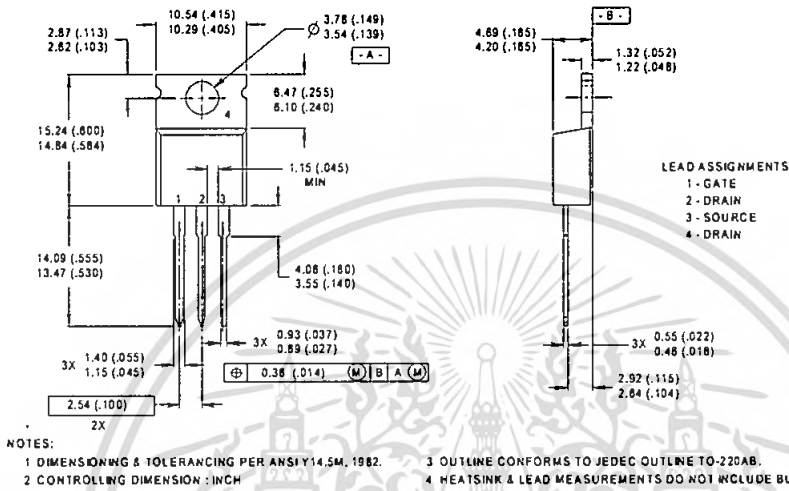
# IRFZ44N

International  
**IR** Rectifier

## Package Outline

### TO-220AB

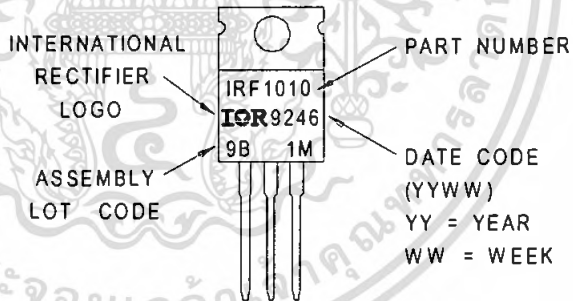
Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-220AB

EXAMPLE : THIS IS AN IRF1010  
WITH ASSEMBLY  
LOT CODE 9B1M



Data and specifications subject to change without notice.  
This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.  
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International  
**IR** Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information.01/01

[www.irf.com](http://www.irf.com)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน



นายภูเบศ ประสะกวี เกิดวันที่ 6 ธันวาคม พ.ศ. 2528 ที่จังหวัดยะลา สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนมหาวชิราวุธ สงขลา สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนโรงเรียนมหาวชิราวุธ สงขลา จังหวัดสงขลา เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2547 มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ ในระดับดี

ฝึกงานที่บริษัท มารูเบนิ คอร์ปอเรชั่น จำกัด โปรเจคโรงไฟฟ้าความร้อนร่วมสงขลา อ.จะนะ จ. สงขลา ระหว่างวันที่ 2 เมษายน ถึง 9 มิถุนายน พ.ศ. 2550



นายมนตรี วิมลมุข เกิดวันที่ 18 เมษายน 2528 ที่จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนทัพทันอนุสรณ์ จังหวัดอุทัยธานี สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนทัพทันอนุสรณ์ จังหวัดอุทัยธานี เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปี พ.ศ.2545

มีความสนใจและความถนัดในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง ความสามารถทางคอมพิวเตอร์ และการใช้โปรแกรม Microsoft office, AUTOCAD ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ ฟัง พูด อ่าน เขียน ในระดับปานกลาง

ฝึกงานที่บริษัท ออลล่า จำกัด ระหว่างวันที่ 2 เมษายน ถึง 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2550



นายมิลินทร์ หวังวรประเสริฐ เกิดวันที่ 31 มีนาคม พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดลพบุรี สำเร็จมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนโคกสำโรงวิทยา จังหวัดลพบุรี สำเร็จมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนพิบูลวิทยาลัย จังหวัดลพบุรี เข้าศึกษาที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ. 2547

มีความสนใจและความถนัดใน สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงไฟฟ้ากำลัง ความสามารถทางคอมพิวเตอร์และการใช้โปรแกรม Microsoft Office ทักษะภาษาต่างประเทศ ภาษาอังกฤษ ในระดับปานกลาง

ฝึกงานที่บริษัท ออลล่า จำกัด ระหว่างวันที่ 2 เมษายน ถึง 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้