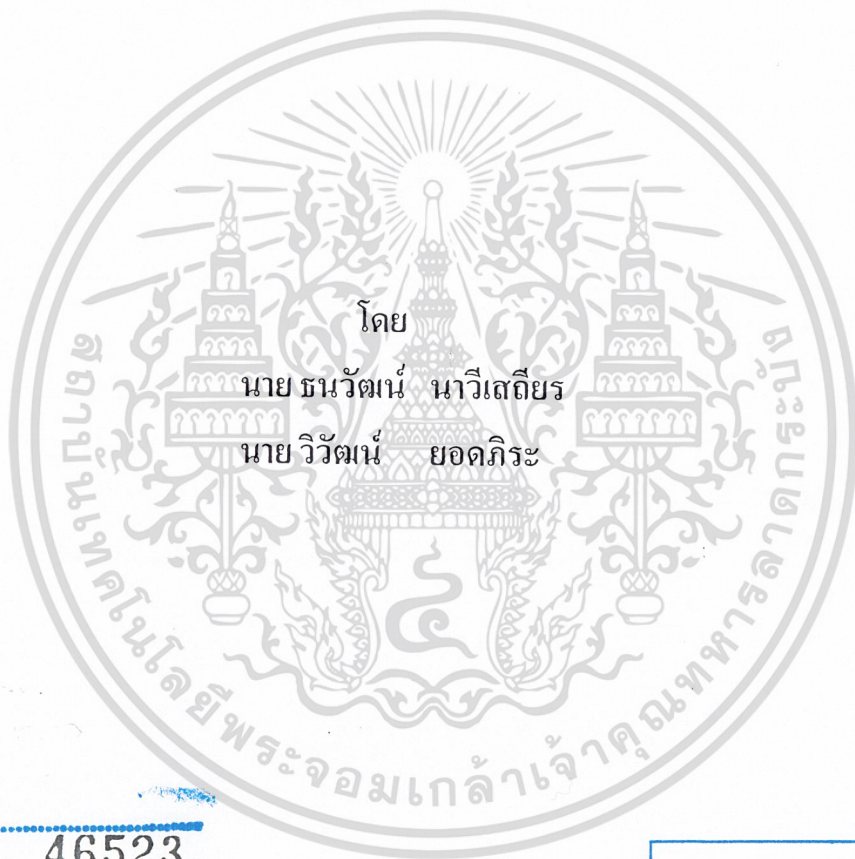


เครื่องขยายเสียงแบบเอชบริดจ์คลาสดี

H-BRIDGE CLASS-D AUDIO POWER AMPLIFIER



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....46523
วัน, เดือน, ปี= 4 เม.ย. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องขยายเสียงแบบเฮชบริดจ์คลาส ดี
	H-Bridge Class-D Audio Power Amplifier
ชื่อนักศึกษา	นาย ธนวัฒน์ นาวิเสถียร
	นาย วิวัฒน์ ขอดภิระ
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
	อาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล
ปีการศึกษา	2545

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

.....กรรมการ
(ผศ.นภพินท์ อนันตรศิริชัย)

.....กรรมการ
(อ.มนต์ชัย แหม่มช้อย)

.....กรรมการ
(อ.พิชญ์ สุพรรณกุล)

.....กรรมการ
(อ.พนารัตน์ ระวีวรรณ)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการสร้างโครงการนี้ ทางผู้จัดทำได้รับความอนุเคราะห์ช่วยเหลือให้คำปรึกษา แนะนำ
ทางในการดำเนินงาน ตลอดจนช่วยเหลือในเรื่องเครื่องมือที่ใช้ในการดำเนินงานต่าง ๆ จากท่าน
ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ อ.ดลชัย สุขเจริญผล จนกระทั่งสำเร็จเป็นโครงการ ผู้จัดทำโครงการขอ
กราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ที่ให้ความกรุณา มา ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ อ.สุรัชย์ เกษสัมมะ ศูนย์ฝึกอบรมเทคโนโลยี ที่ปรึกษาพิเศษที่ให้คำแนะนำ
แนวทางในการดำเนินงาน

ท้ายนี้ ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ซึ่งให้การสนับสนุนทางการเงินและ
เป็นกำลังใจ แก่ผู้จัดทำเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

ธนวัฒน์ นาวีเสถียร
วิวัฒน์ ยอดภีระ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายเสียงแบบเอชบริดจ์คลาสดี

โดย นายธนวัฒน์ นาวีเสถียร
นายวิวัฒน์ ยอดภีระ

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
อ.คณชัย สุขเจริญผล

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

เครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี จะใช้หลักการของ ฟัลส์เวิร์ทท์มอดูเลชั่น คือ การนำสัญญาณ
กลุ่มตัวอย่างคลื่นพาห์ (สัญญาณสามเหลี่ยม) มาทำการมอดูเลตกลุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียง โดยใช้
ออปแอมป์เป็นตัวเปรียบเทียบ เมื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับ สัญญาณสามเหลี่ยมเอาต์
พุตที่ได้จะเป็นพัลส์ ที่มีความกว้างของสัญญาณเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณเสียง

สัญญาณที่ได้ออกมาจะถูกส่งไปยังตัวขับ ซึ่งเป็นตัวขับมอสเฟตทรานซิสเตอร์โดยต่ออยู่ใน
รูปเอชบริดจ์ เพื่อทำการขยายสัญญาณและนำสัญญาณที่ได้นี้มาเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อ
กำจัดองค์ประกอบความถี่ที่สูงกว่า 30 KHz ออกไป สัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะมีลักษณะเหมือน
สัญญาณด้านอินพุต

ข้อดีของวงจรคลาสดี คือการสูญเสียพลังงานในรูปของความร้อนจะต่ำกว่าคลาสเอและคลาส
เอบีจึงมีขนาดวงจรเล็กลงเนื่องจากแผ่นระบายความร้อนมีขนาดเล็ก ประสิทธิภาพมากกว่า 90
เปอร์เซ็นต์ ส่วนข้อเสียของวงจรขยายแบบนี้คือต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำมีช่วงลดทอนชันมาก
และเฟสเป็นเชิงเส้นที่ดีมากๆ และสวิตช์ ของกระแสสูงๆ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเรียกว่า
Electromagnetic Interference (EMI) มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H-Bridge Class-D Audio Power Amplifier

BY	MRTANAWAT	NAWEESATHAN	NO.43015865
	MRWIWAT	YODPIRA	NO.43015886
ADVISER	Asst.Prof.UTAI	SRITHEERAVIROJANA	
	Mr.DONCHAI	SOOKJAREANPON	
YEAR	2002		

ABSTRACT

The principle of class-D amplifiers is base on pulse width modulator. It can be constructed by using a triangle generator and voltage comparator, a pulse width modulator can be constructed. A pulse width modulator will produce a train of pulse having width that are proportional to the level of the amplifier's input signal.

The output of pulse width modulator is used for driving (HIP4080A) the output stage of the Class — D amplifier, causing it to switch on and off as the pulse switch between high and low. The principle advantage of a class —D amplifier of that it may have a very high efficiency, approaching 100%.

The principle disadvantage are the need for a very good low pass filter and the fact that high — speed switching of heavy currents generates noise though electromagnetic coupling, called, electromagnetic interference or EMI

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
องค์ประกอบของเครื่องขยายเสียง	1
คลาสการขยายต่าง ๆ	2
วงจรขยายแบบพหุ – พูล	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	7
รูปแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี	7
การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการขยายคลาสดีกับคลาสเอบี	8
ทฤษฎีของการขยายคลาสดี	10
การทำงานคลาสดี	11
ประสิทธิภาพในเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี	13
ระบบอนาล็อกระหว่างเครื่องขยายเสียงและแหล่งจ่ายเรกกูเลท	13
อุปกรณ์ในเครื่องขยายเสียงคลาสดี	17
การเพิ่มอุปกรณ์ในเครื่องขยายเสียงแบบ คลาสดี	18
ฟิลเตอร์ มอดคูเลชั่น	18
ประสิทธิภาพ	20
ภาคขยายกำลังแบบสวิตซิ่ง	21
วงจรที่ใช้งานจริง	24
ภาคขยายกำลัง	27
เพาเวอร์มอสเฟต	29
Steady – State Characteristics	32
Switching Characteristics	35
Gate Drive	37
บทที่ 3 การออกแบบเครื่องขยายเสียง	39
3.1 ภาค Pulse Width Modulation (PWM)	39
3.1.1 วงจรสร้างสัญญาณเสียง	40
3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	40
3.1.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	40

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.2. ส่วน Driver	41
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ชนิดของฟิลเตอร์	43
การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับ(feedback Control)	46
การคำนวณค่ากำลังวัตต์ของเครื่องขยายเสียงคลาสดี	47
บทที่ 4 ผลการทดลอง	49
4.1 การทดลองวงจรสัญญาณอินพุท	49
4.2 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	50
4.3 การทดลองวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	51
4.4 การทดลองการขยายของ MOSFET	52
4.5 การทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	53
การทดลองกำลังวัตต์เครื่องเสียง	54
บทที่ 5 สรุป	55
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 กราฟคุณสมบัติการขยายสัญญาณคลาสด่าง ๆ	3
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายพหุ-พูล	4
รูปที่ 1.3 แนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายคลาสนี้	5
รูปที่ 2.1 อธิบายบล็อกไดอะแกรมสถาปัตยกรรมของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี	7
รูปที่ 2.2 รายละเอียด การควบคุม Pulse – Width Modulation(PWM) คลาสดี้	8
รูปที่ 2.3 ตารางเปรียบเทียบการขยายคลาสดี้และคลาสนี	9
รูปที่ 2.4 Bttery Life, คลาสดี้กับคลาสนี	10
รูปที่ 2.5 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM	11
รูปที่ 2.6 หลักการการขยายสัญญาณแบบคลาสดี้	12
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมเรกกูเรเตอร์เชิงเส้น	14
รูปที่ 2.8 โหลด สวิตช์จะปิด กำลังงานจะได้จากแหล่งจ่าย	15
รูปที่ 2.9 การเปรียบเทียบของสัญญาณเสียงกับสัญญาณสามเหลี่ยม	17
รูปที่ 2.10 เทคนิคการมอดดูเลท	19
รูปที่ 2.11 อายุการใช้งานแบตเตอรี่ ของคลาสดี้เปรียบเทียบกับคลาสนี	20
รูปที่ 2.12 ความเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างการขยายกำลัง แบบสวิตซ์กับการขยายกำลังแบบคลาสนีอื่น ๆ	21
รูปที่ 2.13 ประสิทธิภาพของวงจรระหว่างการขยายกำลังแบบสวิตซ์กับการขยาย กำลังคลาสนีอื่น ๆ	22
รูปที่ 2.14 การตอบสนองความถี่ ของการขยายกำลังแบบสวิตซ์กับการขยายกำลัง แบบคลาสนีอื่น ๆ	22
รูปที่ 2.15 วงจรพื้นฐานสำหรับการขยายกำลังแบบสวิตซ์	23
รูปที่ 2.16 ตำแหน่งของการวางภายในไอซีในส่วนของภาคขับ	24
รูปที่ 2.17 การจัดโครงสร้างภายในไอซีในส่วนของภาคขับ	26
รูปที่ 2.18 วงจรภาคขยายกำลัง	27
รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของภาคขยายกำลังแบบสวิตซ์	28
รูปที่ 2.20 N-Channel Depletion-Type MOSFET	30
รูปที่ 2.21 P-Channel Depletion-Type MOSFET	30
รูปที่ 2.22 N-Channel Depletion-Type MOSFET	31
รูปที่ 2.23 P-Channel Depletion-Type MOSFET	31
รูปที่ 2.24 Transfer Characteristic Of MOSFET	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.25 Output Characteristic Of Enhancement – type MOSFET	34
รูปที่ 2.26 Steady – state Switching Model of MOSFET	34
รูปที่ 2.27 Parasitic Model of Enhancement – type MOSFET	35
รูปที่ 2.28 Switching Model of MOSFET	36
รูปที่ 2.29 Switching Waveform and Times	37
รูปที่ 2.30 Fast – Turn – On Gate Circuit	38
รูปที่ 3.1 หลักการทำงานแผนผังเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี	39
รูปที่ 3.2 วงจรสัญญาณเสียง (อินพุท)	40
รูปที่ 3.3 วงจรสัญญาณสามเหลี่ยม	40
รูปที่ 3.4 วงจรการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุทกับสัญญาณสามเหลี่ยม	41
รูปที่ 3.5 การต่อมอสเฟตแบบบริดจ์	42
รูปที่ 3.6 N Order Low pass LC Filter	44
รูปที่ 3.7 ค่าอุปกรณ์ต่างๆของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 4	45
รูปที่ 4.1 วงจรสัญญาณเสียง (อินพุท)	49
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองสัญญาณอินพุท	49
รูปที่ 4.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	50
รูปที่ 4.4 สัญญาณสามเหลี่ยมที่วัดได้จากเอาต์พุท	50
รูปที่ 4.5 วงจรเปรียบเทียบความถี่	51
รูปที่ 4.6 ผลการทดลองสัญญาณ PWM	52
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองสัญญาณ PWM ที่ MOSFET ขยาย	52
รูปที่ 4.8 วงจรกรองความถี่ต่ำ	53
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	53
รูปที่ 4.10 การใช้งาน Digital Power Amplifier	54
รูปที่ 4.11 ผลการทดลองสัญญาณเสียงอินพุทและสัญญาณเสียงเอาต์พุท	54

บทที่ 1

บทนำ

เมื่อทรานซิสเตอร์ถูกนำออกมาใช้งาน คนทั่วไปจะรู้จักตัวทรานซิสเตอร์นี้ว่าเป็นส่วนประกอบสำคัญในวิทยุ โทรทัศน์ และเครื่องขยายเสียง ทั่วๆ หน้าที่ของทรานซิสเตอร์เราสามารถเอาไปใช้งานนับไม่ถ้วน แต่อย่างไรก็ตาม นั่นเป็นจุดซึ่งให้เห็นแล้วว่าในชีวิตประจำวันโดยทั่วไปประชาชนเห็นคุณประโยชน์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชัดเจนขึ้น กับเครื่องมือเครื่องใช้เหล่านี้ โดยเฉพาะวงจรขยายเสียงในบ้านเรากลายเป็นเรื่องราวที่หลายต่อหลายคนพยายามศึกษาค้นคว้า ซึ่งมีทั้งช่างไฟฟ้า ช่างอิเล็กทรอนิกส์ หรือบุคคลทั่วไป

ถ้าลองย้อนกลับไปดูวงการอิเล็กทรอนิกส์ แหล่งค้าสินค้าทางค้านี้โดยเฉพาะบ้านหม้อ เขตพระนคร กทม. อันเป็นแหล่งสินค้าอิเล็กทรอนิกส์ใหญ่ที่สุด เราจะเห็นชุดประกอบสำเร็จและชุดประกอบเองสำหรับวงจรขยายเสียง มีสถิติการขายล้นหน้าอุปกรณ์สำเร็จอื่นๆ การพัฒนาทางด้านเครื่องเสียงมิได้หยุดยั้งอยู่เท่านั้น ยังมีเทคนิคใหม่ๆ ที่ทำให้เครื่องเสียงมีคุณภาพดีขึ้นกว่าเดิม

องค์ประกอบของเครื่องขยายเสียง

องค์ประกอบของเครื่องขยายเสียงจำเป็นต้องประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ คือ ปรีแอมป์ (Pre - Amplifier) โทนอนโทรล (Tone - Controlled) และภาคขยายกำลัง (Power Amplifier หรือ Main Amplifier)

1. ปรีแอมป์ เป็นวงจรขยายเตรียมสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณที่เข้ามามีขนาดพอที่จะทำให้อำนาจขยายภาคขยายกำลัง หรือระบบพี.เอ. (Public Address) ทำงานได้เต็มที่ตามกำลังวัตต์ที่ออกแบบ เนื่องจากว่าสัญญาณที่เข้ามาจากอินพุตชนิดต่างๆ มีความแรงไม่เท่ากัน ดังนั้นจำเป็นที่เราจะต้องจัดขนาดของสัญญาณให้อยู่ในระดับที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด แต่ถ้าสัญญาณที่เข้ามานั้นมีความแรงอยู่แล้ว ก็ไม่จำเป็นจะต้องผ่านวงจรปรีแอมป์แต่อย่างใด

2. โทนอนโทรล เป็นวงจรที่ใช้สำหรับยกระดับเสียงที่ออกมานั้นมีคุณภาพเสียงเหมาะสมกับการรับฟังมากที่สุด เพราะโดยปกติวงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือใช้ไอซี ส่วนใหญ่แล้วตอบสนองเสียงกลางได้ดีที่สุด วงจรโทนอนโทรลจึงจำเป็นต้องเข้ามาเพื่อยกระดับคุณภาพเสียงให้ดียิ่งขึ้น วงจรโทนอนโทรลที่สามารถปรับรายละเอียดในเรื่องของความถี่ในแต่ละช่วงได้ และให้ผลครอบคลุมย่านความถี่ได้มากขงนั้นเราเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วงจร “อีควอไลเซอร์” (Equalizer)

3. ภาควิทยาลักษณ์ หรือ เพาเวอร์แอมป์ เป็นตัวขยายกำลังหลักของวงจร ดังนั้น บางครั้งเราจึงเรียกรวมวงจรนี้ว่า วงจรแอมป์ ภาควิทยาลักษณ์นี้จะเป็นตัวบอกว่าการเลี้ยงเครื่องเลี้ยงเครื่องนั้นมีกำลังกี่วัตต์ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานในภาควิทยาลักษณ์หรือสเตจสุดท้ายจะเป็นทรานซิสเตอร์เพาเวอร์ ซึ่งทนกระแสได้สูง และให้กำลังขยายสูงด้วยเช่นกัน

คลาสการขยายต่าง ๆ

คลาสการขยายเป็นวิธีการแบ่งระดับขั้นของวงจรขยายตามจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ เวลาที่เราออกแบบวงจรขยายเราจำเป็นต้องหาจุดการทำงาน (Operating Point) หรือจุด Q ของทรานซิสเตอร์ออกมาเสียก่อน ซึ่งสามารถหาได้โดยการอาศัยเส้นโหลดไลน์ (Load Line) หรือเส้นแสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์ อันระบุมากับคู่มือของทรานซิสเตอร์ออกเบอร์นั้นๆ

วงจรขยายเราอาจจะแบ่งคลาสการทำงานได้หลายแบบ อย่างเช่น

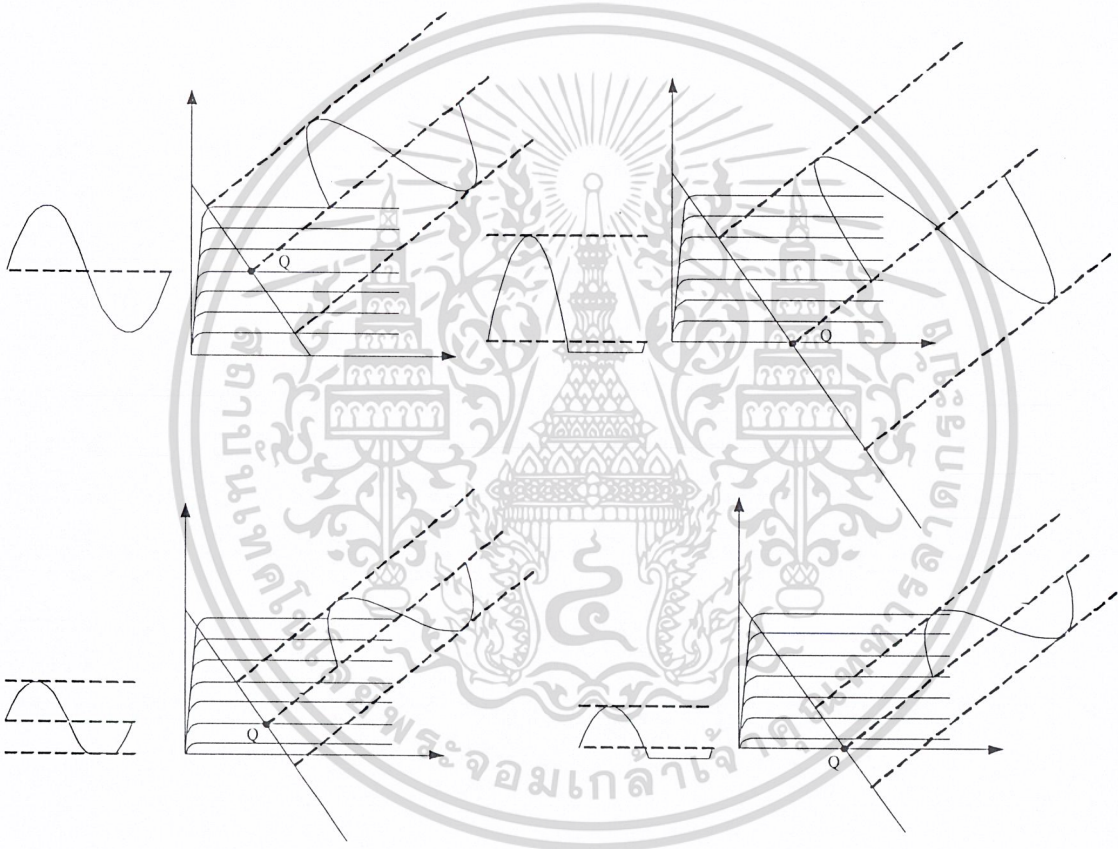
1. วงจรขยายคลาสเอ (Class A Amplifier) เราจะให้จุดทำงานของคลาสนี้อยู่กึ่งกลางเส้นโหลดไลน์พอดี เพื่อให้สัญญาณอินพุตถูกขยายได้ทั้งช่วงบวกและลบเท่าๆ กัน แต่อย่างไรก็ตาม อัตราขยายของวงจรเมื่อใช้คลาสนี้จะต่ำ เพราะถ้าสัญญาณอินพุตมีความแรงเกินไป อาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดอิมิตัวและคัทออฟได้ สัญญาณที่ออกมาจึงโดนขลิบเมื่ออินพุตแรงเกินพิกัด เวลาที่เราออกแบบนั้น เราจะออกแบบให้แรงเคลื่อนระหว่างคอลเลกเตอร์ – อิมิตเตอร์ เท่ากับครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานแล้วสัญญาณสามารถสวิงไปทางบวกและลบได้เท่าๆ กัน

2. วงจรขยายคลาสบี (Class B Amplifier) เราจะตั้งจุดการทำงานอยู่ตรงตำแหน่งคัทออฟพอดี สัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตจึงถูกขยายออกมาเพียงเฟสเดียว อีกเฟสหนึ่งถูกตัดทิ้ง เช่น ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ขยายได้เฉพาะเฟสบวกอย่างเดียว ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ขยายได้เฉพาะเฟสลบอย่างเดียว เอาท์พุทที่ออกมาจึงมีอาการเพี้ยนมากแต่สามารถขยายสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ได้ เราจึงนิยมใช้กับวงจรขยายกำลังหรือระบบพี.เอ. เพื่อลดปัญหาการเพี้ยนของสัญญาณลงเราจึงต้องใช้วงจรขยายแบบพุช - พูล (Push – Pull) โดยใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวทำงานร่วมกันให้ผลัดกันทำงานตัวละครึ่งไซเคิล

3. วงจรขยายคลาสเอบี (Class AB Amplifier) จุดทำงานอยู่ระหว่างวงจรขยายคลาสเอ และคลาสบี สัญญาณจะถูกขยายทั้งสองช่วงแต่ขลิบช่วงหนึ่งถูกขลิบไปเนื่องจากทรานซิสเตอร์เข้าสู่ภาวะคัทออฟเสียก่อน ขนาดของสัญญาณเมื่อขยายออกมาจึงอยู่ระหว่างคลาสเอ กับคลาสบี เหมาะ

สำหรับวงจรขยายกำลัง (Power Amp) ซึ่งเวลาทำงานต้องใช้วงจรทรานซิสเตอร์สองตัวร่วมกันทำงานเช่นกัน จึงจะได้คุณภาพดี

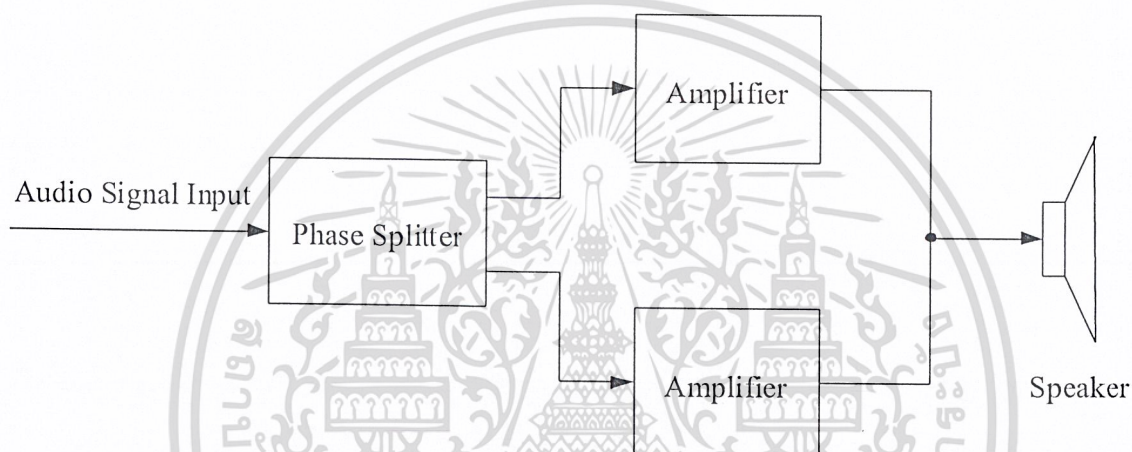
4. วงจรขยายคลาสซี (Class C Amplifier) จุดการทำงานของคลาสนี้ เราจะตั้งไว้ให้เลยจุดคัทออฟไป สัญญาณที่เข้ามาทางอินพุต จะต้องมีความแรงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์รับรู้กระแส (Conduct) เสียก่อนทรานซิสเตอร์จึงจะทำงาน วงจรขยายคลาสนี้ จึงขยายได้เพียงปลายคลื่นของสัญญาณเพียงเฟสเดียวเท่านั้น ก่อให้เกิดความเพี้ยนสูงที่สุด การขยายในคลาสนี้จึงไม่เหมาะสำหรับการสร้างไว้ฟังเสียง แต่อาจจะเหมาะสำหรับการให้กำลังวัตต์สูงๆ เพราะเราสามารถป้อนสัญญาณอินพุตให้มีความแรงได้



รูปที่ 1.1 กราฟคุณสมบัติการขยายสัญญาณคลาสด่าง ๆ

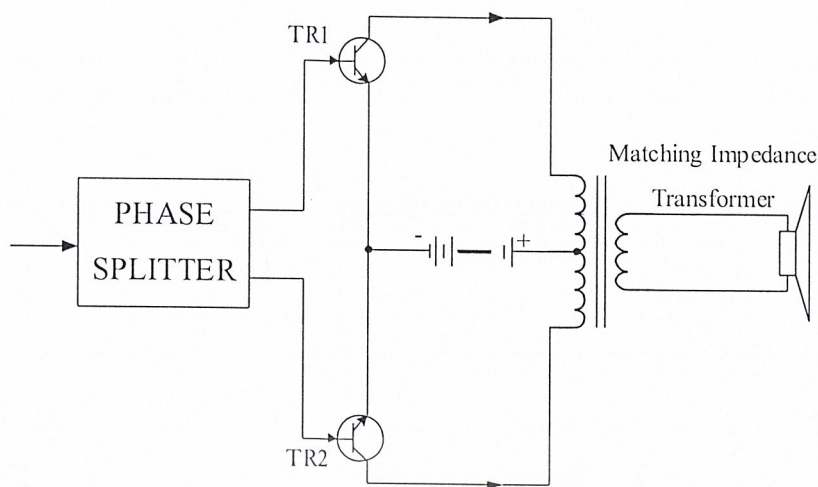
วงจรขยายแบบพุช – พูล (Push – Pull)

วงจรขยายแบบง่าย ๆ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเราเรียกว่า วงจรขยายแบบซิงเกิ้ลแอมป์ (Single Amp) ซึ่งการทำงานอาศัยทรานซิสเตอร์ตัวสุดท้ายเพียงตัวเดียวเป็นหลักนั้น เราจะได้กำลังการขยายที่ต่ำมาก การที่เราจะเพิ่มกำลังวัตต์เป็นเรื่องลำบาก ต้องใช้การออกแบบเป็นซูเปอร์คลาสเอ (Super Class A) เพราะฉะนั้น เราจึงหันมาใช้วงจรพุช – พูล ซึ่งเป็นวงจรที่ออกแบบมาใช้กับวงจรขยายคลาสบี



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายพุช-พูล

เนื่องจากการขยายในคลาสบี สัญญาณที่ขยายออกมาได้นั้นเป็นสัญญาณเพี้ยนเฟสเดียว ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องมีวงจรภาคเอาต์พุตสองภาค เพื่อให้แต่ละภาคผลัดกันทำงานข้างละครึ่งไซเคิล เช่น ข้างหนึ่งทำงานในครึ่งลบ อีกข้างหนึ่งทำงานในครึ่งบวก เป็นต้น ซึ่งเราสามารถจัดวงจรพื้นฐานได้ดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 แนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายคลาสบี

จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ที่เราใช้เป็นภาคเอาต์พุตนั้นเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดเดียวกันและเบอร์เดียวกัน เพื่อให้วงจรนี้ขยายเฟสบวกและเฟสลบได้เท่าๆกัน โดยทรานซิสเตอร์สองตัวนี้เราตั้งไบอัสไว้ที่จุดคัทออฟ (Cut - Off) พอดี โดยปกติกระแสเบสของมันจะไม่ไหล ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์เป็นชนิด NPN ดังรูป มันจะทำงานก็ต่อเมื่อเบสได้รับสัญญาณเฟสบวก อันจะทำให้เบสของมันพ้นภาวะคัทออฟ ถ้าเฟสลบเข้ามาก็จะยิ่งทำให้คัทออฟมากขึ้น

เมื่อเราต้องการให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานครบทั้งไซเคิล ก็จำเป็นต้องมีวงจรแยกเฟส ให้เฟสของสัญญาณที่เข้ามายังเบสต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา ดังนั้นในครึ่งไซเคิลแรก (จากรูป 1.3) TR_1 ได้รับสัญญาณเสียงเฟสบวก TR_2 ได้รับเฟสลบ ทำให้ TR_1 พ้นจากภาวะคัทออฟ มีกระแสไหลผ่านขดลวดไพรมารีของทรานส์ฟอร์มเมอร์ชุดบนครึ่งไซเคิล ต่อมา TR_1 ได้รับเฟสลบ TR_2 ได้รับเฟสบวกบ้าง ทำให้ TR_2 สามารถนำกระแสได้ มีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีชุดล่าง จะเห็นว่าทิศทางของกระแสครั้งแรกกับครั้งที่สองมีทิศทางตรงกันข้ามกัน เมื่อมันถ่ายทอดสัญญาณไปยังขดเซคคันดารีแล้ว มันจะให้รูปคลื่นสัญญาณที่ครบทั้งไซเคิล

อย่างไรก็ตาม การขยายในคลาสบี ก็ยังมีจุดบกพร่องแม้ว่าจะให้กำลังการขยายสูงกว่าคลาสเอก็ตาม แต่จะมีความเพี้ยนของสัญญาณส่วนหนึ่ง ความเพี้ยนนี้จะเกิดขึ้นตรงรอยต่อระหว่างครึ่งไซเคิลแรกกับครึ่งไซเคิลหลัง เราเรียกการเพี้ยนในช่วงการประกบเฟสนี้ว่า “การเพี้ยนครอสโอเวอร์” (Cross Over Distortion)

ที่จริงแล้วกราฟแสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์มิได้เป็นกราฟเชิงเส้นโดยตรง ดังนั้นถ้าเราเอากราฟมาอธิบายการเกิดครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชัน จะเห็นการเพี้ยนได้ชัดเจน

จากกราฟรูปที่ 1.1 ทางแกน X แสดงกระแสคอลเล็กเตอร์ ทางแกน Y แสดงกระแสเบส จะเห็นว่าในช่วงที่กระแสเบสมีค่าน้อย กระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ จนกระทั่งกระแสเบสมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าจนถึงจุดหนึ่งจึงจะเริ่มมีกระแสคอลเล็กเตอร์ เมื่อเป็นเช่นนี้ ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งทำงานและอีกตัวหนึ่งหยุดทำงานในตอนแรกเริ่ม ช่วงนั้นกระแสคอลเล็กเตอร์จะเป็นศูนย์ ทำให้สัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตแตกต่างกันออกไป

เนื่องจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ใกล้จุดคัทออฟ จะขยายไม่ลิเนียร์ ทำให้เกิดครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชันขึ้น เรามีวิธีแก้ไขก็คือ การเพิ่มไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในคลาสเอ.บี.

วงจรที่มีลักษณะการขยายแบบพุช – พูล คลาสบี หรือคลาสเอบี นั้น เราจะใช้กับระบบขยายกำลังหรือภาคเพาเวอร์แอมป์นั่นเอง เมื่อทราบพื้นฐานของวงจรขยายกำลังแล้ว เราจึงเข้าสู่วงจรการทำงานจริง ซึ่งวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

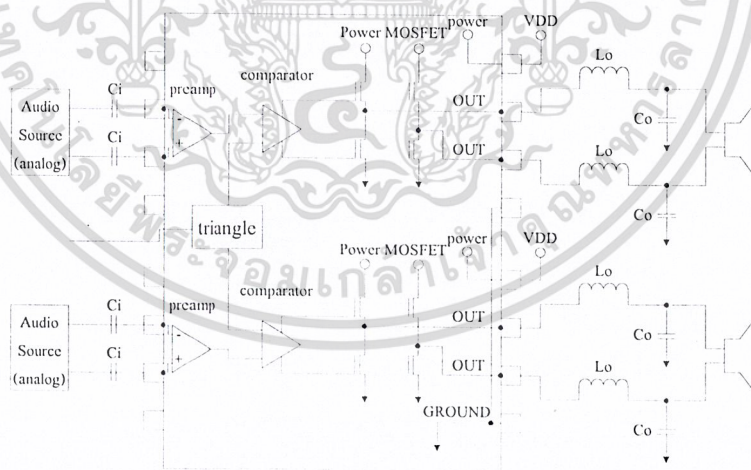
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เครื่องขยายเสียงส่วนมากจะใช้การขยายแบบคลาสเอบีเพราะเป็นที่นิยมในการออกแบบ มันเป็นการรวมกันของข้อดีทั้งสองแบบคือการขยายของคลาสเอและการขยายแบบคลาสบี การขยายแบบคลาสเอจะนำส่วนดีทางการบิดเบี้ยวต่ำ ขณะที่ขยายแบบคลาสบีจะค่อนข้างมีกระแสไบอัสต่ำ ข้อจำกัดหนึ่งคือค่าสูงสุดของกำลังด้านเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงชนิดนี้จะต้องลดความร้อนในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์สำหรับการขยายคลาสเอบีจะมีกำลังวัตต์เล็กน้อยด้านเอาต์พุต ต้องการตัวระบายความร้อนมาก ซึ่งมันจะมีราคาแพงขึ้น และมีขนาดใหญ่

รูปแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี

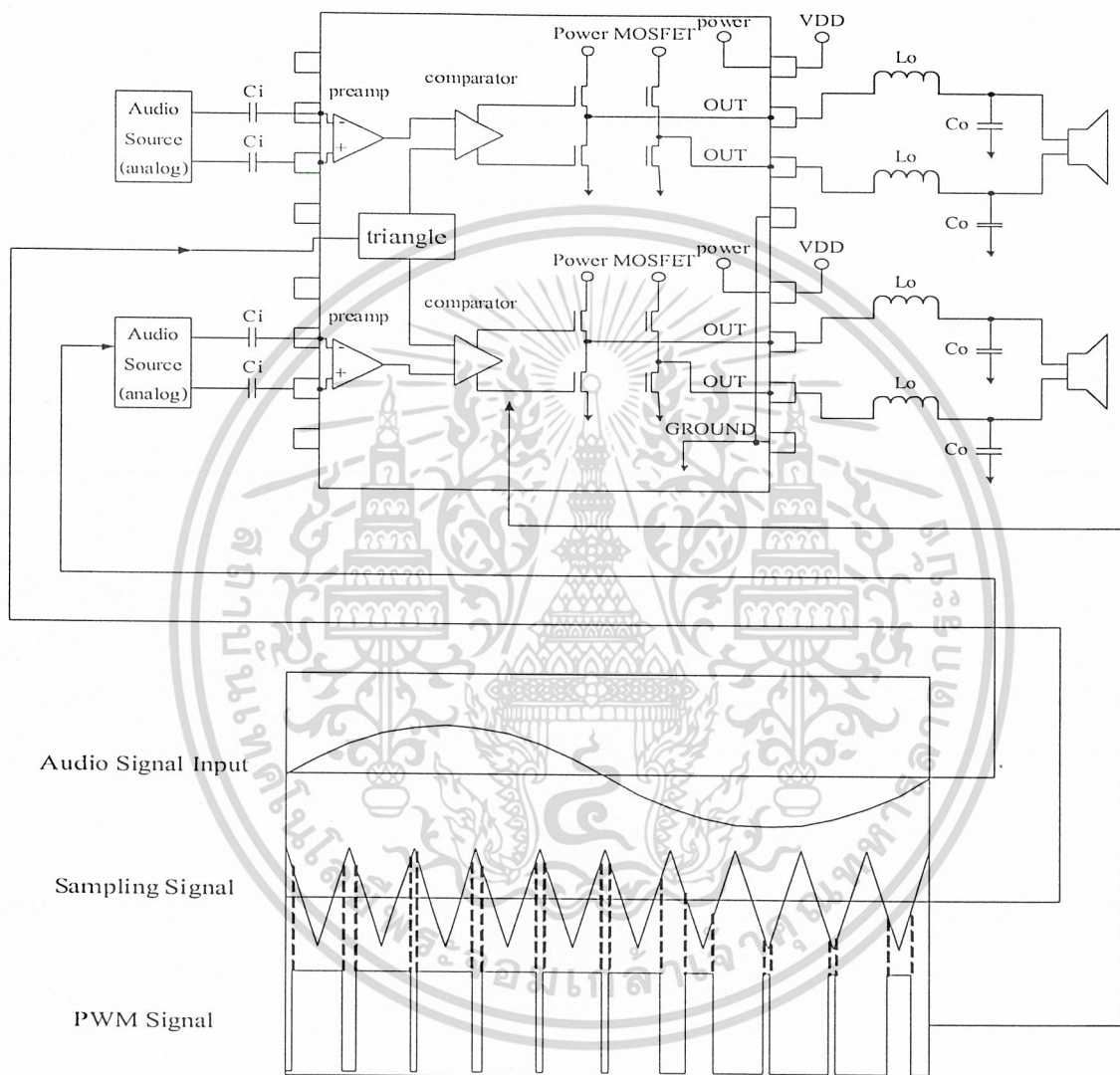
รูปแบบการขยายคลาสดี สร้างขึ้นจาก Pulse Width Modulation (PWM) ที่มีรูปแบบเหมือน การปรับความเร็วมอเตอร์มันถูกใช้ในการประยุกต์กับสัญญาณเสียง เช่น ระบบการขยายเสียง และระบบย่านความถี่เสียงในไมซ์ความถี่สูงในกระบวนการสารกึ่งตัวนำ ที่จะเพิ่มความเร็วสวิตช์ และเพิ่มกำลังสูงจากมอสเฟตซึ่งเป็นวงจรดิจิทัลมีความเป็นไปได้ที่จะมีประสิทธิภาพความถี่สูง โดยการขยายแบบคลาสดี



รูปที่ 2.1 อธิบายบล็อกไออะแกรมสถาปัตยกรรมของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี

จากไออะแกรมของสถาปัตยกรรมการขยายแบบคลาสดี สัญญาณเสียงด้านอินพุตจะถูกเปรียบเทียบกับความถี่สามเหลี่ยม 250 kHz สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบจากสัญญาณเสียง และสัญญาณสามเหลี่ยมจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็น Pulse Width Modulation(PWM) และทำการจัดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ PWM ให้เป็นลักษณะต่างเฟสเพื่อนำไปขับมอสเฟต 4 ตัวทางด้านเอาต์พุตเฮบริดจ์จะเป็น PWM ที่ขยายจากมอสเฟตและเพื่อเปลี่ยนสถานะที่ 250 kHz โดยการป้อนด้านเอาต์พุตเป็นคลื่น PWM จะมีตัวกรองความถี่ต่ำกับเป็นอนาล็อกเป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม เห็นได้จากรูปที่ 2.2 เป็นรายละเอียด การควบคุม Pulse Width Modulation(PWM) คลาสดี



รูปที่ 2.2 รายละเอียด การควบคุม Pulse Width Modulation(PWM) คลาสดี

การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการขยายคลาสดีกับคลาสเอบี

กราฟการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของทั้งการขยายแบบคลาสดี และการขยายแบบคลาสเอบีการขยายเป็นคลาสเอบีมีประสิทธิภาพ 16% ได้จากการวัดสัญญาณเสียงจริงขณะการขยายแบบคลาสดีมีประสิทธิภาพ 45% ซึ่งเห็นได้ว่าน้อยมากจะเห็นได้ว่าสัญญาณทดสอบเป็นสัญญาณเสียงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

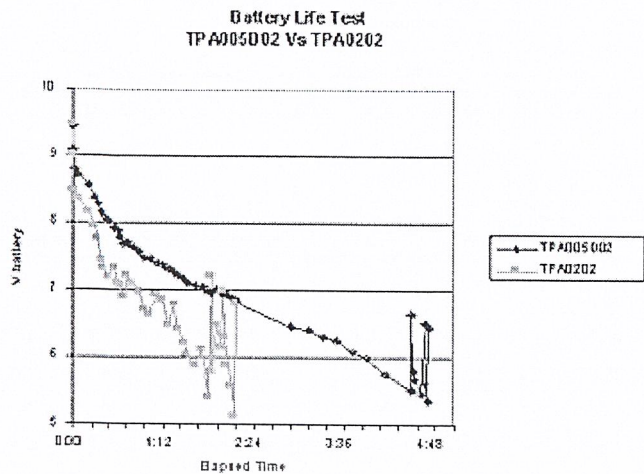
จะถูกตัดไป 16dB จากเฟกเตอร์ ต่างๆ อีกโทนเสียงหนึ่งมีการขยายอีกครั้งสามารถมีประสิทธิภาพ 80% ไปยังโหนดอย่างไรก็ตามด้านเอาต์พุต มีระดับกำลังที่น้อยมากประสิทธิภาพจะลดลงเนื่องจากไปหักล้างกับกระแสแหล่งจ่ายของอุปกรณ์ และเกิดการสูญเสียในตัวกรองความถี่ด้านเอาต์พุต

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

รูปที่ 2.3 ตารางเปรียบเทียบการขยายคลาสดีและคลาสเอบี

การเพิ่มของประสิทธิภาพที่สูง ระยะเวลาการทำงานของแบตเตอรี่ในระบบนี้ดูเหมือนจะเป็นตัวจำกัดประสิทธิภาพสูงให้ลดลง ความต้องการขนาดของตัวระบายความร้อนก็เพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นของกำลังด้านเอาต์พุตสามารถทำได้ การขยายแบบคลาสดีมีการสูญเสียสองส่วนคือการสูญเสียที่สวิตชิง และการสูญเสียที่ดิสซิปเนื่องจากที่อุณหภูมิแต่ละช่วงเวลาคำนอินพุตทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนสถานะมีพลังสูญเสียบางชนิดที่ทรานซิสเตอร์ คือ สวิตช์ออนและออฟ ขณะที่การทดลองสามารถวัดขนาดของช่วงเวลาขาขึ้น และช่วงเวลาขาลงมีขนาดค่าเหตุนี้ระดับที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กแทรกแซง (EMI) จะเกิดการรบกวน ช่วงเวลาขาขึ้นและช่วงเวลาขาลงแบบทันทีทันใดเป็นสาเหตุให้เพิ่มการสูญเสีย เนื่องจากการสลับกันทำงานอย่างรวดเร็ว คุณสมบัติของมอสเฟตในการต่อใช้งานแบบเอชบริดจ์จะเกิดการผิ่เพี้ยนน้อยที่สุด ความผิ่เพี้ยนส่วนใหญ่ของเครื่องขยายเสียงเนื่องจากที่ออกมาเป็นรูปสี่เหลี่ยม

แต่ Switching H – Bridge ที่ความถี่สูงกว่า จะทำให้ประสิทธิภาพลดลง ไม่เท่านั้นการสูญเสียจะเกิดจากการสูญเสียที่สวิตชิงเนื่องจากแหล่งจ่ายถูกเก็บประจุและการสวิตชิงของทรานซิสเตอร์ ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี และเครื่องขยายเสียงแบบคลาสเอบีขึ้นอยู่กับความคงทนของโหนดความต้านทาน การใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่สูงกับลำโพงที่มีอิมพีแดนซ์สูงจะส่งผลให้กับกำลัง เอาต์พุตทำให้เกิดประสิทธิภาพที่สูงกว่าแหล่งจ่ายแรงดันต่ำและลำโพงมีอิมพีแดนซ์ต่ำ

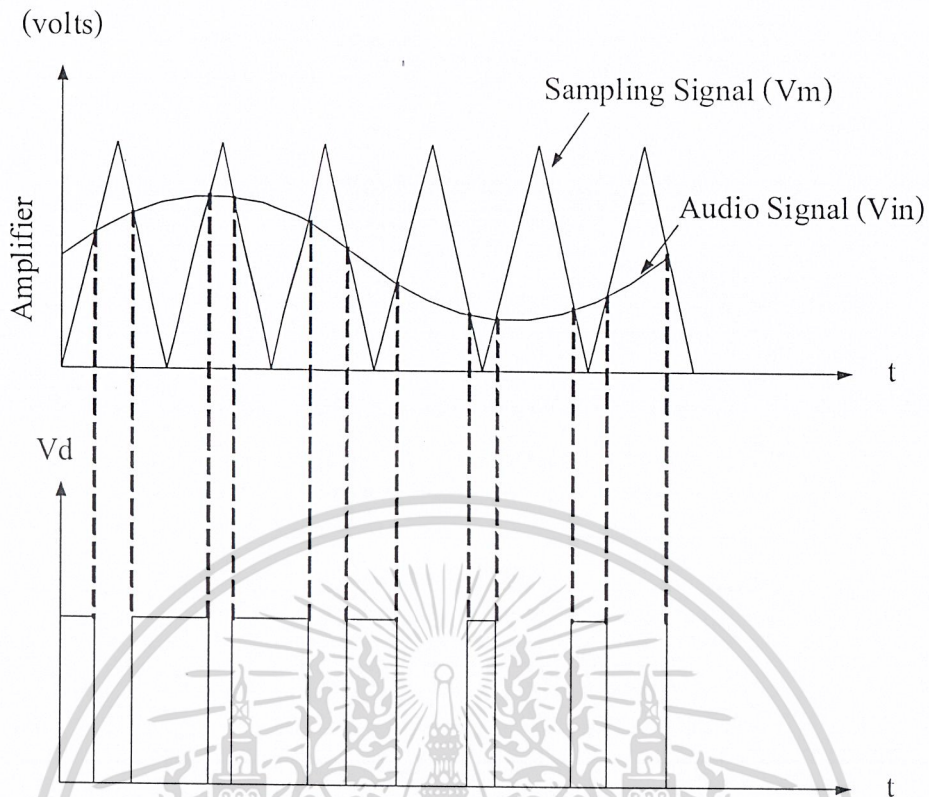


รูปที่ 2.4 อายุใช้งานแบตเตอรี่คลาสดีกับคลาสเอบี

การทำให้เกิดประโยชน์ของการขยายคลาสดีเป็นสิ่งที่ยากมากกว่าการขยายแบบ คลาส เอบี นักออกแบบต้องออกแบบส่วนต่างๆใน PCB ได้แก่ การออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเอทพุท และ EMI/RFI การขยายพื้นฐาน คลาสดี สามารถทำงานแทนที่การขยายพื้นฐานคลาสเอบี โดยเฉพาะอย่างยิ่งประสิทธิภาพของอุปกรณ์จะมีความสำคัญมาก การประยุกต์อื่นๆ ของการขยายคลาสดีคืออุปกรณ์เกี่ยวกับอุณหภูมิซึ่งประสิทธิภาพสูงของการขยายคลาสดีระบบระบายความร้อนถูกอย่างไก็ตาม มีความแตกต่างมากมาย กับการใช้เครื่องขยาย 2 แบบ ผู้ออกแบบจะต้องตรวจสอบให้ ดี ได้แก่ PCB layout การออกแบบ ตัวกรองคิมอดดูเลชั่น และการกำเนิด EMI โดยสัญญาณ สวิต ชิ่ง

ทฤษฎีของการขยายคลาสดี

เป็นความจริงว่าการขยายคลาสดีหรือการขยายคลาสดีจะค่อนข้างไม่มีประสิทธิภาพ เพราะฉะนั้น เครื่องขยายเสียงจะค่อนข้างมีกำลังน้อยทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตต่ำ ดังนั้นจึงต้องสำหรับกำลังสูงๆและนี่คือการขยายแบบคลาสดีซึ่งมีกำลังที่สูง การขยายแบบคลาสดีมีประสิทธิภาพปกติสูงมากกว่า 90% หมายถึงว่า มากกว่า 90% ของกำลังที่ถูกส่งไปขยายจากแหล่งจ่ายถูกเปลี่ยนไปยังโหลดและมีการเปลี่ยนแปลงเป็นความร้อนแค่ 10% หมายความว่าต้นทุนจะน้อยลง สำหรับการระบายความร้อน



รูปที่ 2.5 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM

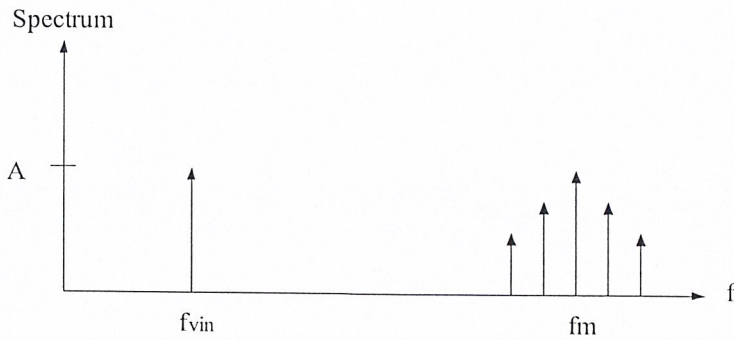
การทำงานคลาสดี

การขยาย คลาสดีจะใช้ Pulse Width Modulation PWM จะเริ่มจากสัญญาณเริ่มต้น V_i ที่ด้านอินพุตถูกมอดดูเลท ซึ่งสัญญาณแซมปลิ่ง (V_m) จะมีความถี่สูงกว่ารูปคลื่นจะถูกใช้คลื่นพาห์หรือสัญญาณมอดดูเลท ปกติจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมตามหลักการความจริงที่เข้าใจง่ายถ้าคุณดูที่รูป 2.5

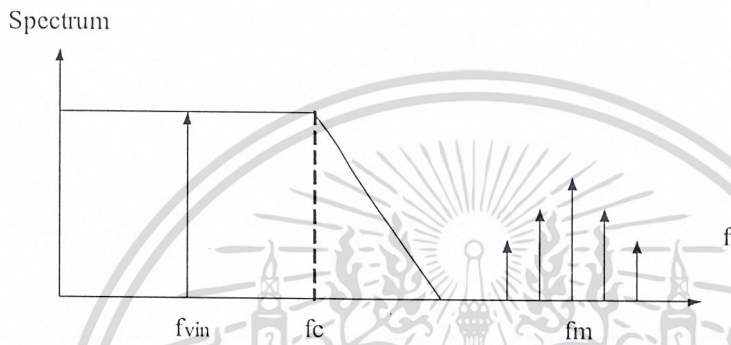
สัญญาณอินพุตได้แก่สัญญาณเสียง คือ V_{in} และสัญญาณสามเหลี่ยมหรือสัญญาณมอดดูเลท V_m สัญญาณ Pulse Width Modulation V_d สามารถเปลี่ยนแปลงได้

$$V_d = "1" \quad \text{if } V_{in} > V_m$$

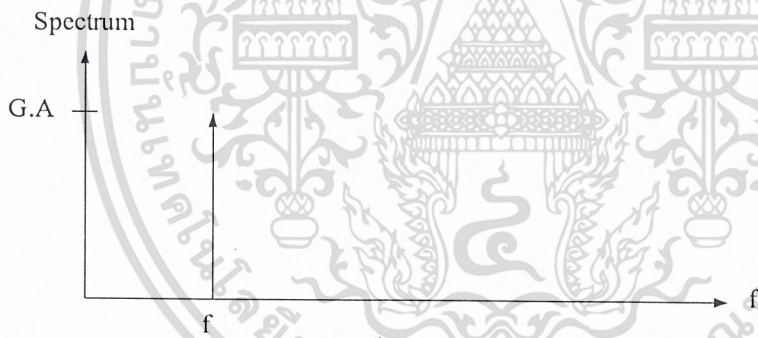
และได้มีสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Discrete) และ ดิจิตอล ซึ่งมีเพียง "0" กับ "1" สัญญาณความถี่พื้นฐานเท่ากับความถี่ Modulate FM และบรรจุสัญญาณ อินพุต กับส่วนประกอบในย่านความถี่รอบๆ ความถี่มอดดูเลท ความถี่มอดดูเลทจะมากกว่าสัญญาณ Input V_m



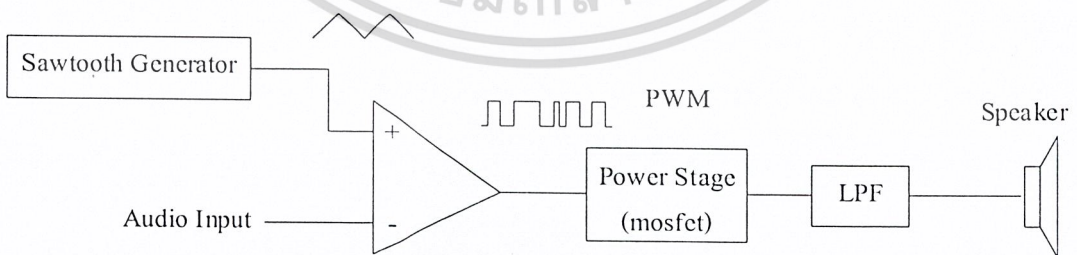
ก) สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตและสเปกตรัมของสัญญาณ PWM



ข) สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตและสเปกตรัมของสัญญาณแอมป์ถึงรวมกันและทำการขยาย



ค) สเปกตรัมของเอาพุตเมื่อผ่าน LPF



รูปที่ 2.6 หลักการการขยายสัญญาณแบบคลาสสิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพในเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี

บทนำโดยทั่วไปเกี่ยวกับสถาปัตยกรรมของเครื่องขยายเสียงแบบอินทิเกรตกล่าวคือ สถาปัตยกรรมแบบคลาสเอบีทางด้านเทคนิคจะมีประสิทธิภาพที่ต่ำ ทฤษฎีพื้นฐานของการควบคุม สำหรับเครื่องขยายแบบคลาสดี ที่ถูกใช้นี้จะอธิบายว่า ทำไมเทคนิคนี้จึงได้ผลดีมากกว่า คลาสเอบี สถาปัตยกรรมพื้นฐานของคลาสดีจะถูกอธิบายตามด้วยการออกแบบของวงจรรวม โดยเฉพาะ เทคนิคการมอดูเลชันข้อมูลจะแสดงว่าเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีจะมีประสิทธิภาพมากกว่า คลาสเอบี

เครื่องขยายเสียงในรูปแบบการขยายแบบคลาสดีมีเครื่องมือในระบบกำลังสูงมากมายได้ นำผลประโยชน์ในการเพิ่มของประสิทธิภาพการขยายแบบคลาสดีมีผลประโยชน์สำหรับเครื่อง ขยายเสียงขนาดเล็ก นักออกแบบจะต้องรู้ความเป็นไปได้ของปัญหาเกี่ยวกับเครื่องขยายเสียงแบบ คลาสดีไม่ได้มีอยู่ เมื่อมีการออกแบบเครื่องขยายเส้นแบบเชิงเส้น เช่น แพลทอป ไทรศัพท์มี้อถือ เป็นต้น

วงจรรวม (IC) เครื่องขยายเสียงเกือบทั้งหมดหาได้ง่ายในตลาด โดยเฉพาะเครื่องขยายเสียง แบบคลาสเอบี ถูกจัดให้เป็นพื้นฐานผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิกและนอยส์ ของเสียงจะมีมาก (THD + NOISE) ในด้านปฏิบัติการเสไฟฟ้าที่ต่ำ บางครั้งก็จะมีสัญญาณเสียง

เครื่องขยายเสียงคลาสเอบีเป็นส่วนย่อยของเครื่องขยายเสียงเชิงเส้นในกลุ่มใหญ่เครื่อง ขยายเสียงเหล่านี้ไม่คำนึงถึงประสิทธิภาพ โดยพลังงานบางส่วนจะสูญเสียไปกับความร้อนจากวง จรรวม(IC) ผลก็คือ เกิดความเพี้ยนในวงจรรวม (IC) ความร้อนที่มากเกินไปนี้จะถูกกำเนิดโดยการ กระจายกำลังแทนการส่งไปยังโหลด

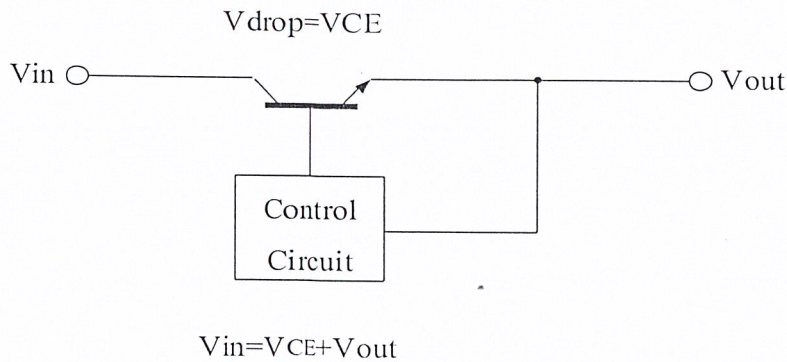
ในทางด้านปฏิบัติ อุณหภูมิหรือก็เป็นสิ่งที่สำคัญเครื่องขยายเสียงที่ต่างจากนี้จะถูกนำมาใช้ งาน ได้แก่ เครื่องขยายเสียงแบบ คลาสดีจะดีกว่าคลาสเอบี เพราะจะมีประสิทธิภาพสูงกว่าเครื่อง ขยายเสียงแบบ คลาสเอบี

ระบบอนาล็อกระหว่างเครื่องขยายเสียงและแหล่งจ่ายเรกกูเลท

ระบบอนาล็อกสามารถสร้างระหว่างเครื่องขยายเสียงคลาสเอบีแหล่งจ่ายแบบเรกกูเลทใน เรกกูเลเตอร์เชิงเส้นแรงดันเอาท์พุทจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุทจะมีค่าแรงดันตกคร่อมเป็นค่าแตก ต่างระหว่างแรงดัน อินพุทกับแรงดันเอาท์พุท

$$V_{CE} = V_{in} - V_{out} \quad (2.1)$$

แรงดันตกคร่อมนี้ได้ตกคร่อม ไปโพลาทรานซิสเตอร์และ มอสเฟททรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 2.7 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมเรกกูเรเตอร์เชิงเส้น

กำลังการกระจายในเรกกูเลเตอร์แบบเชิงเส้นเท่ากับกระแสโหลดคูณกับแรงดันตกคร่อมในอุปกรณ์ย่านที่ใช้ประโยชน์ของ เรกกูเลเตอร์เชิงเส้นถูกจำกัดโดยความร้อนจากส่วนอุปกรณ์

ตัวอย่าง มีแหล่งจ่าย 5 V และต้องการกำเนิด 1 A , 3.3 - V แหล่งจ่ายแรงดันจ่ายแรงดัน 3.3 V จะมีแรงดันตกคร่อม 1.7 V และกำลังการกระจายจะอยู่ในอุปกรณ์

$$\begin{aligned} P_D &= V_{drop} * I_{20AD} \\ &= 1.7 \text{ V} * 1 \text{ A} \\ &= 1.7 \text{ W} \end{aligned}$$

ซึ่งเป็นผลของกำลังการกระจายนี้คือ แหล่งจ่ายพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกกระจายโดยการแทนที่ของความร้อนที่ใช้ในกำลังจริงของวงจร

กำลังจริงในโหลด

$$\begin{aligned} P_{20AD} &= V_{20AD} * I_{20AD} \\ &= 3.3 \text{ V} * 1 \text{ A} \\ &= 3.3 \text{ W} \end{aligned}$$

กำลังงานทั้งหมดที่ส่งโดยแหล่งจ่ายรวมกับกำลังงานการกระจายในอุปกรณ์และกำลังที่ส่งไปยังโหลด

$$\begin{aligned} P_{supply} &= P_D + P_{20AD} \\ &= 1.7 \text{ W} + 3.3 \text{ W} \\ &= 5.0 \text{ W} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณประสิทธิภาพ

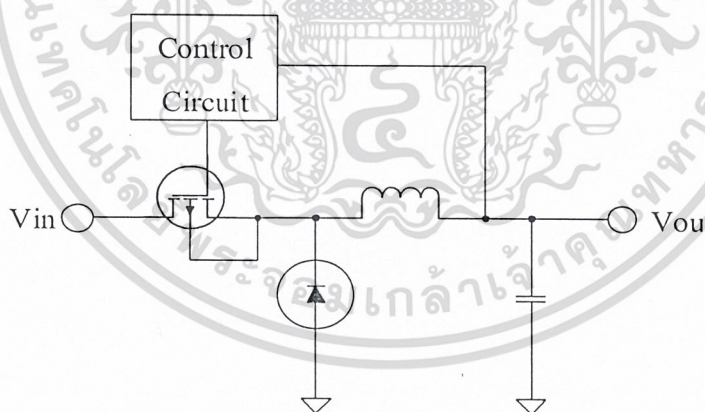
$$\begin{aligned}\text{ประสิทธิภาพ} &= P_{20\text{AD}} / P_{\text{supply}} \\ &= 3.3 \text{ W} / 5.0 \text{ W} \\ &= 66 \%\end{aligned}$$

กำลังงานที่ต่ำนี้ มันมีความสำคัญมากคือกระแส 1 A จะถูกกินจากแหล่งจ่ายอินพุตและกระแส 1A เหมือนกันนี้จะถูกส่งไปยังโหลดและมันก็ไม่ได้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการเปลี่ยนไปของกำลังจะมีความจำเป็นมากใน DC/DC คอนเวอร์เตอร์ ประสิทธิภาพจะถูกเพิ่มความสำคัญมากขึ้น

DC/DC คอนเวอร์เตอร์ ทำงานโดยเคลื่อนที่พัลส์ของกำลังจากแหล่งจ่ายพลังงานจะถูกเก็บในอินดักเตอร์ จะถูกต่อกับโหลดจะทำให้กำลังเรียบและถูกส่งไปยังโหลด

ทางตรงกันข้าม เรกกูเลเตอร์เชิงเส้น DC/DC คอนเวอร์เตอร์ ถูกออกแบบให้มีแรงดันเอาต์พุตมีขนาดใหญ่กว่าแรงดันอินพุต หรือ แรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตหรือออกแบบให้ควบคุมทั้ง 2 กรณี ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตจะมีขนาดใหญ่กว่าหรือน้อยกว่าการออกแบบด้านเอาต์พุต

จะเห็นได้ว่าวงจรจำลองจะอยู่ในรูปที่ 2.8 เมื่อตัวควบคุมกำหนดกำลังงานความต้องการของสวิตช์



รูปที่ 2.8 โหลด สวิตช์จะปิด กำลังงานจะได้จากแหล่งจ่าย

เมื่อความต้องการระดับพลังงานของเอาต์พุตมาถึงสวิทช์ก็จะปิดและแหล่งจ่ายเหนี่ยวนำจะจ่ายกระแสไปยังโหลด แรงดันตกคร่อมที่เอาต์พุตจะมีค่าลดลง สวิทช์จะทำงานปกติ คือ ปิด และทั้งหมดนี้จะทำงานซ้ำเป็นรอบในตัวเอง

ถ้าแรงดันเอาต์พุตเป็นระดับ DC วงจรจะง่ายขึ้น ในแรงดันอินพุตและเอาต์พุตและมีความสัมพันธ์ใน 1 คาบเวลา

$$V_{out} = V_{in} * D \quad (2.2)$$

เมื่อ D คือ 1 คาบเวลา

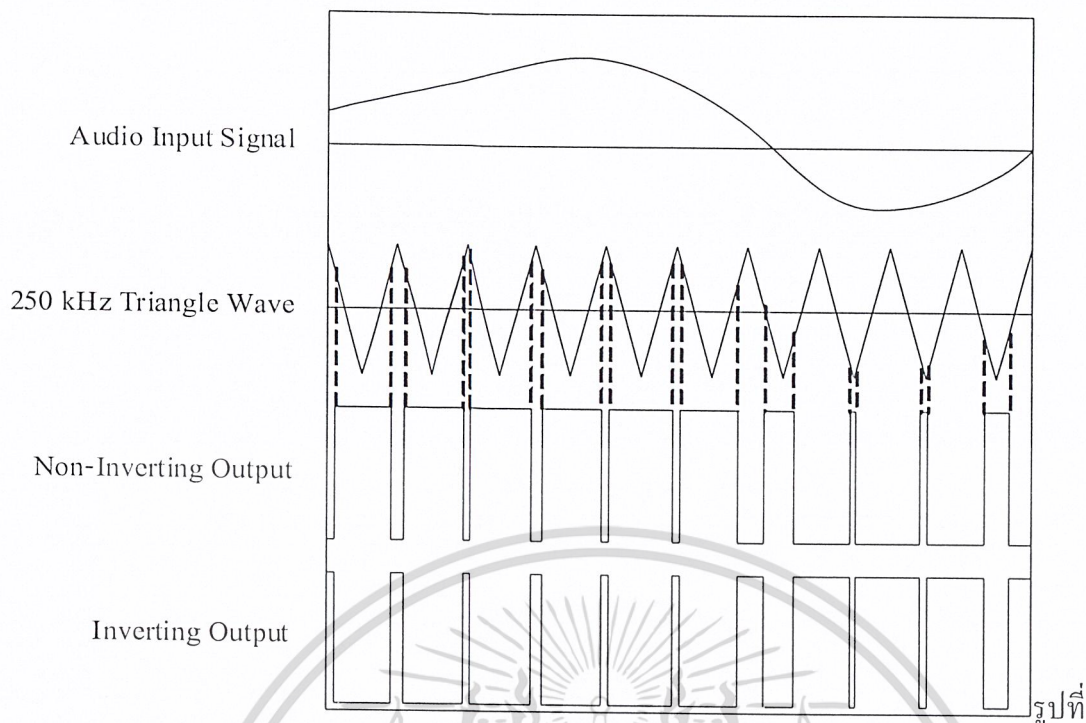
ประสิทธิภาพของ คอนเวอร์เตอร์ที่คำนวณได้จาก

$$\text{ประสิทธิภาพ} = P_{load} / P_{supply} \quad (2.3)$$

ค่าความแตกต่างระหว่าง P_{load} และ P_{supply} คือ กำลังการกระจาย อันได้แก่ การสูญเสียที่สวิทช์และการสูญเสียที่ตัวนำมีค่าประสิทธิภาพ คือ 90 – 97%

อุปกรณ์ต่างๆในระบบการขยายเสียงแบบคลาสดี

สัญญาณเสียงด้านอินพุตที่เป็นแบบอานาล็อกที่ถูกเปลี่ยนแปลง จะนำไปต่อด้านอินพุตของ เครื่องขยายเสียง และผ่านหลายขั้นตอนเรียกว่า Differential – to – single – ended (Single – ended ให้ออกแบบให้เป็นไปได้ แต่นี้คือกรณีทั่วไป) สัญญาณเสียงจะถูกป้อนเป็นบวกในด้าน อินพุตของตัวเปรียบเทียบที่ความเร็วที่สูง ตามด้วยการลงของสัญญาณในอินพุตเป็นลบของ ตัวเปรียบเทียบ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 แต่ละเวลา สัญญาณอินพุตข้ามรูปคลื่นด้านเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบ จะเปลี่ยนสถานะเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบจะถูกต่อกับวงจรตัวขับเคลื่อนเพื่อเปลี่ยนระดับอิมพีแดนซ์ต่ำจะขับสัญญาณสำหรับกำลังเอาต์พุตของ ทรานซิสเตอร์



2.9 การเปรียบเทียบ ของสัญญาณเสียงกับสัญญาณสามเหลี่ยม

อุปกรณ์ในเครื่องขยายคลาสดี

ประสิทธิภาพที่ปรับปรุงของคลาสดีมันเป็นตัวเลือกที่มีขนาดเล็ก การใช้เครื่องมือซอฟต์แวร์การวิเคราะห์พลังงานเสียงที่พัฒนาได้แสดงว่า เครื่องขยายเสียงคลาสดีมีความสามารถและประสิทธิภาพสูงกว่าเครื่องขยายเสียงคลาสเอบี สำหรับ 1 kHz โทนเสียงที่ พูลสเกล ของกำลังเอาต์พุตเครื่องขยายเสียง คลาสเอบี จะมีค่าประสิทธิภาพโดยประมาณ 63% สำหรับอัตราเปรียบเทียบเครื่องขยายเสียง ซึ่งมีความต้านทานเอาต์พุต $r_{DS(on)} 0.300\Omega$. ประสิทธิภาพประมาณ 86% แต่เครื่องเสียงส่วนมาก พวกมันถูกใช้ขับเสียงเพลงหรือย่านสัญญาณเสียง

เฟกเตอร์สูงสุดของสัญญาณได้ถูกกำหนดตามอัตราส่วนของพลังสูงสุด กำลังที่วัดได้โตนเสียงมีแฟกเตอร์สูงสุด 3 dB เพลงบางชนิดจะมีเฟกเตอร์สูงถึง 15 dB เมื่อเปรียบเทียบคลาสเอบีกับคลาสดีเมื่อได้ส่งสัญญาณจริง ความแตกต่างของประสิทธิภาพจะเป็นการรบกวน สำหรับชนิดของเพลง เครื่องขยายเสียงคลาสเอบีจะมี เฟกเตอร์สูงถึง 15 dB (125 mWRMS จะส่งผลได้ประสิทธิภาพ 20 % และ 80% ของพลังงานจะเป็นแหล่งจ่ายโดยเบตเตอร์จะถูกกระจายข้างในเครื่องขยายเสียงในการเปรียบเทียบ คลาสดีจะอยู่ได้เงื่อนไคเดียวกัน มีประสิทธิภาพใกล้เคียง 75% ใหญ่กว่า $3 \frac{1}{2}$ ของเวลาในการปรับปรุงประสิทธิภาพ การปรับปรุงสามารถถูกใช้เมื่อขยายเวลาของอุปกรณ์เบตเตอร์ หรือสำหรับผลรวมที่ยอมให้เกิดพลังงานการกระจาย พลัง เอาต์พุต สามารถเพิ่ม 3.5 time การใช้ของเครื่องขยายเสียงคลาสดีเมื่อเทียบกับเครื่องขยายเสียงคลาสเอบี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

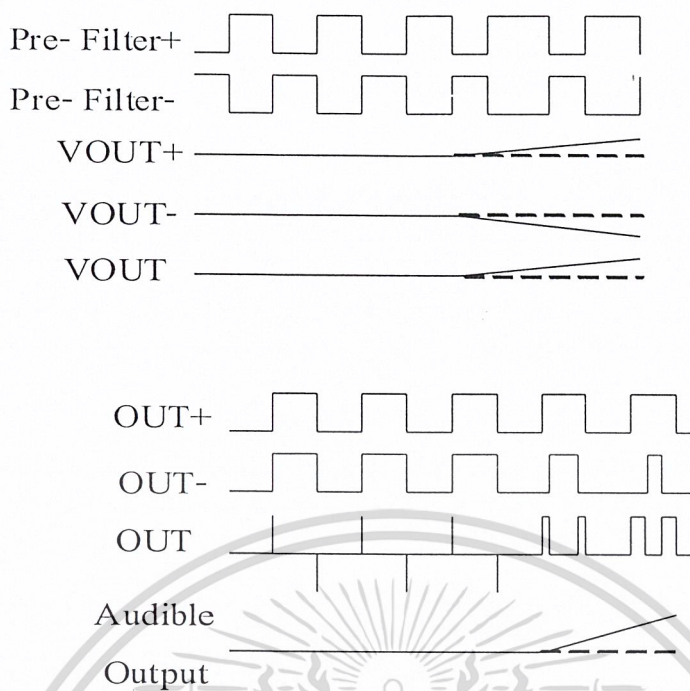
การเพิ่มอุปกรณ์ในเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี

การใช้เครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีแทนที่เครื่องขยายเสียงแบบคลาสเอบีได้ทำทาบ้างถึงบางอย่างกับน้อกออกแบบ ความแตกต่างที่สำคัญของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีกับ เครื่องขยายเสียงแบบคลาสเอบีข้อแตกต่างคือความจำเป็นที่จะใช้ตัวกรองด้านเอาท์พุทสำหรับเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีการมอดดูเลทแบบใหม่นั้น ตัวกรองเอาท์พุทจะถูกตัดออก ในส่วนที่เป็น ฟิเตอร์มอดดูเลชันอย่างที 2 ความต้องการพยายามออกแบบแหล่งจ่ายให้ผ่านคาปาซิเตนซ์คือการขยายแบบสวิตชิงทำให้เกิดความถี่สูง กระแสพัลส์สูงได้ถูกต้องการจากแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิงของเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี มีความต้องการมาก

ฟิเตอร์ มอดดูเลชัน

เครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีมีความต้องการตัวกรองเป็นพิเศษ เพื่อจะได้เอาความถี่แชมปลิ่งด้านเอาท์พุทออกและสร้างสัญญาณเสียงที่ต้องการ โดยเครื่องกรองชนิดนี้ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ 4 ตัว และคาปาซิเตอร์ 8 ตัว ในแต่ละช่อง ระบบเดียวกันนี้จะต้องการส่วนประกอบเหล่านี้ การให้ความสนใจในความถี่เหล่านี้พวกเราได้พัฒนาการมอดดูเลทของเครื่องขยายเสียงแบบ

คลาสดีซึ่งสามารถกระทำโดยปราศจากเครื่องกรองด้านเอาท์พุทเราเริ่มต้นโดยดูคุณสมบัติของลำโพงให้เหมือนกับมนุษย์ เนื่องจากชนิดของเครื่องขยายเสียงคือระบบเครื่องจักรที่สามารถตอบสนองความถี่เหนือกว่าย่านความถี่เสียงที่ถูกจำกัดอย่างเหมาะสมคือความไม่สามารถหักทอฟของขดลวดเสียงที่เกินมาจากการกำเนิดของสัญญาณย่านความถี่เสียง ผลตอบสนองความถี่ของลำโพงได้สูญเสียเป็น $1/r^2$ ภายนอกของย่านความถี่เสียง ด้วยเหตุนี้ จิตจำกัดทางกายภาพของลำโพงจำเป็นต้องมี ตัวกรองความถี่ต่ำ กับเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีการกำจัดออกต้องใช้ ตัวกรองความถี่ภายนอก



รูปที่ 2.10 เทคนิคการมอดูเลต

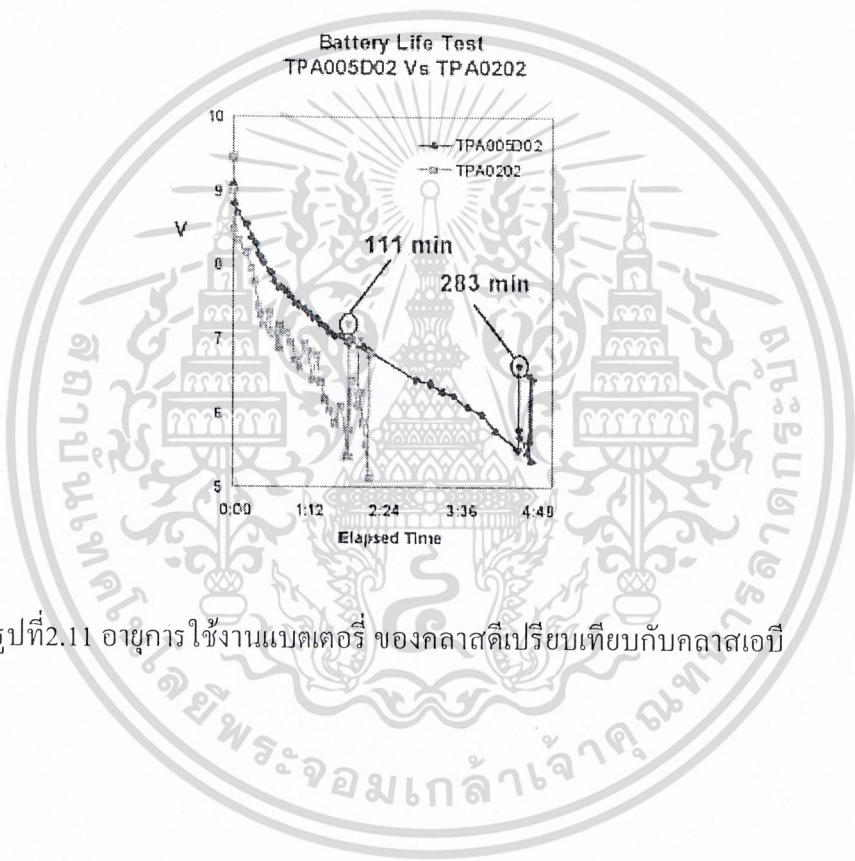
ในกรณีนี้ข้อมูลเสียงจะถูกบรรจุในการทำงานหนึ่งรอบของรูปคลื่นด้านเอาต์พุตระหว่างครึ่งของรอบแรก พลังงานหนึ่งจะถูกส่งไปยัง ตัวกรองความถี่ระหว่างครั้งที่ 2 ของรอบ พลังงานอีกจำนวนหนึ่งจะถูกดึงออกจากฟิลเตอร์ เนื่องจากฟิลเตอร์เป็นอินดักทีฟ มันจึงทำให้พลังเรียบออก และคู่ที่เอาต์พุตของ รูปคลื่นกรองความถี่เหมือนสัญญาณเสียงแบบอานาล็อกอย่างไรก็ตาม ถ้าคุณพยายามขับสัญญาณ ปริมาณที่ส่งไปในลำโพงแหล่งจ่ายกระแสจะเพิ่มขึ้นและลำโพงเหมือนอินดักทีฟฟิลเตอร์รูปที่ 2.12 ให้เห็นการมอดูเลตแบบใหม่

ในกรณีนี้ไม่มีสัญญาณ แอปพลิเคชันถึงลำโพงเมื่อไม่ต้องการเสียง การบรรจุข้อมูลเสียงในระบบการทำงานมันจะถูกบรรจุในความสัมพันธ์ของเฟสระหว่าง 2 เอาต์พุตซึ่งไม่มีสัญญาณ อินพุตดังนั้นเอาต์พุตจะเกือบอินเฟส ซึ่งไม่มีผลกับสัญญาณแอปพลิเคชันสู่โหลด สัญญาณเอาต์พุตจะแกว่งไปหนึ่งทิศทางหรือทิศทางอื่นๆ เฟสซีฟระหว่าง 2 เอาต์พุตจะเพิ่มและเครือข่ายสัญญาณจะถูกส่งไปยังโหลด มีการกระจายของพลังเล็กในลำโพงตามเอาต์พุตรูปคลื่นแต่ใน แอปพลิเคชันส่วนมากจะมีเปอร์เซ็นต์ที่เล็กมากของการกระจายกำลังงานในลำโพง ดังนั้นจึงไม่เกิดปัญหา และเชื่อถือได้ สิ่งนี้ได้ถูกยืนยันด้านแรงดันไฟฟ้า และอุณหภูมิของทั้งคู่

ประสิทธิภาพ

ประสิทธิภาพในการขับเคลื่อนเฟลเตอร์ของเครื่องขยายเสียงคลาสดีได้ปรับปรุงประสิทธิภาพเหนือกว่าเครื่องขยายเสียงแบบคลาสเอบีและได้ขยายระยะเวลาการทำงานของแบตเตอรี่ของอุปกรณ์เดียวกันและเพิ่มผลรวมของพลังงานเอาท์พุทกำลังการกระจายอาจจะถูกจำกัดด้วยแอปพลิเคชันนี้ สามารถจำกัดความร้อนได้หรือค่าคงที่ลดลงเล็กน้อยกำลังการกระจายในทุกวันนี้จะเล็กน้อยลงจากเมื่อก่อน

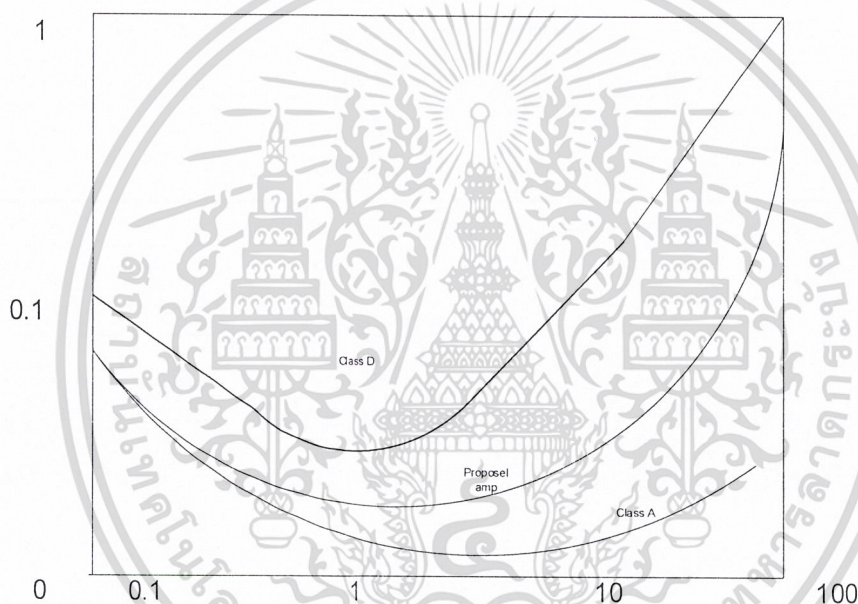
ดังนั้นสิ่งที่น่าสนใจจะถูกบันทึกจากกราฟ คือ รูปร่างทั่วไปของเส้นโค้งที่ถูกทดสอบเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดีจะมีแรงดันที่เรียบมากกว่า เครื่องขยายเสียงแบบคลาสเอบีผู้เขียนสร้าง



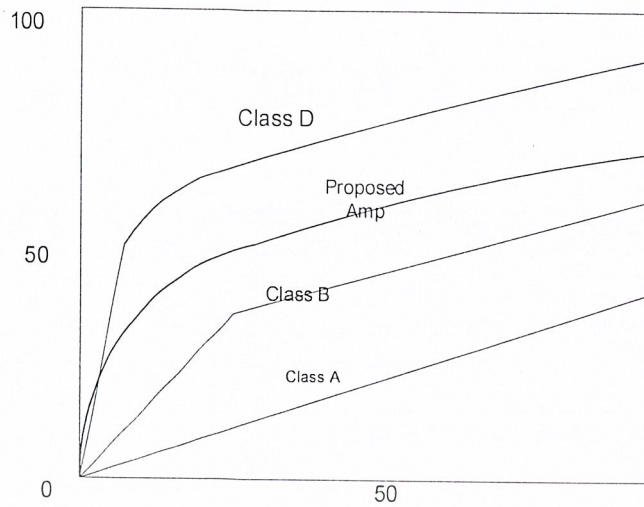
รูปที่2.11 อายุการใช้งานแบตเตอรี่ ของคลาสดีเปรียบเทียบกับคลาสเอบี

การขยายกำลังแบบสวิตชิง (Switching Power Amplifier)

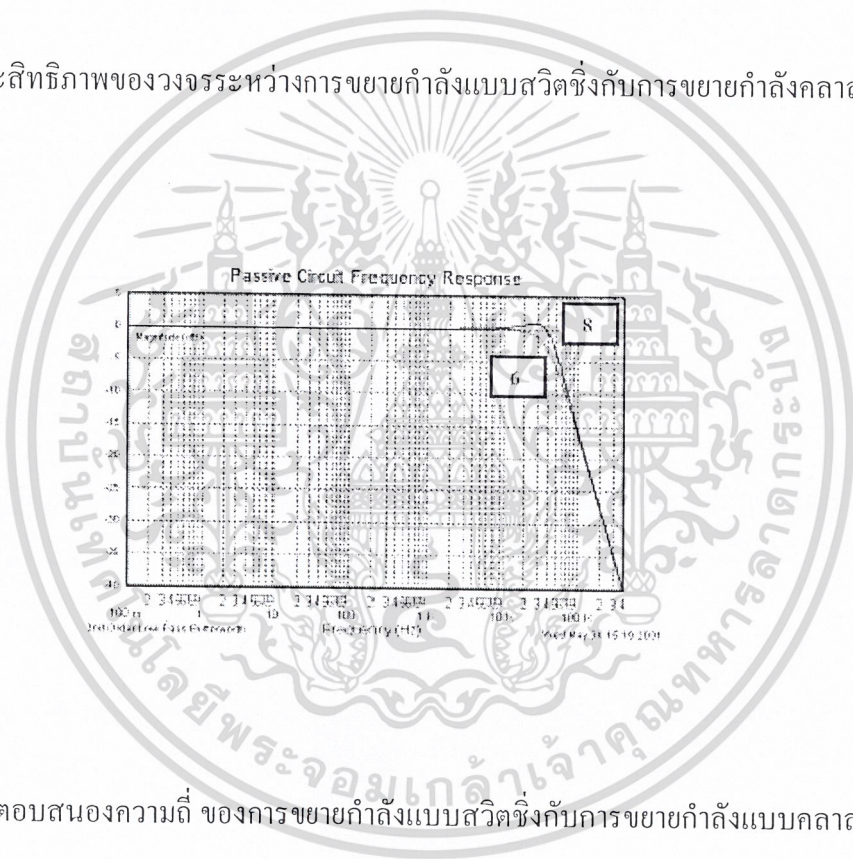
ส่วนนี้เป็นส่วนที่สองของโครงการนี้เป็นส่วนขยายสัญญาณแบบสวิตชิง (แบบคลาสดี) ข้อแตกต่างของวงจรขยายแบบนี้คือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุตนั้นจะทำงานเพียง 2 สถานะ คือ เปิด และ ปิด เท่านั้นซึ่งลักษณะการทำงานแบบนี้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงาน (On) ค่าความต้านทานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใกล้เคียงกับ “0” และขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (Off) จะเสมือนความต้านทานมาก ๆ เข้าใกล้ไม่มีจำกัดด้วยเหตุนี้การขยายกำลังแบบสวิตชิงจึงมีประสิทธิภาพสูงแต่ การขยายกำลังแบบสวิตชิง ก็ยังมีปัญหาอยู่ซึ่งก็คือ การตอบสนองความถี่และความเพี้ยนซึ่งค่อนข้างสูง



รูปที่ 2.12 ความเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบระหว่างกรขยายกำลังแบบสวิตชิงกับการขยายกำลังแบบคลาสอื่น ๆ

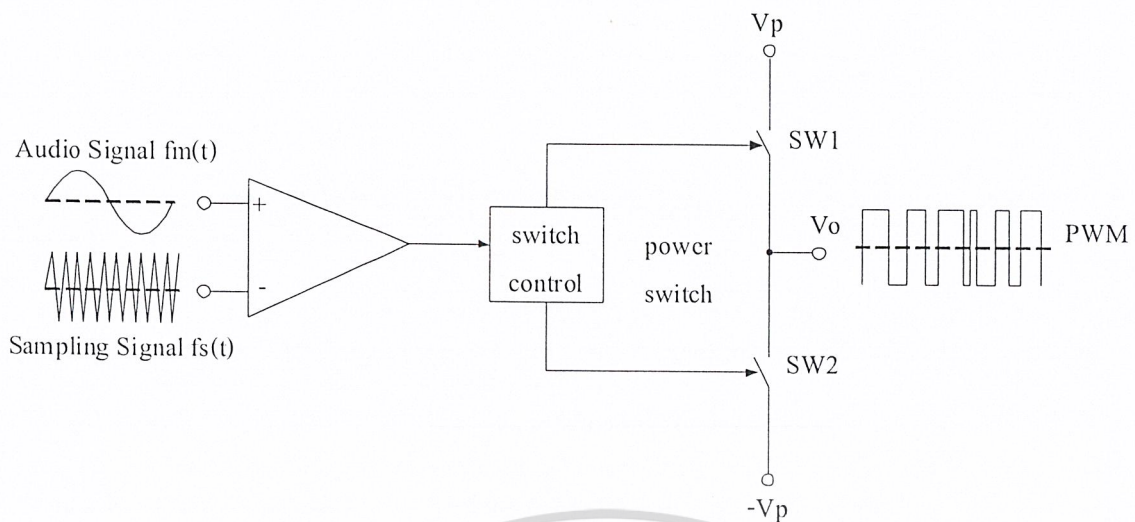


รูปที่ 2.13 ประสิทธิภาพของวงจรระหว่างการขยายกำลังแบบสวิตชิ่งกับการขยายกำลังคลาสอื่น ๆ



รูปที่ 2.14 การตอบสนองความถี่ ของการขยายกำลังแบบสวิตชิ่งกับการขยายกำลังแบบคลาสอื่น ๆ

จากรูปที่ 2.12 และ 2.13 จะพบว่าความเร็วของการขยายกำลังแบบสวิตชิ่ง ค่อนข้างสูงแต่ประสิทธิภาพ การขยายกำลังแบบสวิตชิ่งนั้นดีที่สุดเช่นเดียวกัน



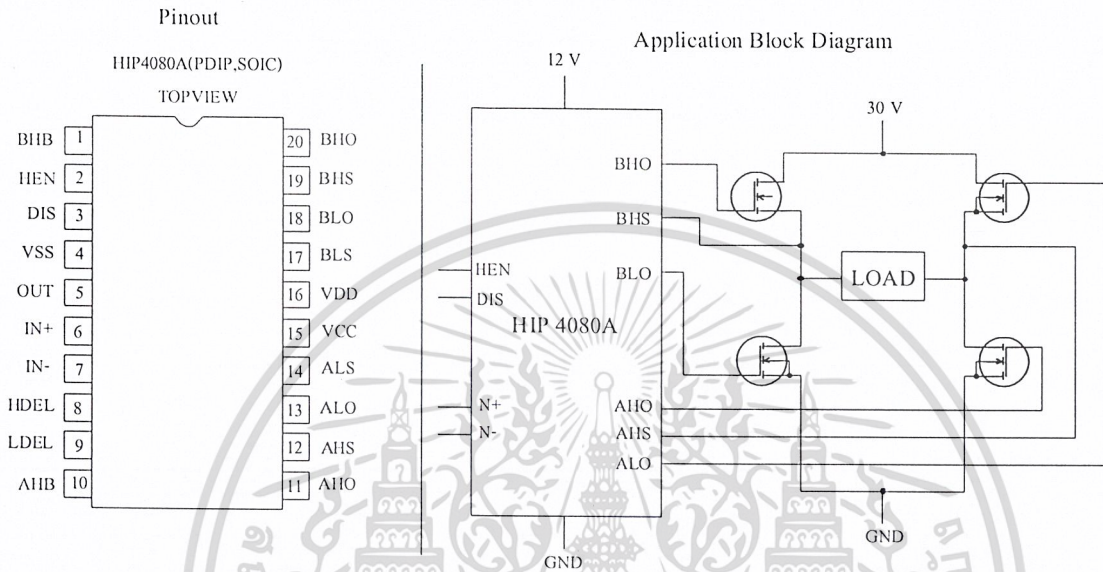
รูปที่ 2.15 วงจรพื้นฐานสำหรับการขยายกำลังแบบสวิตชิง

จากรูปที่ 2.17 สามารถแบ่งวงจรขยายกำลังแบบสวิตชิงออกเป็น 4 ส่วนได้ดังนี้ คือ

- 1) ภาค Pulse Width Modulator ใช้โอปแอมป์ (Op Amp) เป็นตัวเปรียบเทียบเพื่อเป็นตัวสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulator โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมเป็นพาหะ ในที่นี้วงจรผลิตความถี่แบบสามเหลี่ยมใช้ ไอซีเบอร์ 4069 วงจรเปรียบเทียบใช้ ไอซีโอปแอมป์ (Op Amp) แบบความเร็วสูงเบอร์ LF351
- 2) Level Shifter เป็นวงจรปรับขาเกต ของมอสเฟต
- 3) ภาคเพาเวอร์เอ๊าท์พุตใช้มอสเฟตแบบสวิตช์ความเร็วสูง เบอร์ RFP15N06 เป็นเอ๊าท์พุต
- 4) ภาควงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองความถี่พาหะ ออกจากสัญญาณ เพื่อให้เอ๊าท์พุต ที่ออกมาเหมือนกับอินพุต

วงจรที่ใช้งานจริง

ใน ส่วนของภาคขับนี้ใช้ไอซีเบอร์ HIP 4080 AIP ของบริษัท Harris ซึ่งมีตำแหน่งของการวางขาและหน้าที่ต่าง ดังนี้



รูปที่ 2.16 ตำแหน่งของการวางขาภายในไอซีในส่วนของภาคขับ

ขาที่ 1 คือขา BHB ขานี้ต้องต่อขา Cathode ของไดโอดของ boot strap diode และขาต้านไฟบวกของตัวเก็บประจุ เพื่อยกระดับแรงดันที่ขานี้ให้สูงขึ้นถึงระดับ 12.8 โวลท์

ขาที่ 2 คือขา DIS ย่อมาจาก High – side Enable ถ้าขานี้ได้รับลอจิก “0” จะทำให้ AHO และ BHO มีค่าต่ำ เมื่อขา HEN มีค่าสูงแล้วเท่านั้นจึงจะทำให้ขาเอาต์พุต ของไอซี ถูกควบคุมด้วยอินพุต

ขาที่ 3 คือขา DIS เป็นขา Dis enable เมื่อขานี้ได้ลอจิก “1” จะทำให้เอาต์พุต ทุกขา ของ HIP 4080 set เป็นค่า “0” เมื่อขา DIS ได้รับลอจิก “0” จะให้เอาต์พุต ถูกควบคุมด้วยอินพุต

ขาที่ 4 คือขา VSS เป็นไฟเลี้ยงด้านลบของวงจรจ่ายไฟลบเข้าที่ขานี้

ขาที่ 5 คือขาออกเป็นขาที่พัลส์วิดท์มอด ของไอซีออกมาโดยไม่มีการหน่วงเวลา

ขาที่ 6 คือขา In⁺ เป็นอินพุต ด้านบวกของไอซี ถ้าขานี้ได้รับแรงดันซึ่งสูงกว่าขา In⁻ แล้วจะให้เอาต์พุต ที่ขา ALO และ BHO เป็น Low ส่วนขา BLO และ AHO มีเอาต์พุต เป็น High

ขาที่ 7 คือขา In⁻ เป็นอินพุตด้านลบของไอซีมีลักษณะการทำงานที่ตรงข้ามกับขาที่ 6

ขาที่ 8 คือขา HDEL ย่อมาจาก High side turns – on delay ขานี้ต่อความต้านทานลงกราวด์เพื่อกำหนดค่า Dead Time ของวงจร (ดูได้จากภาคผนวก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาที่ 9 คือขา LDEL ย่อมาจาก Low side turns – on delay ขานี้ต่อความต้านทานลงกราวด์เพื่อกำหนดค่า Dead Time ของวงจร (ดูได้จากภาคผนวก)

ขาที่ 10 คือขา AHB คือขา A high – side boot strap supply ต่อไดโอด ที่ขานี้และต่อตัวเก็บประจุ ลงกราวด์เพื่อยกระดับแรงดันให้เพิ่มขึ้นจนถึงระดับ 12.8 โวลต์ ลักษณะการต่อขานี้เช่นเดียวกับขา BHB

ขาที่ 11 คือขา AHO เป็นขาที่ A high – side output เป็นขาซึ่งขับขาเกท ของมอสเฟทด้าน High ของภาคขยายกำลัง

ขาที่ 12 คือขา AHS ย่อมาจาก A high – side source connection ต่อขานี้ไปที่ขา source ของมอสเฟต ชุด A และต่อที่ด้านลบของตัวเก็บประจุซึ่งใช้ยกระดับแรงดัน

ขาที่ 13 คือขา ALO ย่อมาจาก A low – side output ขานี้ต่อไปที่ขาเกท ของมอสเฟต ชุด A ด้าน Low

ขาที่ 14 คือขา ALS ย่อมาจาก A low side source connection ต่อขานี้ไปที่ขา source ของมอสเฟตชุด A ด้านไฟลบ

ขาที่ 15 คือขา VCC เป็นขาซึ่งรับไฟเลี้ยงไอซี ในที่นี้ใช้ 12 โวลต์

ขาที่ 16 คือขา VDD ต่อขานี้ไปที่ไฟเลี้ยงเช่นเดียวกับขา 15

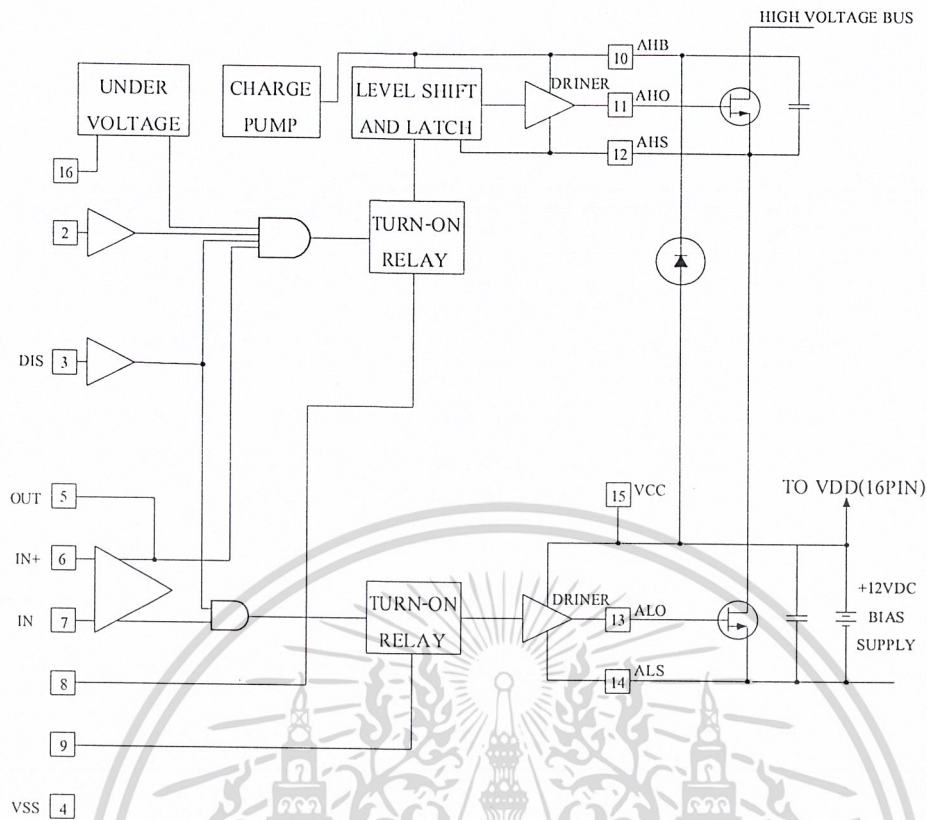
ขาที่ 17 คือขา BLS ย่อมาจาก B low – side source connection ต่อขานี้ไปที่ขา source ของมอสเฟต ชุด B ด้าน ไฟลบ

ขาที่ 18 คือขา BLO คือขา B low – side Output ขานี้ต่อไปที่ขาเกท ของมอสเฟต ชุด B ด้าน Low

ขาที่ 19 คือขา BHS ย่อมาจาก B high – side source connection ขานี้ต่อ ไปที่ขา source ของมอสเฟตชุด B ด้าน high

ขาที่ 20 คือขา BHO ย่อมาจาก B high – side Output ต่อขานี้ไปที่ขาเกทด้าน high

ส่วนวงจรภายในไอซี นั้นถ้าเทียบกับวงจรพื้นฐานแล้วจะเห็นได้ว่าที่ขา 6 และขา 7 จะเป็นอินพุต ของวงจรเปรียบเทียบ ส่วนวงจรขั้วนั้น นั้น เปรียบเทียบได้กับวงจร Turn On Delay และ Level Shifter เช่นเดียวกัน ซึ่งส่วนนี้เป็นส่วนที่สำคัญมากเพราะว่าถ้าหากกำหนดไม่ดีจะทำให้ มอสเฟต เปิดและปิด ผิดไปจะเกิดความเสียหายขึ้นได้

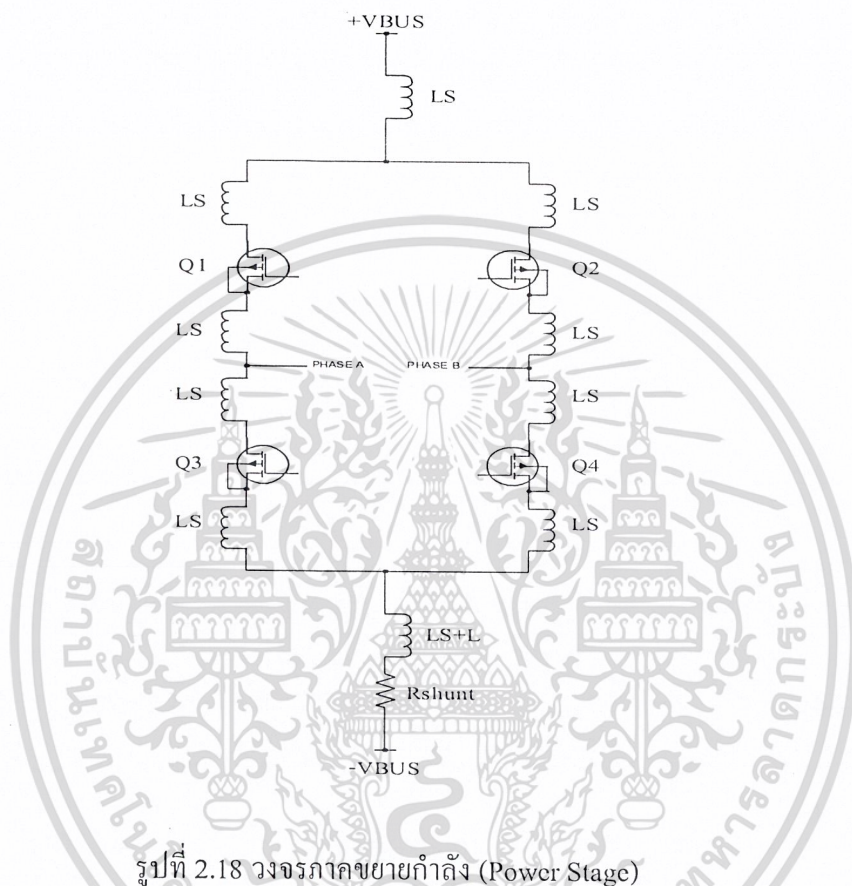


รูปที่ 2.17 การจัดโครงสร้างภายในไอซีในส่วนของภาคขับ

ทางด้านของวงจรกำลังนั้นรูปแบบวงจรอาจต่างจากวงจรพื้นฐานเพราะว่าวงจรพื้นฐานจัดวงจรแบบ Half Bridge ส่วนวงจรที่ใช้งานนั้นผู้จัดทำจัดวงจรแบบ Full Bridge แต่หลักการในการสวิตช์ นั้นเหมือนกัน สาเหตุที่ต้องใช้วงจรภาคกำลังเป็นแบบ Full Bridge นั้นเนื่องจากไอซีที่ใช้ขับนี้ออกแบบมาเพื่อขับวงจรแบบ Full Bridge โดยเฉพาะส่วนรายละเอียดในการจัดวงจรภาคกำลังเป็นดังนี้

ภาคขยายกำลัง

เนื่องจากภาคขยายกำลังนี้เป็นแบบ Nonlinear ซึ่งวงจรขยายจะมี 2 สถานะเท่านั้น คือ คัทออฟ กับ อิ่มตัว ซึ่งการจัดวงจรในที่นี้ผู้จัดทำได้ใช้วงจรคอนเวอเตอร์ แบบ Full Bridge โดยที่มี วงจรพื้นฐานดังนี้



รูปที่ 2.18 วงจรภาคขยายกำลัง (Power Stage)

จากรูปการทำงานของวงจรมอเตอร์ ต้องเปิดพร้อมกันทั้ง 2 ตัว และปิดพร้อมกันทั้ง 2 ตัว นั่นคือ Q1 จะทำการเปิดและปิด พร้อม ๆ กับ Q4 ส่วน Q2 และ Q3 ก็จะทำการเปิดและปิดพร้อม ๆ กันเช่นเดียวกัน ถ้าเกิดความผิดพลาดขึ้นในวงจร ภาคนั้นแล้วทำให้ Q1 เปิดพร้อม กับ Q2 หรือ Q3 เปิดพร้อม กับ Q4 แล้วจะทำให้วงจรภาคขยายเกิดการเสียหายขึ้นได้ เนื่องจากกระแสไหลผ่าน Q1 และ Q2 ลงกราวด์โดยตรง หรือในอีกกรณีที่ Q1 กับ Q4 เปิดพร้อม ๆ กันขณะที่ Q2 หรือ Q3 ยังไม่เปิด ก็จะทำให้เกิดความเสียหายได้เช่นเดียวกัน ในกรณีที่ใช้ความถี่สูง ๆ ในการสวิตช์นั้น สัญญาณข้อมูลจะอยู่ในความถี่ของสัญญาณ Pulse Width Modulator เมื่อต้องการนำข้อมูลกันมานั้น เราต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งใช้ 2 ชุดเป็นตัวกรองความถี่ ก่อนเข้าสู่ตัวโพรเซสเซอร์ที่ใช้ ต้องเป็นมอสเฟตที่ใช้ในการสวิตช์ความถี่สูง

ในส่วนที่ใช้ในโครงงานนี้ได้ใช้มอสเฟต เบอร์ RFP 15N06 เป็นตัวสวิตซ์ ในวงจรที่ขาเกทของมอสเฟตทั้ง 4 ตัวมีความต้านทาน 10 โอห์ม ต่ออยู่เพื่อป้องกันการผลิตความถี่ ของมอสเฟตในส่วนของวงจรนั้นผู้จัดทำได้ใช้แผงวงจรพิมพ์ 2 หน้า ด้านที่วางอุปกรณ์ได้ทำเป็นแผ่นตัวนำแผ่นกราวด์เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนซึ่งการขยายกำลังแบบสวิตซ์ิ่งตัวนี้เมื่อทำงานแล้วจะมีสัญญาณรบกวนมากเนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ิ่งมีความถี่สูงและไม่เป็นสัญญาณชายนั้ทำให้มีสัญญาณรบกวนสูงมาก

หมายเหตุ ภาคอินพุต ของวงจรขยายกำลังแบบสวิตซ์ิ่ง ได้มีการเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ Cut Off Frequency เท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ต เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่ไม่จำเป็นและกรองสัญญาณรบกวนทิ้งไป อีกทั้งวงจรเป็นแบบ Passive Filter ทำให้มี Gain ในการขยายสัญญาณให้มีแรงดันเพิ่มมากขึ้นเนื่องจากสัญญาณพาหะ ที่ได้จากวงจรผลิตความถี่นั้นมีความถี่สูง ซึ่งถ้าหากต้องการเปรียบเทียบกับกับข้อมูลที่ป้อนให้แล้วนั้น ต้องทำการขยายแรงดันเพื่อให้แรงดันจากข้อมูลใกล้เคียงกับสัญญาณพาหะภาคขับของการขยายกำลังแบบสวิตซ์ิ่ง



รูปที่ 2.19 วงจรสมบูรณัของภาควิทยาลัษนัการขยายกำลังแบบสวิตซ์ิ่ง

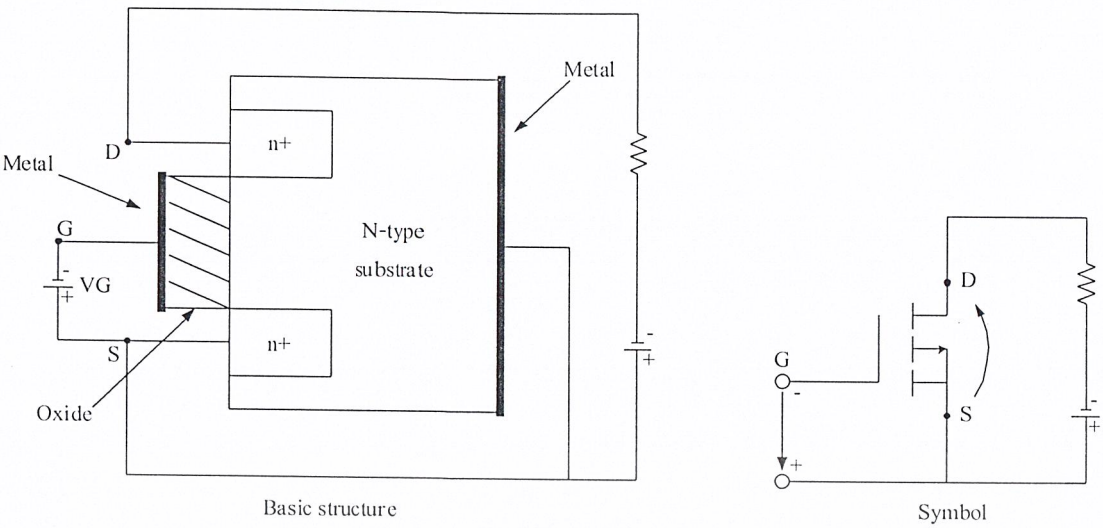
เพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET)

เป็นอุปกรณ์ควบคุมสัปดาห์ไฟฟ้าและต้องการเพียงกระแสอินพุต ที่มีขนาดเล็ก ๆ เท่านั้น ความเร็วในการสวิตช์มีค่าสูงมาก ดังนั้นเวลาในการสวิตช์ อยู่ในหน่วย Nanoseconds การประยุกต์ใช้งานของเพาเวอร์มอสเฟต จะใช้งานเป็นคอนเวอเตอร์ความถี่สูง และมอสเฟตนั้นไม่มีปัญหาของปรากฏการณ์ Breakdown เช่น Bipolar Junction Transistor (BJT) แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาของมอสเฟตจะอยู่ที่ Electrostatics Discharge และเป็นการยากที่จะป้องกันมอสเฟตจากความผิดพลาดที่เกิดจากการลัดวงจร

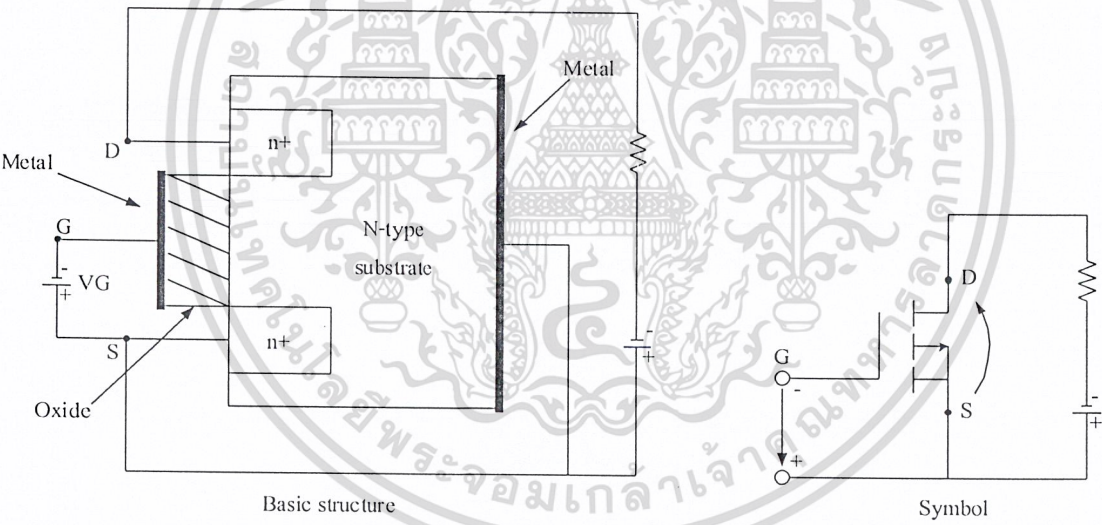
MOSFET มี 2 ชนิด

1. Depletion MOSFET
2. Enhancement MOSFET

1. Depletion MOSFET ที่ N-Channel Depletion-Type MOSFET ตามที่รูปที่ 2.22 ที่ แชนแนล n จะคล้าย P-Type Silicon Substrate และประกอบด้วย n^+ Silicon เพื่อต่อเป็นค่าความต้านทานต่ำที่เกทนี้จะถูกแยกออกมาจากแชนแนล ด้วยชั้นของออกไซด์บาง ๆ มอสเฟต นี้ประกอบด้วย ขั้ว 3 ขั้ว เรียก เกท เคน และซอร์ส โดยปกติให้ศักดาไฟฟ้าลบต่ออยู่ซอร์ส โดยค่าศักดาไฟฟ้าที่ขั้ว เกท และซอร์ส คือ V_{gs} ทั้งนี้ค่าของ V_{gs} เป็นได้ทั้งบวกและลบที่ P-Channel Depletion-Type MOSFET ตามรูปที่ 2 ถ้า V_{gs} เป็นลบ อิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งใน P-Channel จะ Repel และชั้นของ Depletion Region จะสร้างชั้นออกไซด์บาง ๆ และทำให้เกิดช่องแคบ ๆ มีความต้านทานสูงจากขั้ว เคน ไปยังซอร์ส (R_{ds}) ถ้า V_{gs} มีค่าเป็นลบเพียงพอที่แชนแนลจะกลายเป็นช่องว่าง และทำให้ไม่มีกระแสไหลจาก เคนไปยังซอร์ส ดังนั้น $V_{gs} = 0$ และเราเรียกค่าของ V_{gs} ปรากฏการณ์นี้ว่า Pinch-Off Voltage (V_p) ถ้า V_{gs} เป็นบวกที่แชนแนลจะกว้างขึ้นและค่าของ I_{ds} จะมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{ds} มีค่าลดลงทำให้ P-Channel Depletion-Type MOSFET โดยค่าของ V_{gs} , I_{ds} , V_{gs} จะ Reverse กัน



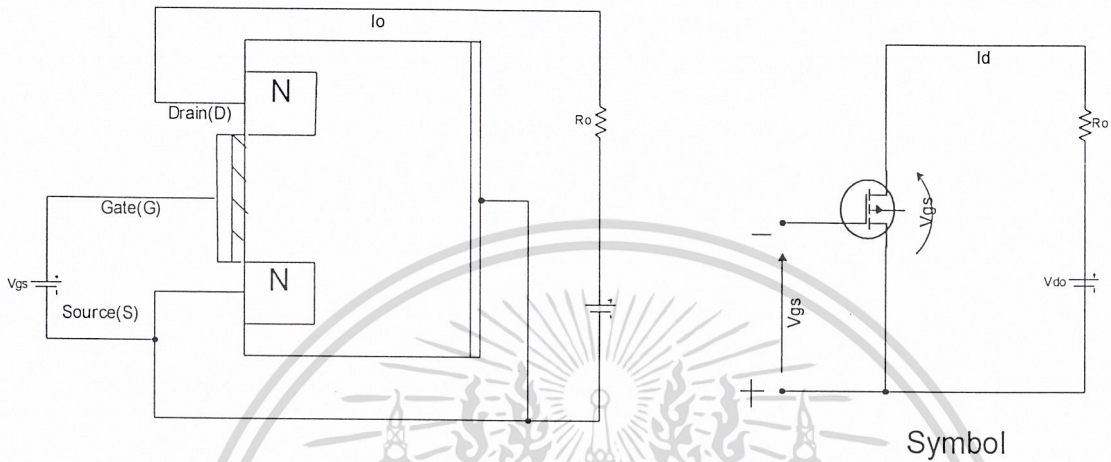
รูปที่ 2.20 N-Channel Depletion-Type MOSFET



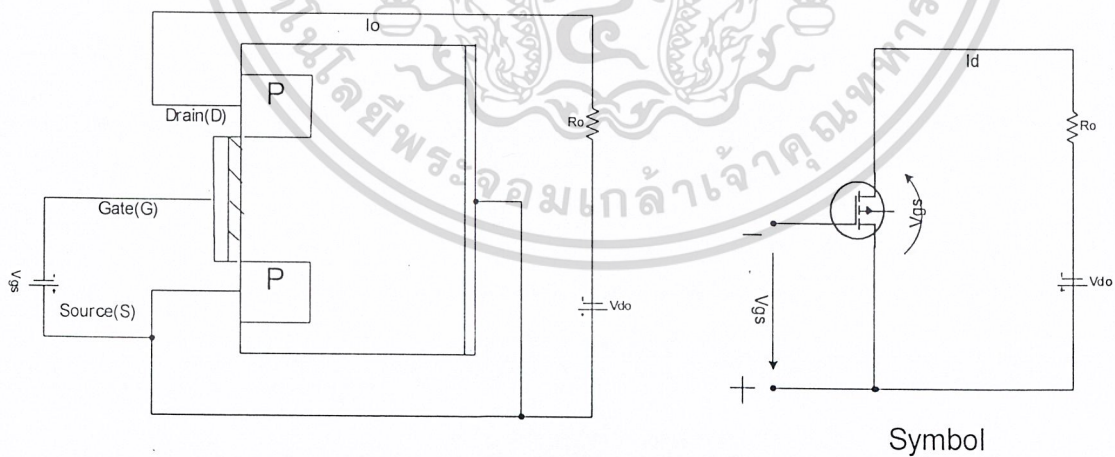
รูปที่ 2.21 P-Channel Depletion-Type MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Enhancement MOSFET ถ้า V_{gs} เป็นค่าบวก Induced Voltage จะต้านทาน อิเล็กตรอนจาก P – Substrate และถ้า V_{gs} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ Threshold Voltage (V_t) ปริมาณกระแสจะไหลจากขั้วเดรน ไปยังซอร์ส และสำหรับ P-Channel Depletion-Type MOSFET จะได้ว่าค่าของ V_{gs}, V_{ds}, I_{ds} เป็น Reverse กัน



รูปที่ 2.22 N-Channel Depletion-Type MOSFET



รูปที่ 2.23 P-Channel Depletion-Type MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Steady – State Characteristics

เนื่องจากมอสเฟตเป็นอุปกรณ์แบบ Voltage – Controlled และมีอินพุต Impedance สูงมาก ๆ โดยที่ Gate Draws มีกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อย (ในหน่วย nanoampere) ค่าของ Current Gain เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน (Drain Current, Id) กับกระแสอินพุต

Current Gain

=

Drain Current

Input Gate Current

(2.4)

แต่อย่างไรก็ตามค่าของ Current Gain ยังไม่ใช่ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญค่าของ Transconductance ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน (Drain Current) กับค่าของความต่างศักย์ที่เกต (Gate Current)

Transconductan =

Drain Current

Gate Voltage

(2.5)

และพบว่าค่าของ Transconductance เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ The Transfer Characteristics ของ N – Channel ของมอสเฟต แสดงตามรูปที่ 2.26 และรูปที่ 2.27 แสดง Output Characteristics ของ N-Channel Enhancement MOSFET และมีย่านการทำงาน 3 ช่วง คือ

1. ย่าน Cutoff Region $V_{gs} \leq V_t$
2. ย่าน Pinch Off Region หรือ Saturation $V_{ds} \geq V_{gs} - V_t$
3. ย่าน Linear Region $V_{ds} \leq V_{gs} - V_t$ ในย่าน Linear Region ค่าของกระแสเดรน

แปรผันกับค่า Drain Source Voltage (V_{ds}) เนื่องจากกระแสเดรนสูงและตกคร่อมค่าทรานซิสเตอร์กำลังมีการทำงานแบบสวิดจิ่งในช่วง Linear Region ในย่าน Saturation Region ค่ากระแสเดรนที่ยังเหลือจะเป็นค่าคงที่โดยจะมีการเพิ่มเพียงเล็กน้อยในค่าของ V_{ds} และการใช้งานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้จะนำไปใช้ประโยชน์เป็น Voltage Amplification

รูปแบบการ Steady – State ซึ่งทั้ง Depletion – Type และ Engancement – Type MOSFETs แสดงในรูปที่ 5 ค่าของ Transconductance (g_m) กำหนดโดย

g_m

=

$\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}}$

V_{ds}

=

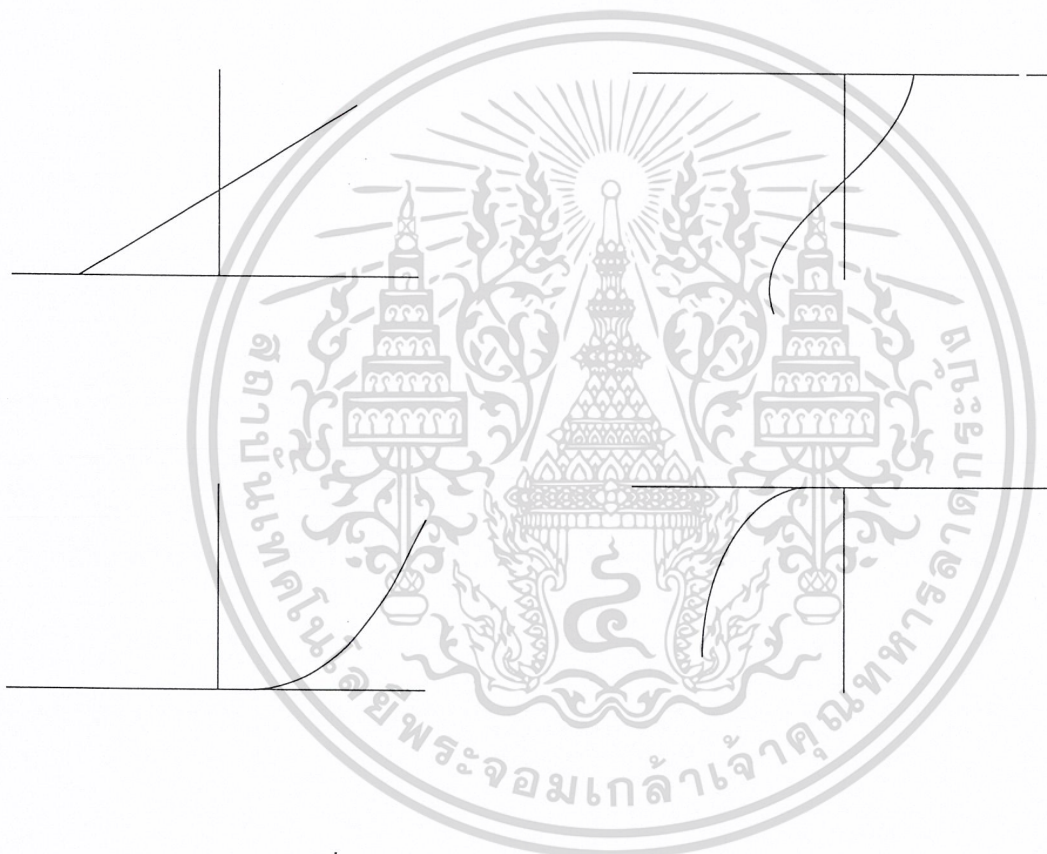
Constant

ค่าความต้านทานด้านเอาต์พุต

$$r_o = R_{ds}$$

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

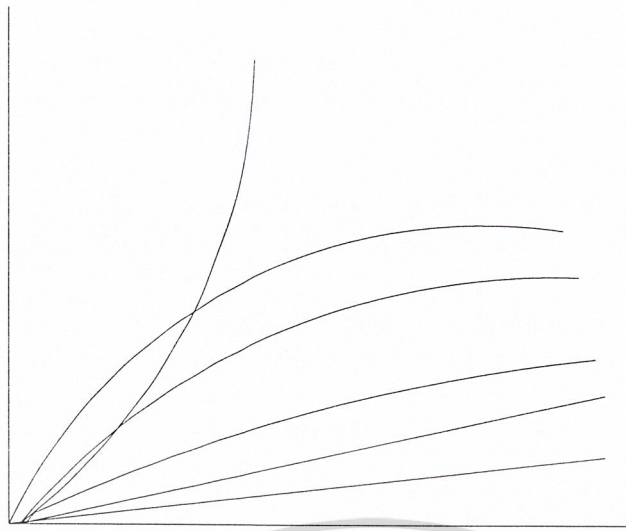
ซึ่งจะมีค่าสูงมาก ๆ ในย่าน Pinch – Off (Megaohms) และจะมีค่าน้อยมาก ๆ ในย่าน Linear Region (Milliohms)



รูปที่ 2.24 Transfer Characteristic Of MOSFET

(a) Depletion – Type MOSFET (b) Enhancement – Type MOSFET

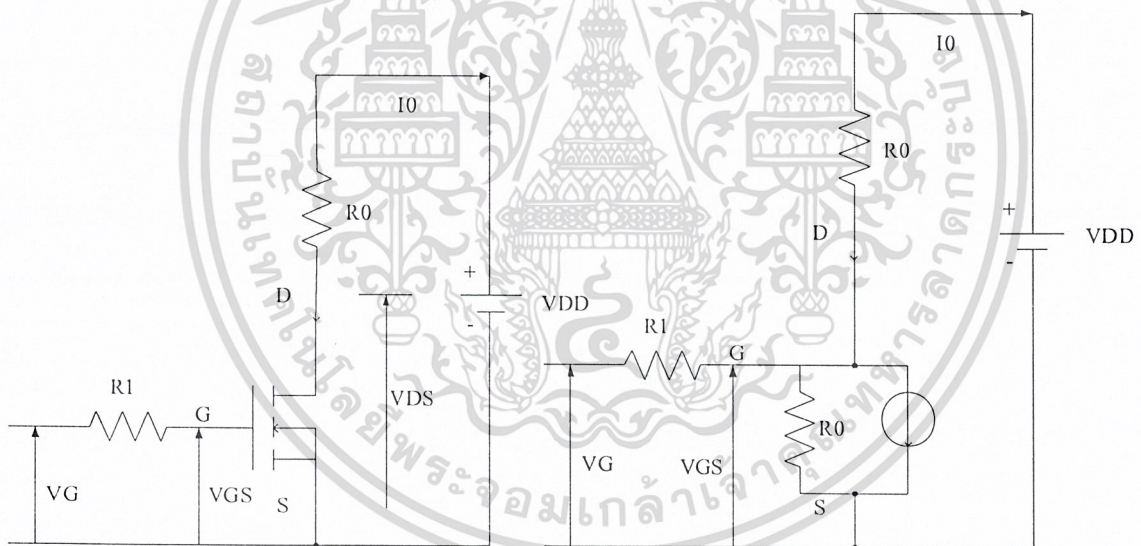
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 Output Characteristic Of Enhancement – type MOSFET

(a) Circuit Diagram

(b) Equivalent Circuit



รูปที่ 2.26 Steady – state Switching Model of MOSFET

(a) Circuit Diagram

(b) Equivalent Circuit

สำหรับ Depletion – Type MOSFET ค่าของ Gate (หรืออินพุต) จะเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่ใน Enhancement – Type MOSFET ศักไฟฟ้าที่ Gate จะเป็นบวกเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟทกำลังโดยปกติจะเป็นชนิด Enhancement Mode อย่างไรก็ตาม Depletion – Type MOSFET จะมีประโยชน์และง่ายต่อการออกแบบวงจรลอจิกซึ่งในทางปฏิบัติต้องการค่าไฟกระแสตรง หรือ สวิตช์แบบกระแสสลับ ซึ่งจะเหลืออยู่ขณะมีลอจิก Supply จะตกลงและ V_{gs} กลับเป็นศูนย์

Switching Characteristics

เมื่อไม่มีสัญญาณเกต Enhancement – type MOSFET เราจะพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อแบบ Parasitic Capacitances ต่อแบบ Source C_{gs} และ Drain , C_{gd} ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น เป็นรอยต่อแบบ Reverse Bias จากเดรนไปยังซอร์ส C_{ds}



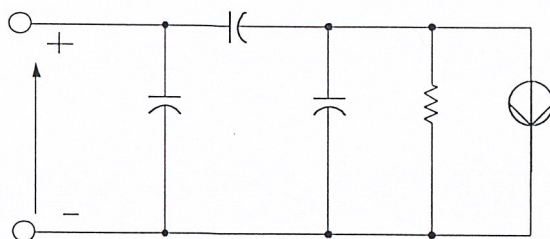
(a)Parasitic Bipolar

(b)Parasitic Diode

รูปที่ 2.27 Parasitic Model of Enhancement – type MOSFET

(a)Parasitic Bipolar

(b)Parasitic Diode



รูปที่ 2.28 Switching Model of MOSFET

รูปที่ 2.29a แสดงวงจรสมมูลของ Parasitic Bipolar Transistor ที่ต่อขนานกับมอสเฟต จุดที่เบสต่อกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็นพีเอ็น จะสั้นและมีค่าความต้านทานจากเบส ไปยังอิมิตเตอร์ เนื่องจาก Bulk Resister ของชนิดเอ็นและพี (R_{bc}) มีขนาดเล็กมาก ดังนั้น มอสเฟต อาจพิจารณาจากวงจรสมมูลดังแสดงในรูป 2.29b ค่า Parasitic Capacitance ขึ้นอยู่กับ Respective Voltage วงจรสวิตซ์ของมอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 2.30 โดย Waveforms จะแสดงในรูปที่ 2.31

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

Rise Time , t_r เป็นเวลาที่ต้องการจากระดับ Threshold Level สู่ Full – Gate Voltage V_{gs} เมื่อต้องการขับกระแสทรานซิสเตอร์ เข้าไปยังบริเวณ Linear Region

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

Fall – Time t_f เป็นช่วงเวลาที่อินพุต Capacitance ต้องการใช้ในการ Discharge จากช่วง Pinch Off เข้าสู่ Threshold Voltage ถ้า $V_{gs} \leq V_t$ ทรานซิสเตอร์ก็จะ Turn Off

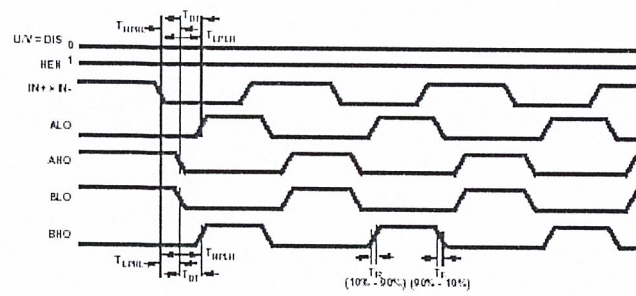


FIGURE 1. BISTATE MODE

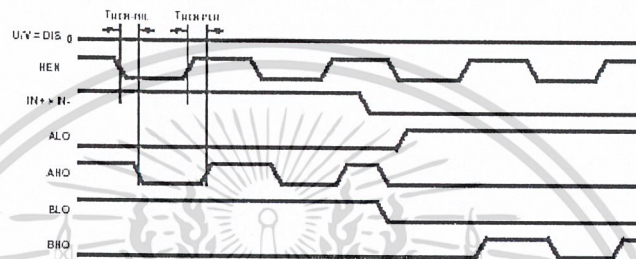
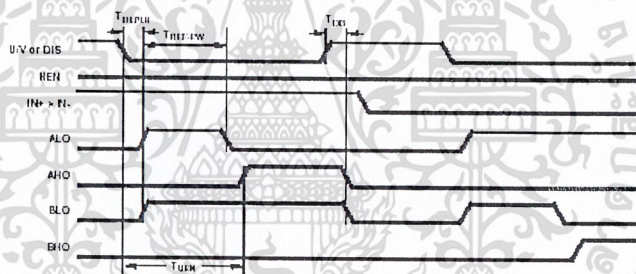


FIGURE 2. HIGH SIDE CHOP MODE



รูปที่ 2.29 Switching Waveform and Time

Gate Drive

เวลาในการ Turn Off ของมอสเฟต ขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการชาร์จ ประจุของอินพุต หรือ Gate Capacitance โดยช่วงเวลาในการ Turn Off นี้จะลดลงได้โดยทำการต่อวงจรความต้านทาน และตัวเก็บประจุเข้าไปโดยได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.30 เพื่อทำการ Charge Gate Capacitance ให้เร็วขึ้น เมื่อ Gate Voltage Turn – on กระแสเริ่มต้นในการ Charging ของ Capacitance คือ

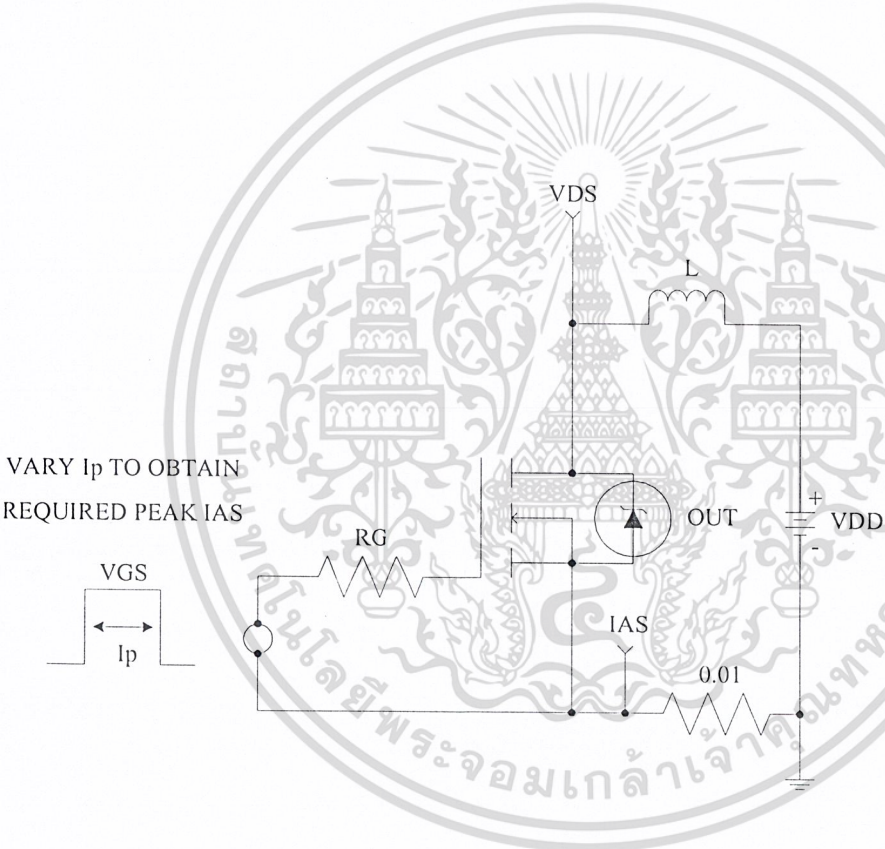
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

และค่า Steady – State ของศักดาไฟฟ้าที่ Gate คือ

$$V_{gs} = \frac{(R_g \cdot V_g)}{(R_s + R_l + R_g)}$$

เมื่อ R_s คือค่าความต้านทานเริ่มต้นของ Gate Drive Source

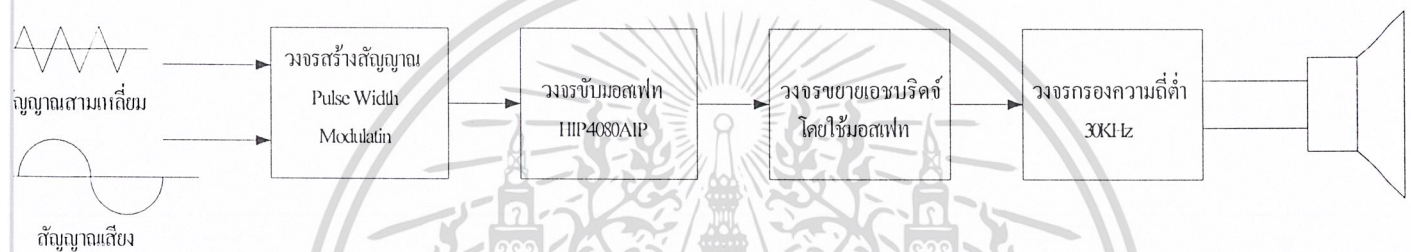


รูปที่ 2.30 Fast – Turn – On Gate Circuit

บทที่ 3

การออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี

ในการออกแบบเครื่องขยายเสียง คลาสดีเราสามารถสร้าง Pulse Width Modulation (PWM) และนำสัญญาณ PWM ส่งไปยัง ตัวขับ (IC Driver HIP 4080A) จะทำหน้าที่ขับ มอสเฟต เพื่อให้มอสเฟต ทำการขยายสัญญาณ PWM โดยตัวขับจะขับ มอสเฟต 4 ตัว มอสเฟตจะทำที่ละ 2 ตัว สลับกับ จากนั้นนำสัญญาณที่ขยายนำมากรองความถี่ โดยใช้ ตัวกรองความถี่ต่ำและจะได้สัญญาณ ขาชนักลับคืน และนำไปขับ โหลด

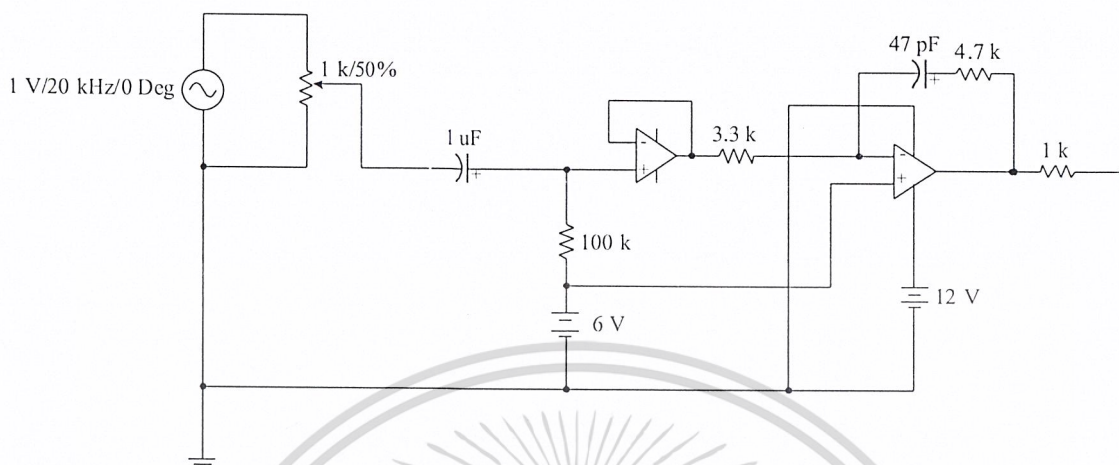


รูปที่ 3.1 หลักการทำงานแผนผังเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี

3.1 ภาค Pulse Width Modulation (PWM)

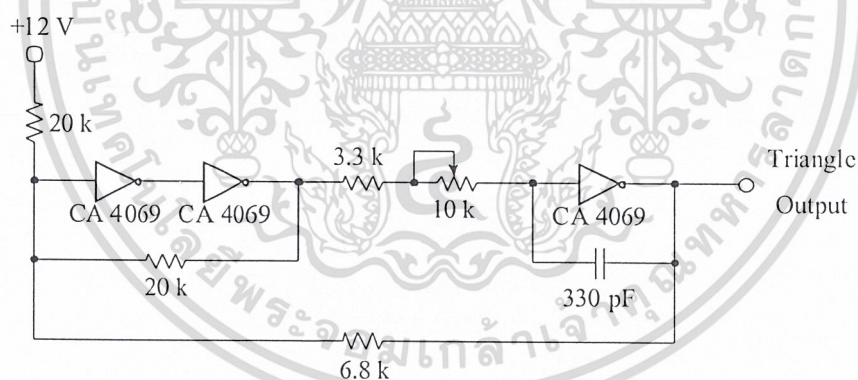
ภาค Pulse Width Modulation นี้จะนำสัญญาณเสียงและสัญญาณสามเหลี่ยมนำมาเปรียบเทียบกันโดยใช้โอปแอมป์ (Op Amp) เป็นตัวเปรียบเทียบ เพื่อเป็นตัวสร้าง Pulse Width Modulation (PWM)

3.1.1 วงจรสร้างสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.2 วงจรสัญญาณเสียง (อินพุต)

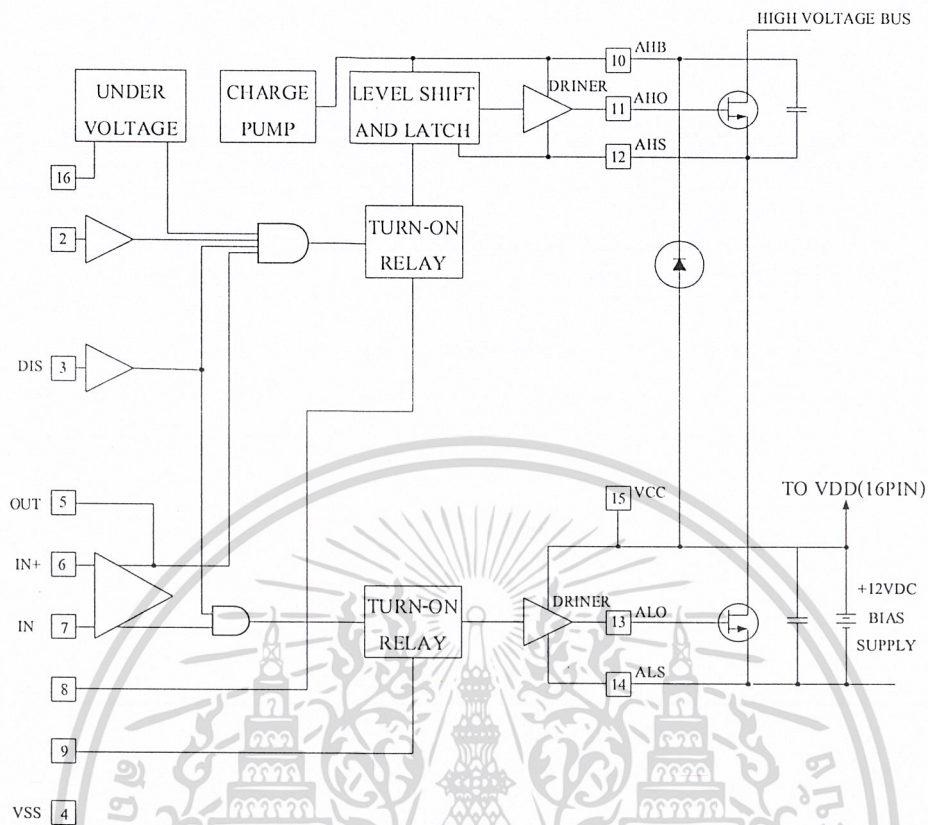
3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 3.3 วงจรสัญญาณสามเหลี่ยม

3.1.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะนำสัญญาณเสียงและสัญญาณสามเหลี่ยมมาสร้าง PWM

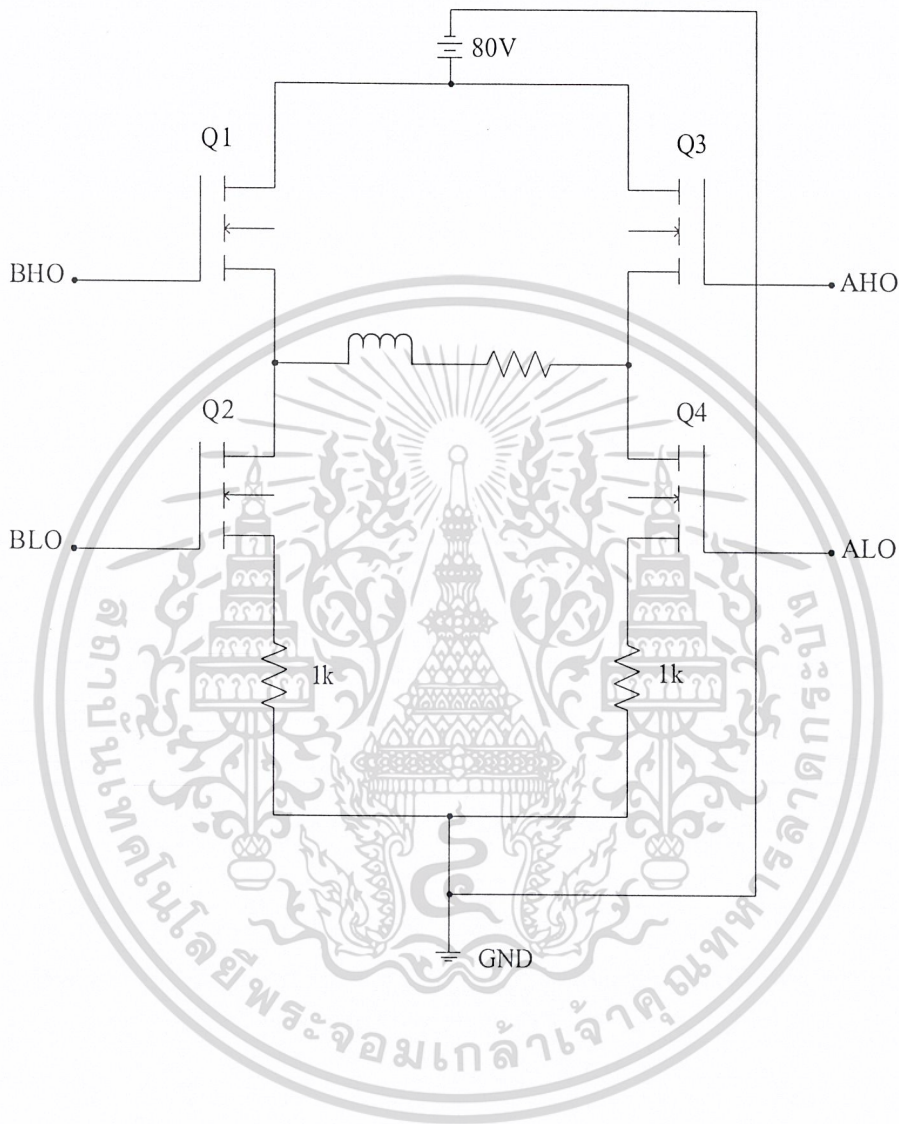
โดยนำสัญญาณทั้งสองสัญญาณมาต่อเปรียบเทียบกัน โดยใช้ไอซีสำเร็จรูป (HIP4080) ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยม

3.2. ส่วน Driver

เป็นส่วนควบคุมสัญญาณ PWM ที่เป็นตัวขับ MOSFET ให้ MOSFET ทำงานเป็นคู่สลับกันเป็นวงจรบริดจ์



รูปที่ 3.5 การต่อมอสเฟตแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

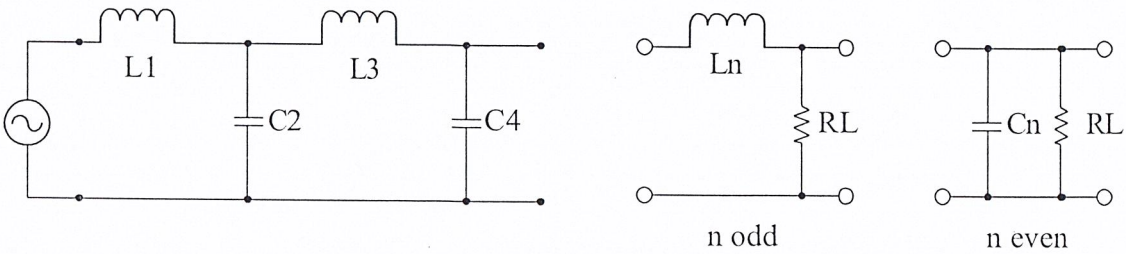
เครื่องขยายเสียงระบบคลาสซี แตกต่างจากเครื่องขยายเสียงเชิงเส้นในด้านการขยายต้องมีตัวกรองความถี่ต่ำผ่านด้านเอาต์พุตที่สามารถกรองความถี่สูงของ Pulse Width Modulation (PWM) ออกได้ สิ่งที่สำคัญมากในเครื่องขยายเสียงคลาสซี คือ ระบบคิมอดคูลเลชันโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกั้นความถี่สูงของ Pulse Width Modulation (PWM) ก่อนป้อนสัญญาณเสียงไปยังลำโพง เราต้องออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด และให้ค่ากรองความถี่ต่ำผ่านมีการสูญเสียน้อยที่สุด ฟิลเตอร์ถูกออกแบบความถี่ที่เหมาะสมหลาย ๆ ชนิดของฟิลเตอร์ได้ออกแบบให้ได้ใช้ประโยชน์ได้หลายอย่าง

ชนิดของฟิลเตอร์

1. ตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์สมีคุณสมบัติคือผลตอบสนองความถี่ที่ใช้ส่วนมากเป็นความถี่ที่เหมาะสม เราจะออกแบบตัวกรองความถี่โดยใช้ตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์สลำดับที่ 4 โดยจะมีผลตอบสนองเส้นโค้งกรองความถี่ต่ำผ่านมีค่าการขยาย 80 dB / Decade ของความถี่
2. ตัวกรองความถี่แบบ Chebyshev จะมีความคมของเส้นโค้งบางกว่าตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ส แต่ค่อนข้างมีการเลื่อนเฟสที่สูงกว่าตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ส
3. ตัวกรองความถี่แบบ Bessel จะเป็นอุปกรณ์กรองความถี่ที่ดีกว่าตัวกรองความถี่แบบอื่นซึ่งทำให้ไม่เกิด Overshoot ของสัญญาณเสียง และไม่เกิดการแกว่งของสัญญาณแต่ผลตอบสนองความถี่นี้ต่ำกว่าแบบอื่น

การออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเครื่องขยายเสียงแบบคลาสซีในที่นี่ จะออกแบบโดยใช้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์สลำดับที่ 4 โดยค่าความต้านทานโหลด มีค่าเท่ากับ 4 โอห์ม ความถี่คัตออฟมีค่าเท่ากับ 30 KHz และความต้านทานแหล่งจ่ายเท่ากับ 0.1 โอห์ม

จากรูปคือรูปของอุปกรณ์ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน n order LC



รูปที่ 3.6 n Order Low pass LC Filter

ค่าของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ ในวงจรกรองความถี่ต่ำขึ้นอยู่กับความต้านทานโหลดและความถี่คัตออฟ วิธีง่าย ๆ ที่จะหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ คือ ใช้ตาราง normalized จากหนังสือ The Electronic Filter Design Hand Book โดยนำค่าอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ในตาราง normalized มาหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ จริง โดยการสเกลค่าต่าง ๆ ดังสมการต่อไปนี้

และ

$$L1 = \frac{L1_N}{\omega_{3dB}} \cdot \frac{R_N}{1}, \quad L3 = \frac{L3_N}{\omega_{3dB}} \cdot \frac{R_N}{1}$$
$$C2 = \frac{C2_N}{R_N \cdot \omega_{3dB}}, \quad C4 = \frac{C4_N}{R_N \cdot \omega_{3dB}}$$

ตารางที่ 3.1 ค่าอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ปกติในลำดับต่าง ๆ

N	l_1	C_2	l_3	C_4	l_5	C_6
2	1.4142	0.7071				
3	1.5000	1.3333	0.5000			
4	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827		
5	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090	
6	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588

$$\text{เมื่อ } \omega_{3\text{dB}} = 2\pi f_c \qquad \omega_{3\text{dB}} = 2\pi 30\text{KHz}$$

เมื่อความต้านทานโหลดเท่ากับ 4 โอห์ม จึงได้ค่าอุปกรณ์จริงเบื้องต้นสำหรับตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนี้

ตัวอย่าง

$$L1 = 32.482\mu\text{H}$$

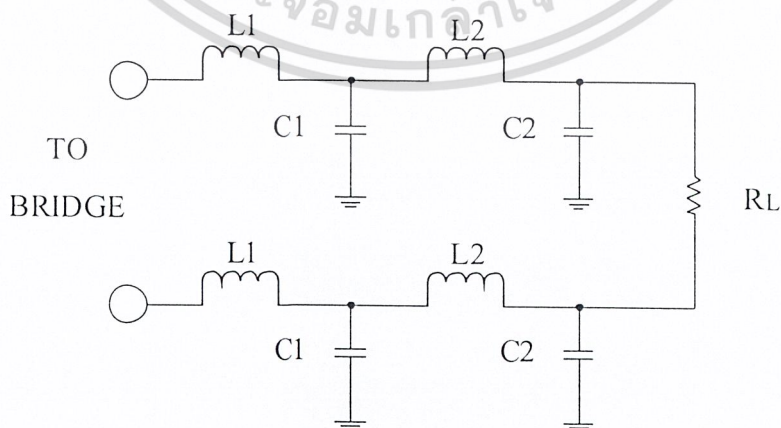
$$L3 = 22.969\mu\text{H}$$

$$C2 = 2.092\mu\text{F}$$

$$C4 = 0.508\mu\text{F}$$

อุปกรณ์ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านต่าง ๆ ต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณเล็กน้อย ค่าตัวอุปกรณ์ต้องมีค่าเป็นอิสระบนความต้านทานโหลดและความถี่คutoff อินดักเตอร์ทั้งสองตัวและคาปาซิเตอร์ทั้งสองตัวจะแปรผันตรงกับความถี่คutoff อินดักเตอร์จะแปรผันตรงกับความต้านทานโหลด คาปาซิเตอร์จะแปรผันกับความต้านทานโหลด ตัวอย่าง ถ้าความต้านทานโหลดเท่ากับ 8 โอห์มแล้วค่าคาปาซิเตอร์ที่คำนวณได้จะถูกแบ่งครึ่งและค่าอินดักเตอร์จะเป็น 2 เท่า

ดังนั้น HIP 4080A ใช้ตัวกรองความถี่ที่ความต้านทานโหลดเท่ากับ 4 โอห์มจะใช้คาปาซิเตอร์ 4 ตัว โดยค่า C จะเป็น 2 เท่าของการคำนวณ และใช้อินดักเตอร์ 4 ตัว โดยค่า L จะถูกแบ่งครึ่งดังรูป



รูปที่ 3.7 ค่าอุปกรณ์ต่างๆของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน Orderที่4

การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับ(feedback Control)

การออกแบบระบบการควบคุมป้อนกลับในเครื่องขยายเสียงคลาสดีเพื่อป้องกันการผิดเพี้ยนในย่านความถี่เสียงต่างๆและควบคุมเกณฑ์การขยายให้คงที่เสมอกันทุกความถี่โดยการออกแบบจะนำสัญญาณ PWM ที่ขยายแล้วด้าน High Side และด้าน Low Side นำมาผ่าน ออปแอมป์โดยใช้วงจร Differential Feedback Amplifier นำสองสัญญาณมาเปรียบเทียบกันเพื่อหาความต่างศักย์ไฟฟ้า ถ้ามีความต่างศักย์ วงจร Differential Feedback Amplifier จะมีแรงดันไฟฟ้าเพื่อไปยกระดับสัญญาณด้านอินพุตที่วงจร Error amplifier และเข้าสู่ตัววงจรขับเพื่อให้วงจรขับจัดสัญญาณไม่ให้ด้านเอาต์พุตมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและทำให้เกณฑ์การขยายคงที่

ในการควบคุมระบบป้อนกลับจะมีส่วนประกอบได้แก่ส่วนหน้าโดยจะมีวงจร Error Amplifier เป็นวงจรรักษาระดับสัญญาณและมีวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยจะนำทั้งสองวงจรมาเปรียบเทียบเป็นสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) และนำสัญญาณนี้ไปขับมอสเฟต การรวมกันของสัญญาณ PWM-Bridge

ในส่วนป้อนกลับ(Feed back) มีส่วนประกอบของวงจร Differential Feedback Amplifier และความต้านทานต่างๆซึ่งได้ถูกป้อนสัญญาณด้านเอาต์พุตไปยังส่วนหน้าคือวงจร Error amplifier เกณฑ์ของวงจร Differential Feedback Amplifier จะถูกตั้งให้มีระดับสัญญาณที่เราต้องการเช่นถ้าจะใช้แรงดัน 20 โวลต์ เกณฑ์ด้าน Differential Feedback Amplifier จะต้องมีความแรงดัน 1 โวลต์ ดังนั้นเกณฑ์การขยายด้าน Differential Feedback Amplifier ควรจะเป็น $1/20$

การคำนวณค่า กำลังวัตต์ของเครื่องขยายเสียง Class-D

กำลังที่ส่งไปยังโหลดคือสัญญาณสี่เหลี่ยมของกระแสโหลด RMS และความต้านทานโหลด ในสมการที่ 3.1

$$P_{LOAD} = I_{RMS}^2 \cdot R_{LOAD} \tag{3.1}$$

หรือในเทอมของแรงดันบัส แสดงในสมการที่ 3.2

$$P_{LOAD} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{BUS}^2}{(2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x)^2} \cdot R_{LOAD} \tag{3.2}$$

ผลรวมของกำลังทั้งหมดแสดงในสมการที่ 3.3

$$P_{TOTAL} = \frac{\frac{1}{2} \cdot V_{BUS}^2}{2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x} \tag{3.3}$$

ประสิทธิภาพที่ไม่คิด การสูญเสียในสวิตช์แสดงในสมการที่ 3.4

$$\eta = \frac{R_{LOAD}}{2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x} \tag{3.4}$$

ผลรวมของกำลังและประสิทธิภาพทั้งหมดที่รวมการสูญเสียการกระจาย แสดงในสมการที่ 3.5และสมการที่ 3.6 ตามลำดับ

$$\begin{aligned} P_{TOTAL} &= \frac{\frac{V_{BUS}^2}{2}}{(2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x)} \\ &+ f_{PWM} \cdot V_{BUS} \cdot \left[2 \cdot \frac{\left(\frac{V_{BUS}}{2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x} \cdot \frac{2}{\pi} \right)^2}{I_{RATE}} \dots \right. \\ &\left. + I_{RATE} \cdot t_{RR}^2 \right] \end{aligned} \tag{3.5}$$

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\frac{R_{LOAD}}{(2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x)}}{1 + f_{PWM} \cdot \left[\frac{16 \cdot V_{BUS}^2}{\pi^2 \cdot I_{RATE} \cdot (2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x)} \dots \right.} \\ &\left. + 2 \cdot I_{RATE} \cdot \frac{t_{RR}^2}{V_{BUS}} \cdot (2 \cdot r_{DS(on)} + R_{LOAD} + R_x) \right] \end{aligned} \tag{3.6}$$

ตัวอย่างเช่น เราออกแบบโดยใช้ MOSFET เบอร์ 15N06 โหลดมี 4 โอห์ม และแรงดันบัต 36 V
ความถี่ในการสวิตซ์ 240 KHz กระแสไฟฟ้า RATE 100Amp/microsec และต้องการประสิทธิภาพ
84.1% และนำไปคำนวณจะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

Rload = 4 OHM , Rdson = 0.08 OHM ,Vbus = 36 V
Irate = 100AMP/microsec , Tr = 100 ns , Fpwm = 240 KHZ

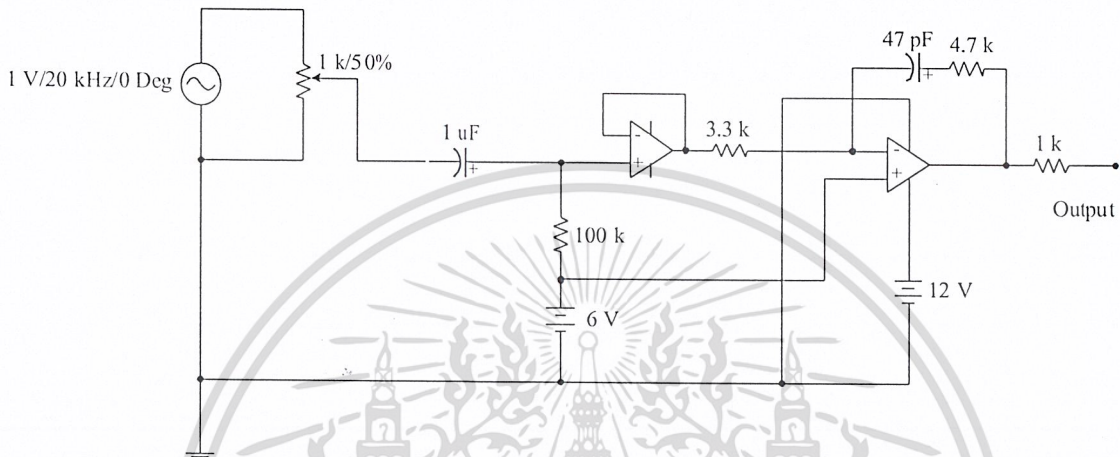
ถ้า Tr = 200ns ประสิทธิภาพจะถูกลดลง 72.5% ถึงแม้ว่าเครื่องขยายเสียงคลาสดี จะมีประ
สิทธิภาพมากกว่า คลาสเอและคลาสบีแต่พวกนี้มีการสูญเสียในการสวิตซ์

บทที่ 4

ผลการทดลอง

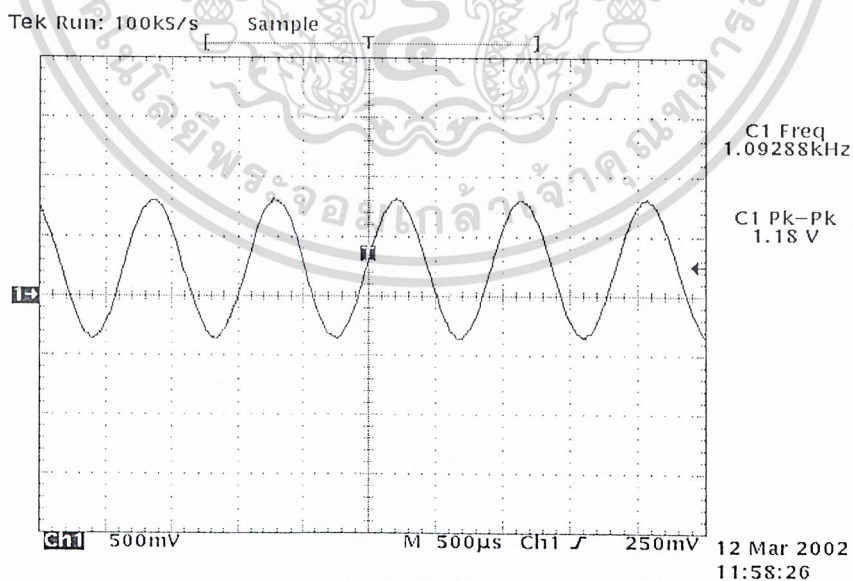
4.1 การทดลองวงจรสัญญาณอินพุท

4.1.1 ต่อวงจรสัญญาณเสียงตามรูป



รูปที่ 4.1 วงจรสัญญาณเสียง (อินพุท)

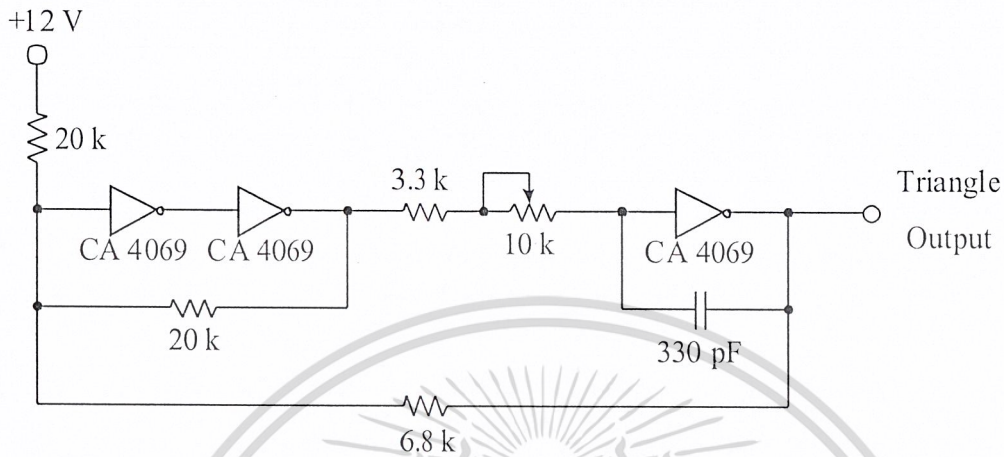
4.1.2 วัดสัญญาณอินพุท



รูปที่ 4.2 ผลการทดลองสัญญาณอินพุท

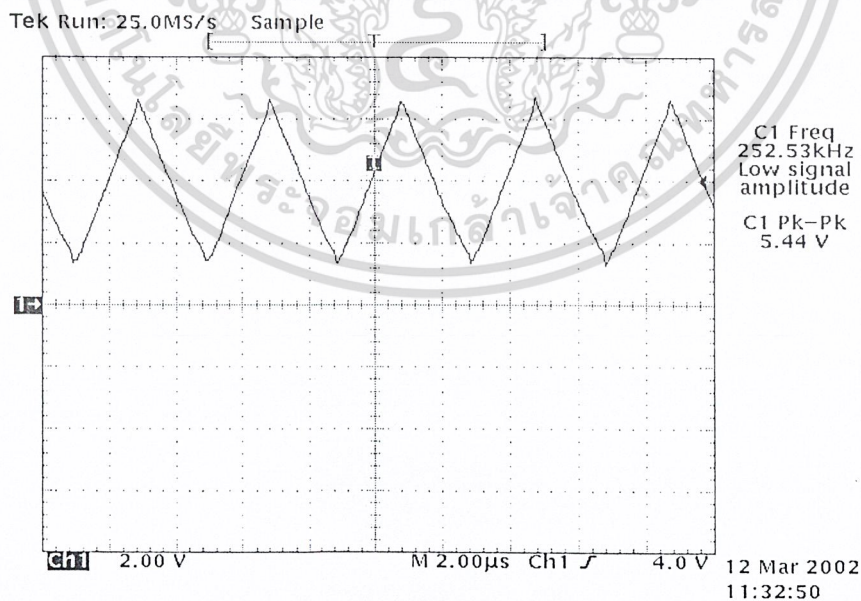
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

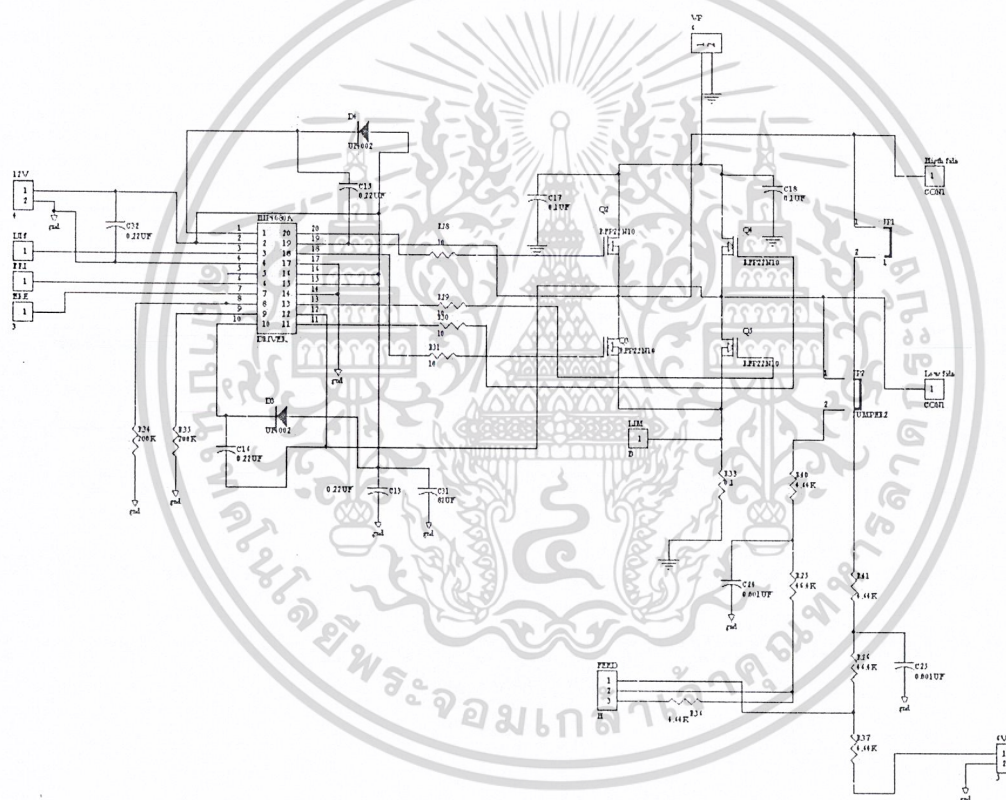
เมื่อต่อวงจรตามรูปที่ 4.3 เมื่อวัดสัญญาณที่ Output จะได้สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 250 KHz สามารถปรับความถี่ได้ที่ความต้านทานปรับค่า 10 k



รูปที่ 4.4 สัญญาณสามเหลี่ยมที่วัดได้จากเอาต์พุต

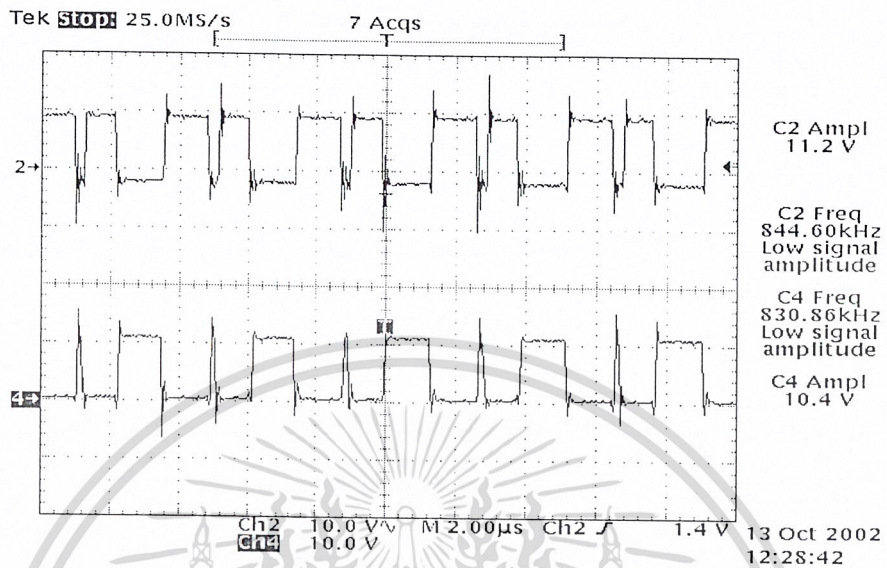
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator)และขั้วมอสเฟต



รูปที่ 4.5 วงจรเปรียบเทียบความถี่และจับมอสเฟต

วงจรเปรียบเทียบความถี่นี้จะใช้ไอซีสำเร็จรูปเป็นตัวเปรียบเทียบความถี่สร้างสัญญาณ PWM

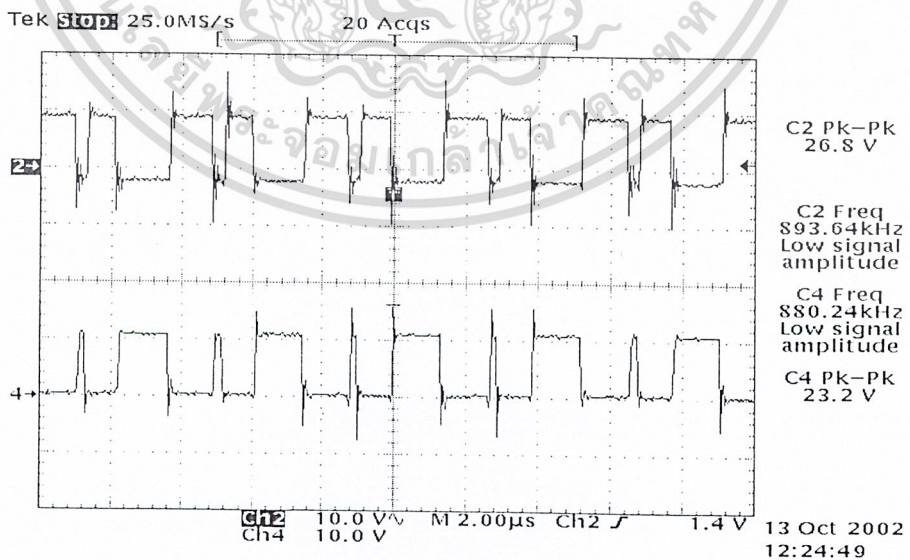


รูปที่ 4.6 ผลการทดลองสัญญาณ PWM ที่ขาเกต

เป็นสัญญาณที่ใช้เป็นตัวควบคุมการทำงานของภาคขยายโดยจะควบคุมการทำงานของ MOSFET

4.4 การทดลองการขยายของ MOSFET

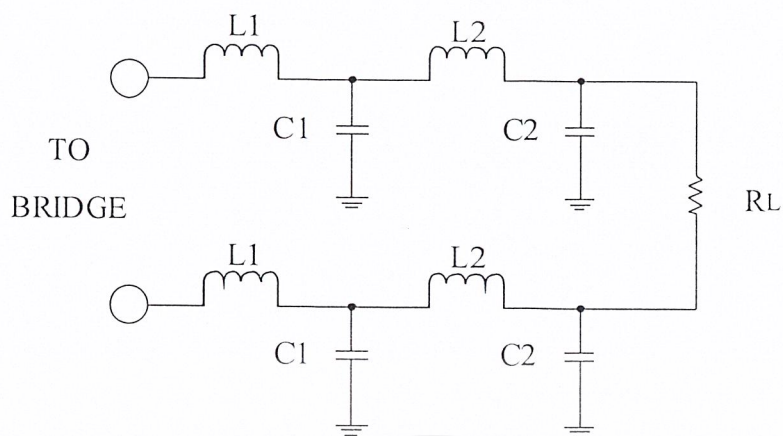
จากรูปที่ 4.3 เมื่อป้อนสัญญาณ PWM เข้าที่ขาเกต ของ MOSFET จะมีจะทำให้ MOSFET ทำงาน จึงทำให้สัญญาณ PWM ถูกขยาย



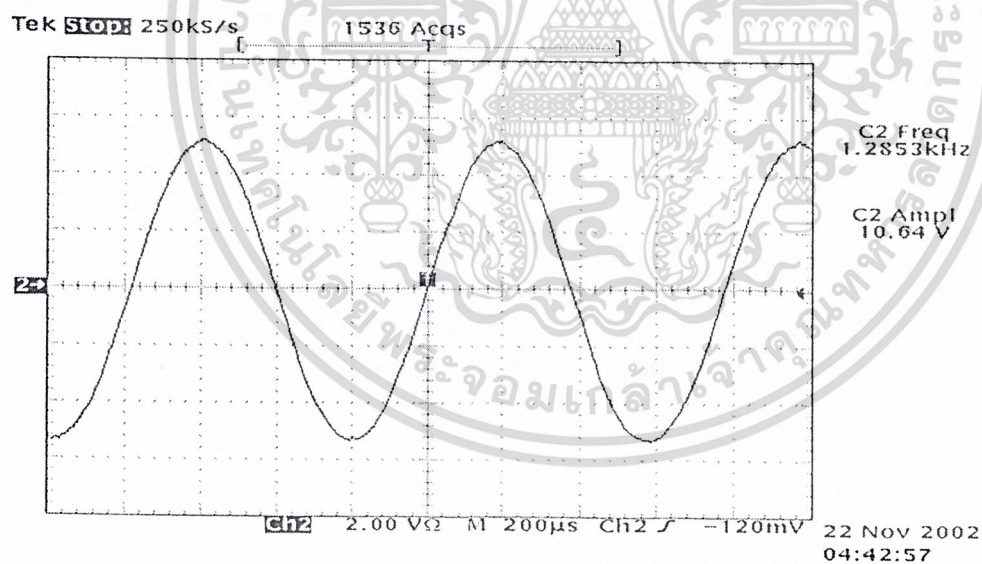
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองสัญญาณ PWM ที่ MOSFET ขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

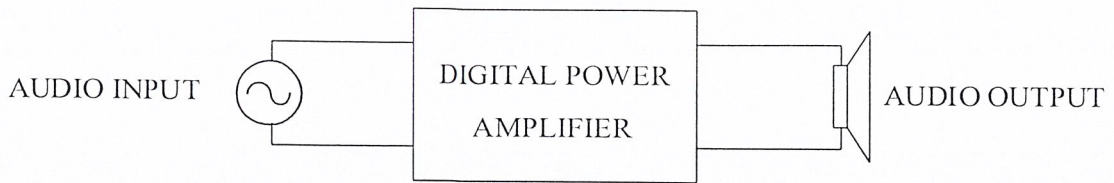


รูปที่ 4.8 วงจรกรองความถี่ต่ำ

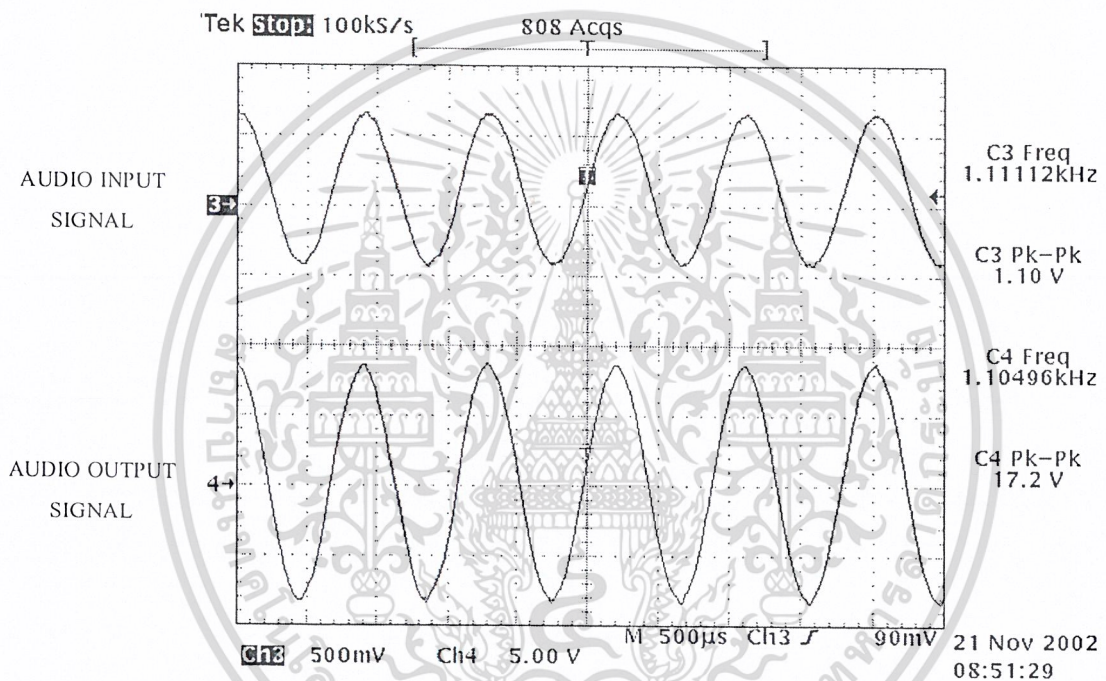


รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 การใช้งาน Digital Power Amplifier



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองสัญญาณเสียงอินพุตและสัญญาณเสียงเอาต์พุต

การทดลองกำลังวัตต์เครื่องเสียง

จะใช้แรงดันหลัก VP 20 โวลต์ ใช้โหลด 8 โอห์ม ใช้อินพุตค่าสูงสุดที่ด้านเอาต์พุตกลับ

จะได้แรงดันด้านเอาต์พุตก่อน โดนกليبคือ 17 โวลต์

จากสมการ $I = E/R$ จะได้กระแส $I = 17/8$

$$= 2.125$$

จากสมการ $P = EI$ จะได้กำลัง $P = 17 \times 2.125$

$$= 36.125 \text{ วัตต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป

วงจรขยายกำลังแบบคลาสซีเป็นวงจรขยายที่มีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากการใช้สัญญาณ Pulse Width Modulation มาควบคุมการสวิตช์ของ เพาเวอร์มอสเฟตให้ให้มีการเปิดและปิดโดยใช้ช่วงที่มอสเฟต ON เกือบจะไม่มีโวลต์ตกคร่อมมอสเฟตเลย และในช่วงที่มอสเฟต OFF เกือบจะไม่มีกระแสไหลผ่านมอสเฟตเลย ดังนั้นการสูญเสียพลังงานในมอสเฟตจึงมีน้อยมาก ข้อเสียของวงจร คือ ความเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตมีมาก เนื่องจากวงจรนี้ต้องเอาสัญญาณสามเหลี่ยมมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณอินพุต จึงจำเป็นต้องออกแบบกรองความถี่ที่ดีมากเพื่อที่จะกรองสัญญาณสามเหลี่ยมออกให้หมด ให้เหลือแต่สัญญาณอินพุต นำไปต่อกับลำโพงเป็นพลังงานเสียงต่อไป



บรรณานุกรม

1. เจน สงสมพันธุ์, เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ 1, สถาบันอิเล็กทรอนิกส์กรุงเทพฯ
2. กฤษฎา วิสวธีรานนท์, ไอซีดิจิตอล, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
3. www.harris.com

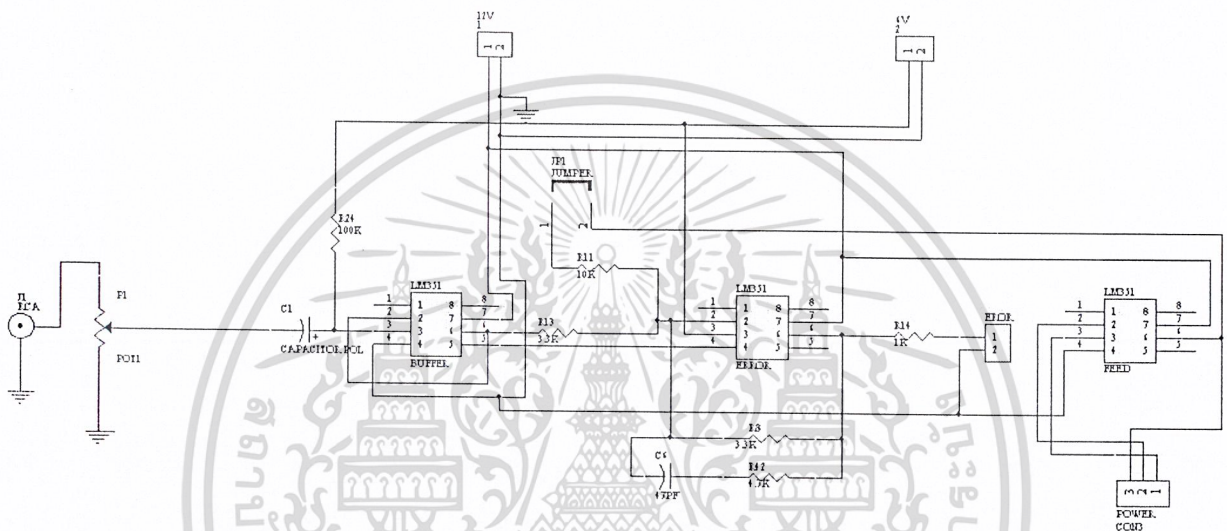


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



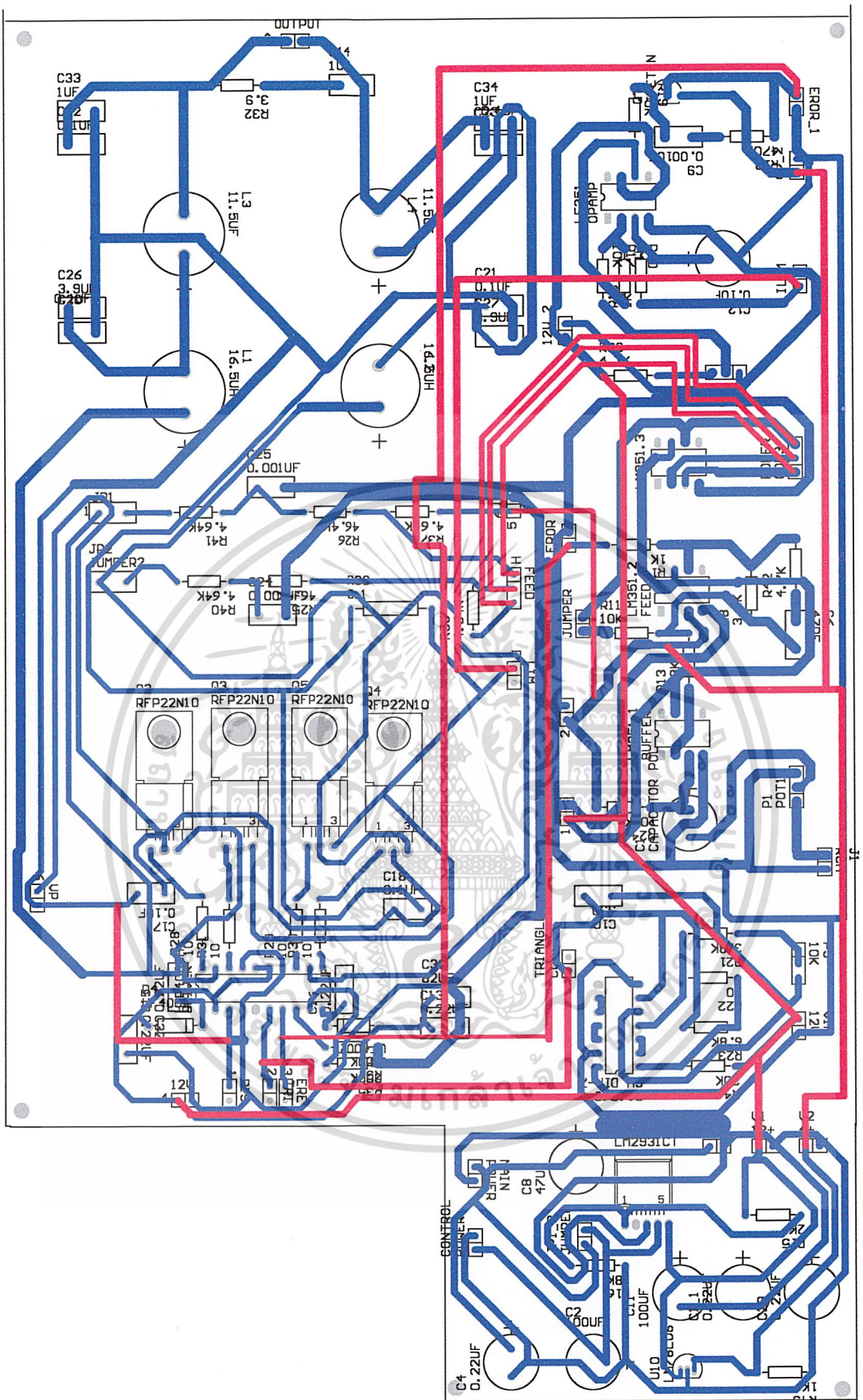
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจร ERROR AMPLIFIER

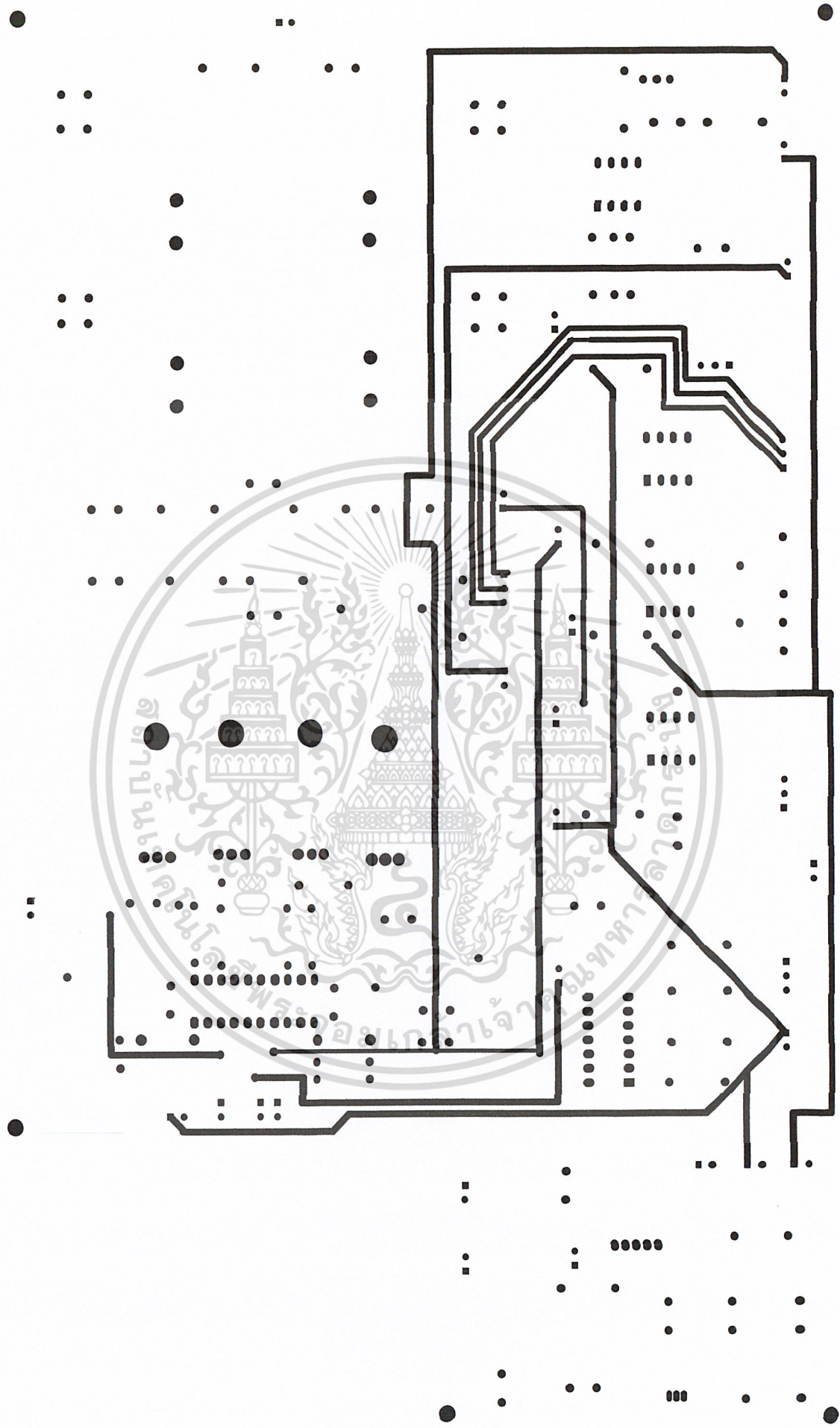
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



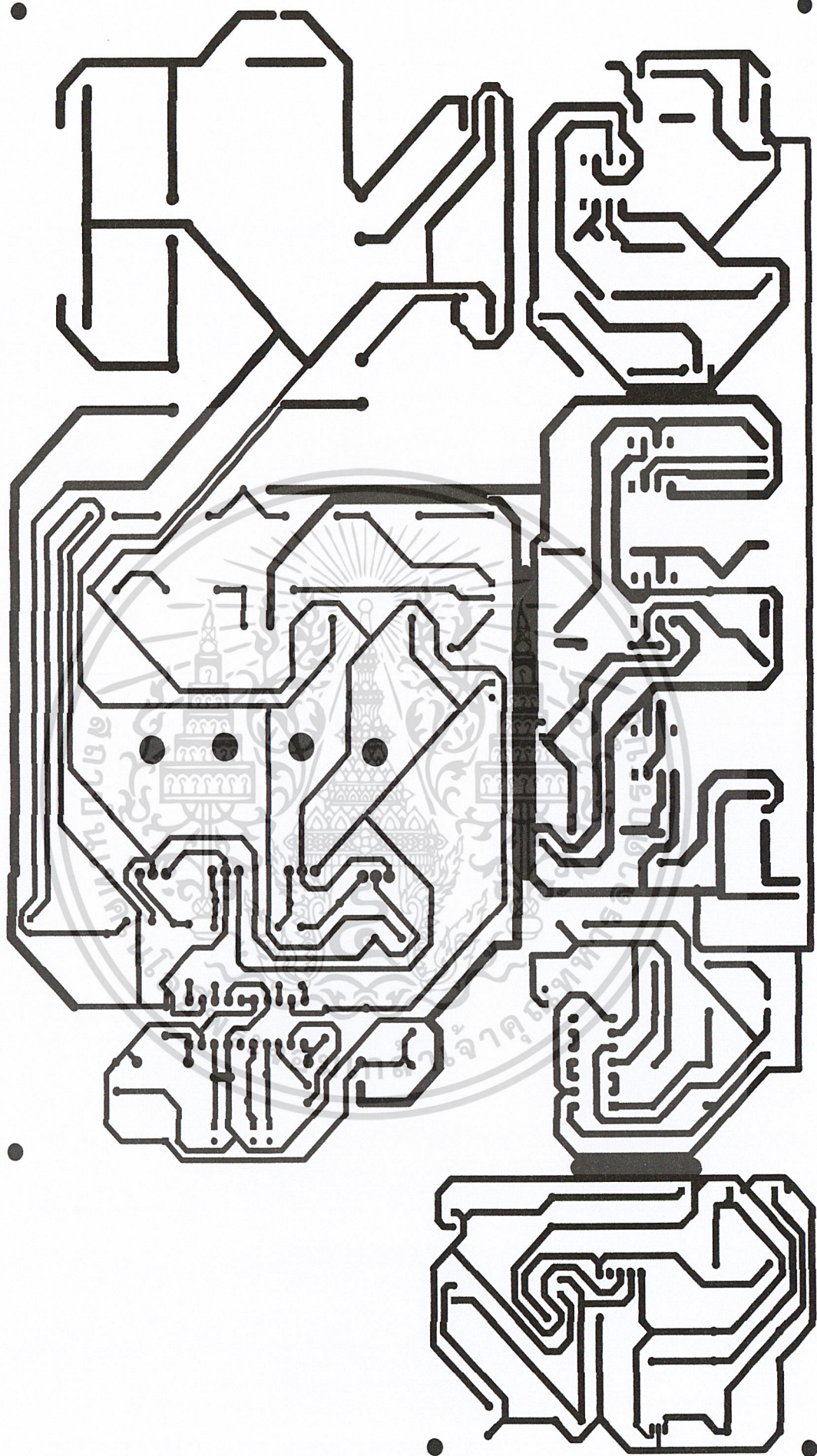


วงจรลายพิมพ์เครื่องขยายเสียงแบบคลาสสิก

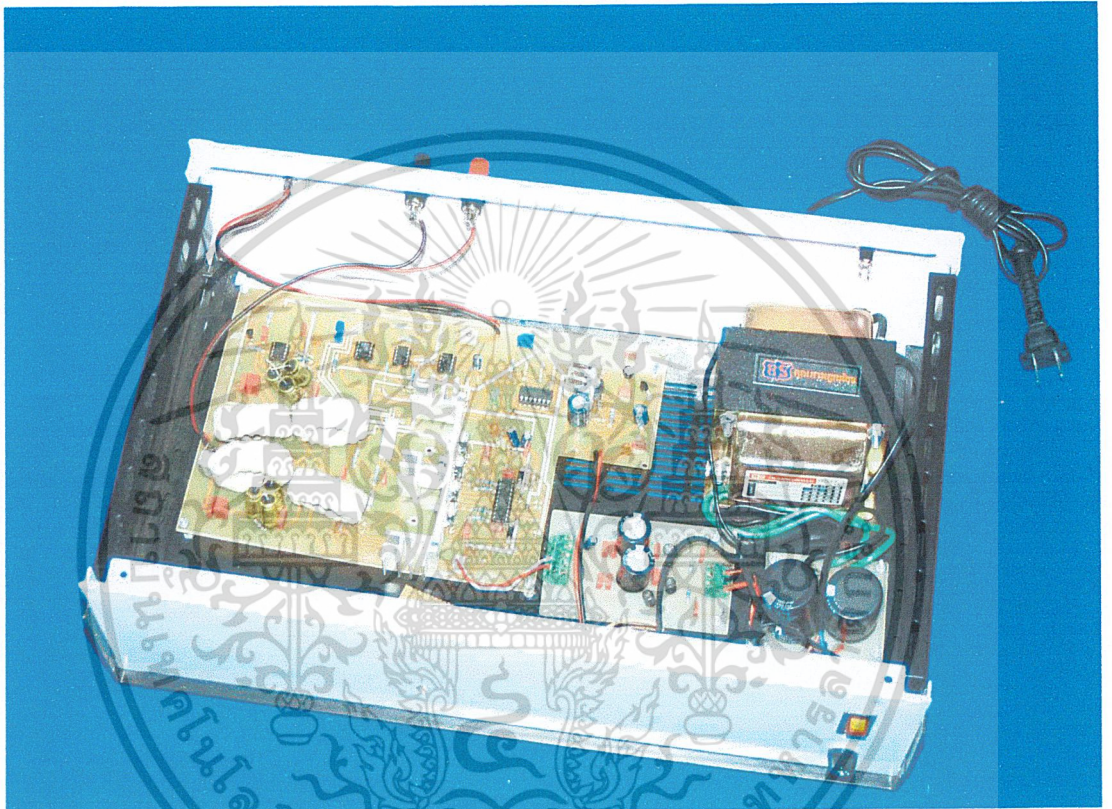
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานรูปถ่ายพิมพ์ด้านบนนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

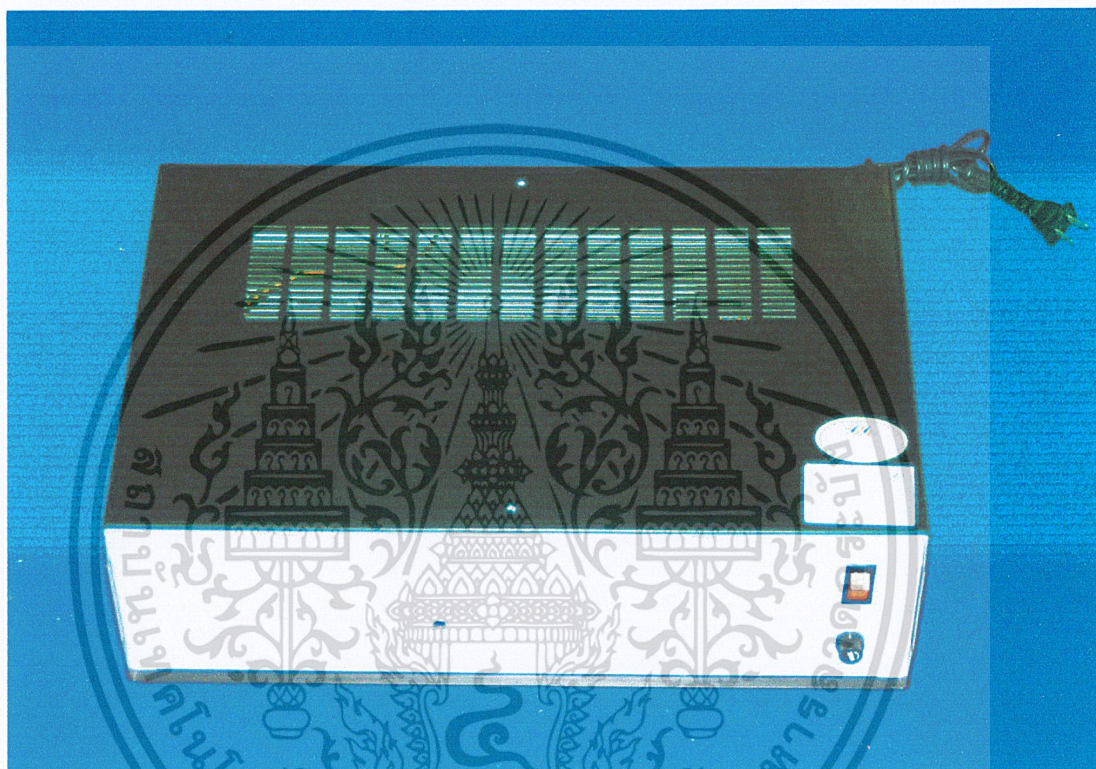


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปถ่ายพิมพ์ด้านล่างนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปภายในเครื่องขยายเสียงแบบคลาสดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปภายนอกของเครื่องเสียงคลาสดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มือ(DATA SHEET)วงจรรวม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

March 1995

Features

- Drives N-Channel FET Full Bridge Including High Side Chop Capability
- Bootstrap Supply Max Voltage to 95VDC
- Drives 1000pF Load at 1MHz in Free Air at +50°C with Rise and Fall Times of Typically 10ns
- User-Programmable Dead Time
- Charge-Pump and Bootstrap Maintain Upper Bias Supplies
- DIS (Disable) Pin Pulls Gates Low
- Input Logic Thresholds Compatible with 5V to 15V Logic Levels
- Very Low Power Consumption
- Undervoltage Protection

Applications

- Medium/Large Voice Coil Motors
- Full Bridge Power Supplies
- Class D Audio Power Amplifiers
- High Performance Motor Controls
- Noise Cancellation Systems
- Battery Powered Vehicles
- Peripherals
- U.P.S.

Description

The HIP4080A is a high frequency, medium voltage Full Bridge N-Channel FET driver IC, available in 20 lead plastic SOIC and DIP packages. The HIP4080A includes an input comparator, used to facilitate the "hysteresis" and PWM modes of operation. Its HEN (high enable) lead can force current to freewheel in the bottom two external power MOSFETs, maintaining the upper power MOSFETs off. Since it can switch at frequencies up to 1MHz, the HIP4080A is well suited for driving Voice Coil Motors, switching amplifiers in class D high-frequency switching audio amplifiers and power supplies.

HIP4080A can also drive medium voltage brush motors, and two HIP4080As can be used to drive high performance stepper motors, since the short minimum "on-time" can provide fine micro-stepping capability.

Short propagation delays of approximately 55ns maximizes control loop crossover frequencies and dead-times which can be adjusted to near zero to minimize distortion, resulting in precise control of the driven load.

The similar HIP4081A IC allows independent control of all 4 FETs in an Full Bridge configuration.

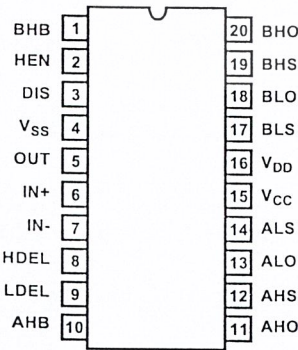
The Application Note for the HIP4080A is AN9404.

Ordering Information

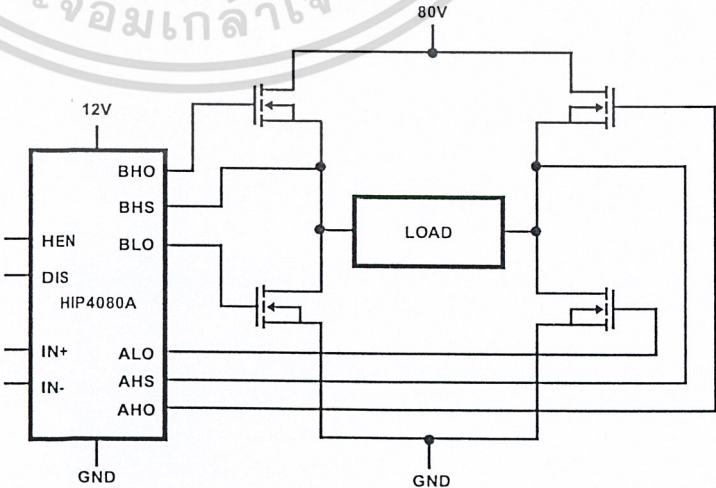
PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
HIP4080AIP	-40°C to +85°C	20 Lead Plastic DIP
HIP4080AIB	-40°C to +85°C	20 Lead Plastic SOIC (W)

Pinout

HIP4080A (PDIP, SOIC)
TOP VIEW



Application Block Diagram



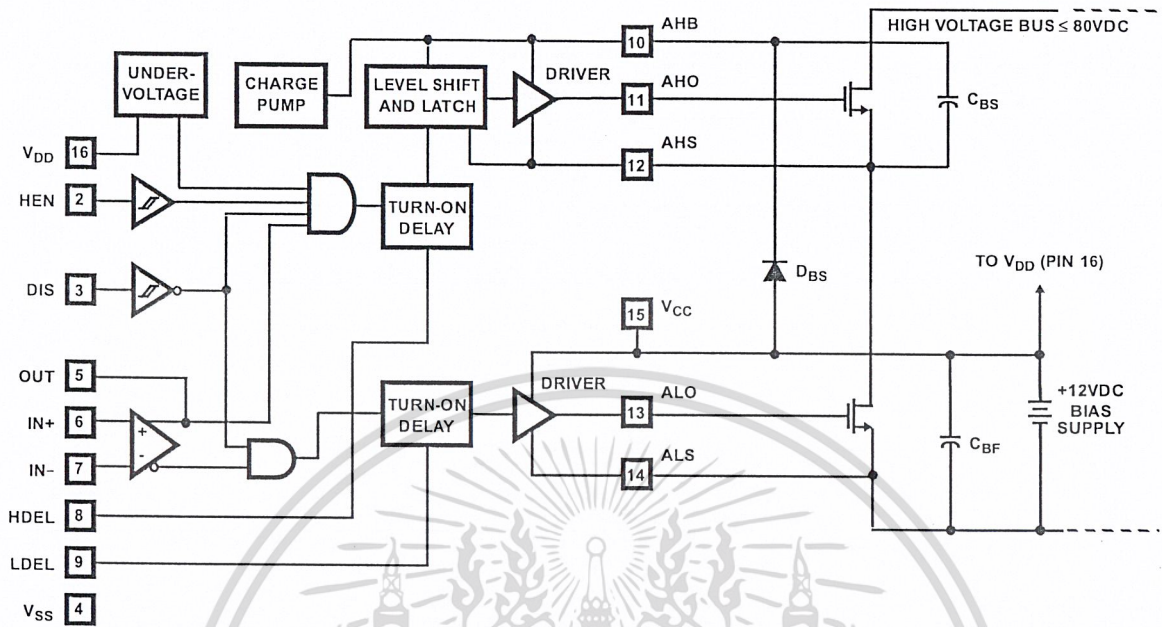
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

File Number 3658.4

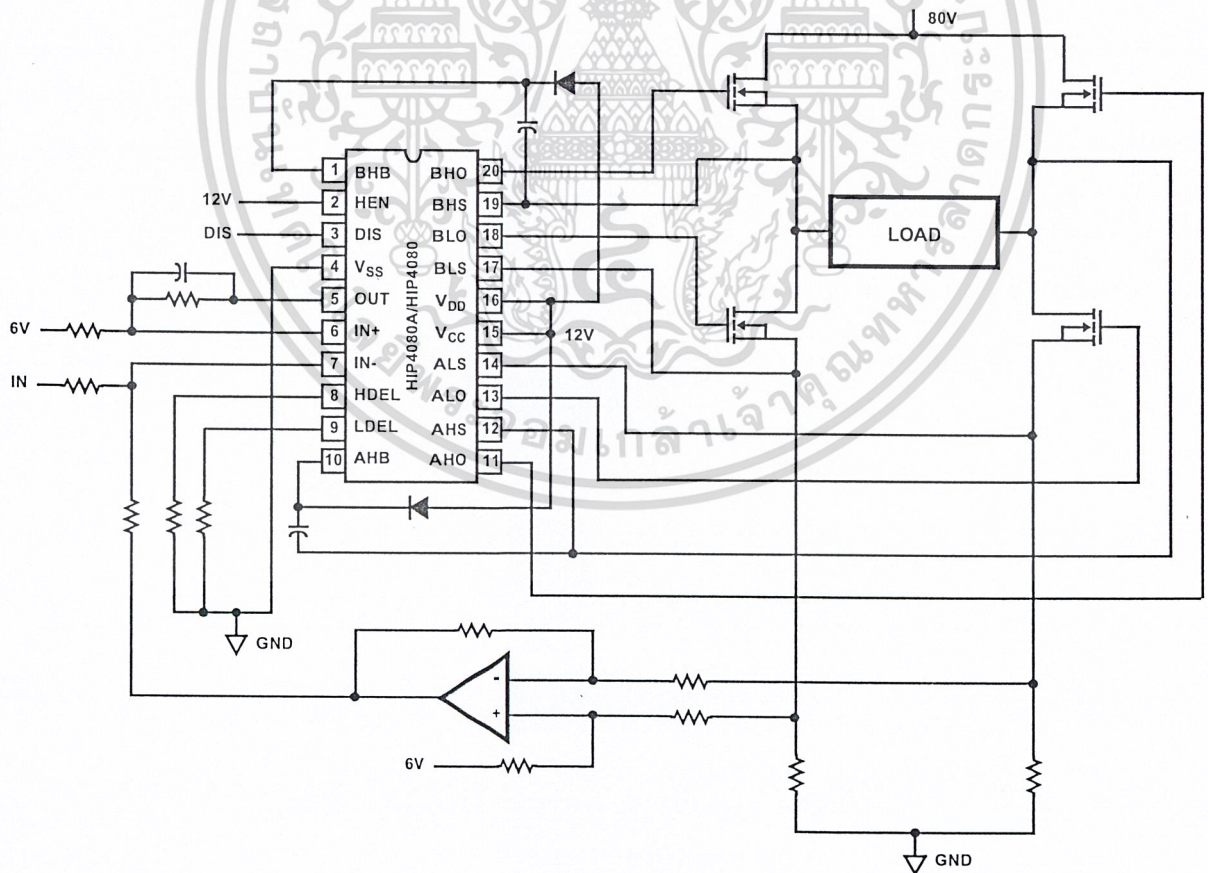
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIP4080A

Functional Block Diagram (1/2 HIP4080A)



Typical Application (Hysteresis Mode Switching)



Specifications HIP4080A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage, V_{DD} and V_{CC} -0.3V to 16V
 Logic I/O Voltages -0.3V to $V_{DD} + 0.3V$
 Voltage on AHS, BHS, ... -6.0V (Transient) to 80V (25°C to 125°C)
 Voltage on AHS, BHS, ... -6.0V (Transient) to 70V (-55°C to 125°C)
 Voltage on ALS, BLS -2.0V (Transient) to +2.0V (Transient)
 Voltage on AHB, BHB $V_{AHS, BHS} - 0.3V$ to $V_{AHS, BHS} + V_{DD}$
 Voltage on ALO, BLO $V_{ALS, BLS} - 0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$
 Voltage on AHO, BHO $V_{AHS, BHS} - 0.3V$ to $V_{AHB, BHB} + 0.3V$
 Input Current, HDEL and LDEL -5mA to 0mA
 Phase Slew Rate 20V/ns
 NOTE: All Voltages relative to V_{SS} , unless otherwise specified.

Thermal Information

Thermal Resistance
 SOIC Package θ_{JA}
 DIP Package +85°C/W
 Maximum Power Dissipation at +85°C
 SOIC Package 470mW
 DIP Package 530mW
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Operating Max. Junction Temperature +125°C
 Lead Temperature (Soldering 10s) +300°C
 (For SOIC - Lead Tips Only)

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

Operating Conditions

Supply Voltage, V_{DD} and V_{CC} +9.5V to +15V
 Voltage on ALS, BLS -1.0V to +1.0V
 Voltage on AHB, BHB $V_{AHS, BHS} + 5V$ to $V_{AHS, BHS} + 15V$
 Input Current, HDEL and LDEL -500μA to -50μA
 Operating Ambient Temperature Range -40°C to +85°C

Electrical Specifications

$V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100k\Omega$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	T _J = +25°C			T _J = - 40°C TO +125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
SUPPLY CURRENTS AND CHARGE PUMPS								
V _{DD} Quiescent Current	I _{DD}	IN- = 2.5V, Other Inputs = 0V	8	11	14	7	14	mA
V _{DD} Operating Current	I _{DDO}	Outputs switching f = 500kHz, No Load	9	12	15	8	15	mA
V _{CC} Quiescent Current	I _{CC}	IN- = 2.5V, Other Inputs = 0V, I _{ALO} = I _{BLO} = 0	-	25	80	-	100	μA
V _{CC} Operating Current	I _{CCO}	f = 500kHz, No Load	1	1.25	2.0	0.8	3	mA
AHB, BHB Quiescent Current - Qpump Output Current	I _{AHB} , I _{BHB}	IN- = 2.5V, Other Inputs = 0V, I _{AHO} = I _{BHO} = 0, V _{DD} = V _{CC} = V _{AHB} = V _{BHB} = 10V	-50	-25	-11	-60	-10	μA
AHB, BHB Operating Current	I _{AHBO} , I _{BHBO}	f = 500kHz, No Load	0.62	1.2	1.5	0.5	1.9	mA
AHS, BHS, AHB, BHB Leakage Current	I _{HLK}	V _{BHS} = V _{AHS} = 80V, V _{AHB} = V _{BHB} = 93V	-	0.02	1.0	-	10	μA
AHB-AHS, BHB-BHS Qpump Output Voltage	V _{AHB} - V _{AHS} V _{BHB} - V _{BHS}	I _{AHB} = I _{AHS} = 0, No Load	11.5	12.6	14.0	10.5	14.5	V
INPUT COMPARATOR PINS: IN+, IN-, OUT								
Offset Voltage	V _{OS}	Over Common Mode Voltage Range	-10	0	+10	-15	+15	mV
Input Bias Current	I _{IB}		0	0.5	2	0	4	μA
Input Offset Current	I _{OS}		-1	0	+1	-2	+2	μA
Input Common Mode Voltage Range	CMVR		1	-	V _{DD} -1.5	1	V _{DD} -1.5	V
Voltage Gain	AVOL		10	25	-	10	-	V/mV
OUT High Level Output Voltage	V _{OH}	IN+ > IN-, I _{OH} = -250μA	V _{DD} -0.4	-	-	V _{DD} - 0.5	-	V
OUT Low Level Output Voltage	V _{OL}	IN+ < IN-, I _{OL} = +250μA	-	-	0.4	-	0.5	V
Low Level Output Current	I _{OL}	V _{OUT} = 6V	6.5	14	19	6	20	mA
High Level Output Current	I _{OH}	V _{OUT} = 6V	-17	-10	-3	-20	-2.5	mA
INPUT PINS: DIS								
Low Level Input Voltage	V _{IL}	Full Operating Conditions	-	-	1.0	-	0.8	V
High Level Input Voltage	V _{IH}	Full Operating Conditions	2.5	-	-	2.7	-	V
Input Voltage Hysteresis			-	35	-	-	-	mV
Low Level Input Current	I _{IL}	V _{IN} = 0V, Full Operating Conditions	-130	-100	-75	-135	-65	μA
High Level Input Current	I _{IH}	V _{IN} = 5V, Full Operating Conditions	-1	-	+1	-10	+10	μA

Specifications HIP4080A

Electrical Specifications $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$, and $T_A = +25^{\circ}C$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETERS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	T _J = +25°C			T _J = - 40°C TO +125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
INPUT PINS: HEN								
Low Level Input Voltage	V _{IL}	Full Operating Conditions	-	-	1.0	-	0.8	V
High Level Input Voltage	V _{IH}	Full Operating Conditions	2.5	-	-	2.7	-	V
Input Voltage Hysteresis			-	35	-	-	-	mV
Low Level Input Current	I _{IL}	V _{IN} = 0V, Full Operating Conditions	-260	-200	-150	-270	-130	μA
High Level Input Current	I _{IH}	V _{IN} = 5V, Full Operating Conditions	-1	-	+1	-10	+10	μA
TURN-ON DELAY PINS: LDEL AND HDEL								
LDEL, HDEL Voltage	V _{HDEL} , V	I _{HDEL} = I _{LDEL} = -100μA	4.9	5.1	5.3	4.8	5.4	V
GATE DRIVER OUTPUT PINS: ALO, BLO, AHO, AND BHO								
Low Level Output Voltage	V _{OL}	I _{OUT} = 100mA	0.7	0.85	1.0	0.5	1.1	V
High Level Output Voltage	V _{CC} - V _{OH}	I _{OUT} = -100mA	0.8	0.95	1.1	0.5	1.2	V
Peak Pullup Current	I _{O+}	V _{OUT} = 0V	1.7	2.6	3.8	1.4	4.1	A
Peak Pulldown Current	I _{O-}	V _{OUT} = 12V	1.7	2.4	3.3	1.3	3.6	A
Under Voltage, Rising Threshold	UV+		8.1	8.8	9.4	8.0	9.5	V
Under Voltage, Falling Threshold	UV-		7.6	8.3	8.9	7.5	9.0	V
Under Voltage, Hysteresis	HYS		0.25	0.4	0.65	0.2	0.7	V

Switching Specifications $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$, $C_L = 1000pF$, and $T_A = +25^{\circ}C$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = +25^{\circ}C$			$T_J = -40^{\circ}C$ TO $+125^{\circ}C$		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Lower Turn-off Propagation Delay (IN+/IN- to ALO/BLO)	T_{LPHL}		-	40	70	-	90	ns
Upper Turn-off Propagation Delay (IN+/IN- to AHO/BHO)	T_{HPHL}		-	50	80	-	110	ns
Lower Turn-on Propagation Delay (IN+/IN- to ALO/BLO)	T_{LPLH}		-	40	70	-	90	ns
Upper Turn-on Propagation Delay (IN+/IN- to AHO/BHO)	T_{HPLH}		-	70	110	-	140	ns
Rise Time	T_R		-	10	25	-	35	ns
Fall Time	T_F		-	10	25	-	35	ns
Turn-on Input Pulse Width	$T_{PWIN-ON}$		50	-	-	50	-	ns
Turn-off Input Pulse Width	$T_{PWIN-OFF}$		40	-	-	40	-	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Lower Outputs)	T_{DISLOW}		-	45	75	-	95	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Upper Outputs)	$T_{DISHIGH}$		-	55	85	-	105	ns
Disable to Lower Turn-on Propagation Delay (DIS - ALO and BLO)	T_{DLPLH}		-	45	70	-	90	ns
Refresh Pulse Width (ALO and BLO)	T_{REF-PW}		240	380	500	200	600	ns
Disable to Upper Enable (DIS - AHO and BHO)	T_{UEN}		-	480	630	-	750	ns
HEN-AHO, BHO Turn-off, Propagation Delay	$T_{HEN-PHL}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	40	70	-	90	ns
HEN-AHO, BHO Turn-on, Propagation Delay	$T_{HEN-PLH}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	60	90	-	110	ns

TRUTH TABLE

INPUT				OUTPUT			
IN+ > IN-	HEN	U/V	DIS	ALO	AHO	BLO	BHO
X	X	X	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	1	0	0	1
1	0	0	0	0	0	1	0
X	X	1	X	0	0	0	0

HIP4080A

Pin Descriptions

PIN NUMBER	SYMBOL	DESCRIPTION
1	BHB	B High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30 μ A out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
2	HEN	High-side Enable input. Logic level input that when low overrides IN+/IN- (Pins 6 and 7) to put AHO and BHO drivers (Pins 11 and 20) in low output state. When HEN is high AHO and BHO are controlled by IN+/IN- inputs. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}). An internal 100 μ A pull-up to V_{DD} will hold HEN high, so no connection is required if high-side and low-side outputs are to be controlled by IN+/IN- inputs.
3	DIS	DISable input. Logic level input that when taken high sets all four outputs low. DIS high overrides all other inputs. When DIS is taken low the outputs are controlled by the other inputs. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than V_{DD}). An internal 100 μ A pull-up to V_{DD} will hold DIS high if this pin is not driven.
4	V_{SS}	Chip negative supply, generally will be ground.
5	OUT	OUTput of the input control comparator. This output can be used for feedback and hysteresis.
6	IN+	Noninverting input of control comparator. If IN+ is greater than IN- (Pin 7) then ALO and BHO are low level outputs and BLO and AHO are high level outputs. If IN+ is less than IN- then ALO and BHO are high level outputs and BLO and AHO are low level outputs. DIS (Pin 3) high level will override IN+/IN- control for all outputs. HEN (Pin 2) low level will override IN+/IN- control of AHO and BHO. When switching in four quadrant mode, dead time in a half bridge leg is controlled by HDEL and LDEL (Pins 8 and 9).
7	IN-	Inverting input of control comparator. See IN+ (Pin 6) description.
8	HDEL	High-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to V_{SS} to set timing current that defines the turn-on delay of both high-side drivers. The low-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the HDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the high-side drivers. HDEL reference voltage is approximately 5.1V.
9	LDEL	Low-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to V_{SS} to set timing current that defines the turn-on delay of both low-side drivers. The high-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the LDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the low-side drivers. LDEL reference voltage is approximately 5.1V.
10	AHB	A High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30 μ A out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
11	AHO	A High-side Output. Connect to gate of A High-side power MOSFET.
12	AHS	A High-side Source connection. Connect to source of A High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
13	ALO	A Low-side Output. Connect to gate of A Low-side power MOSFET.
14	ALS	A Low-side Source connection. Connect to source of A Low-side power MOSFET.
15	V_{CC}	Positive supply to gate drivers. Must be same potential as V_{DD} (Pin 16). Connect to anodes of two bootstrap diodes.
16	V_{DD}	Positive supply to lower gate drivers. Must be same potential as V_{CC} (Pin 15). De-couple this pin to V_{SS} (Pin 4).
17	BLS	B Low-side Source connection. Connect to source of B Low-side power MOSFET.
18	BLO	B Low-side Output. Connect to gate of B Low-side power MOSFET.
19	BHS	B High-side Source connection. Connect to source of B High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
20	BHO	B High-side Output. Connect to gate of B High-side power MOSFET.

Timing Diagrams

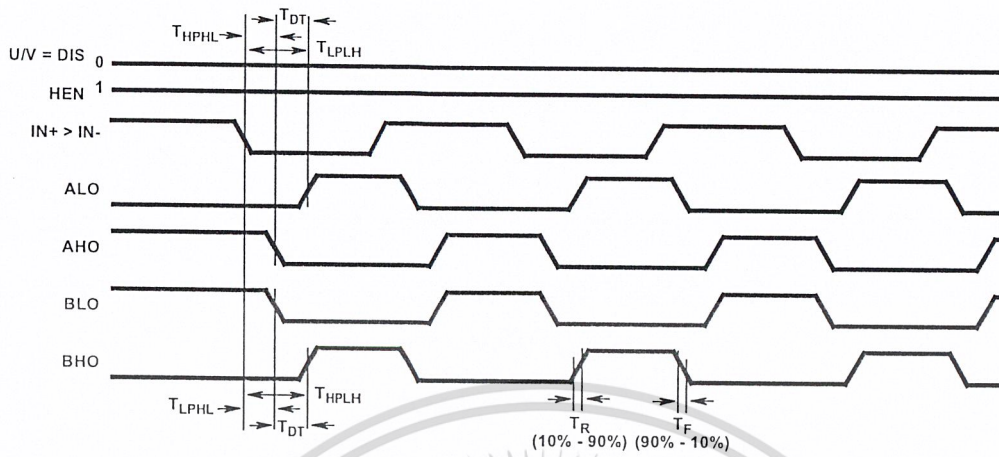


FIGURE 1. BISTATE MODE

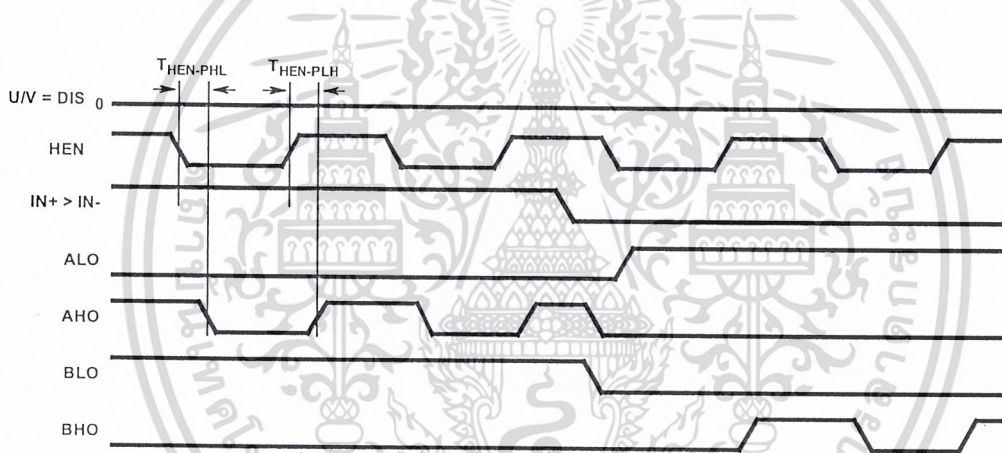


FIGURE 2. HIGH SIDE CHOP MODE

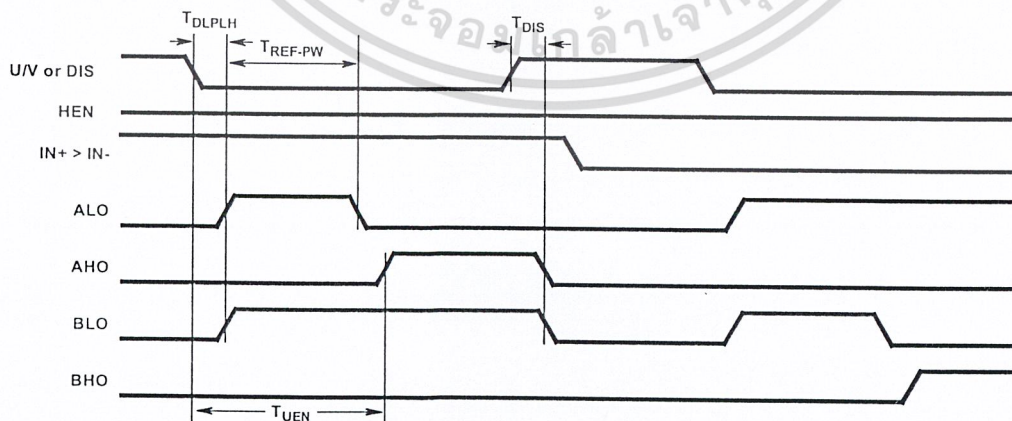


FIGURE 3. DISABLE FUNCTION

HIP4080A

Typical Performance Curves $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

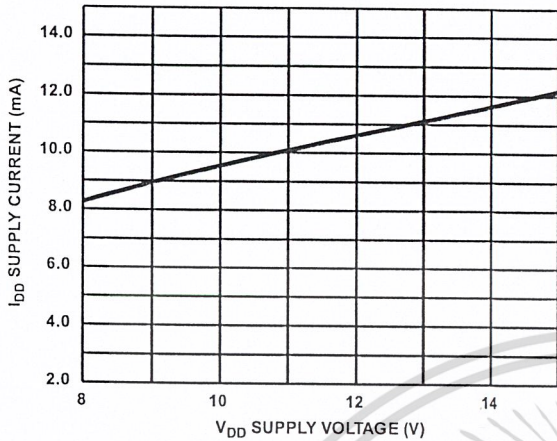


FIGURE 4. QUIESCENT I_{DD} SUPPLY CURRENT vs V_{DD} SUPPLY VOLTAGE

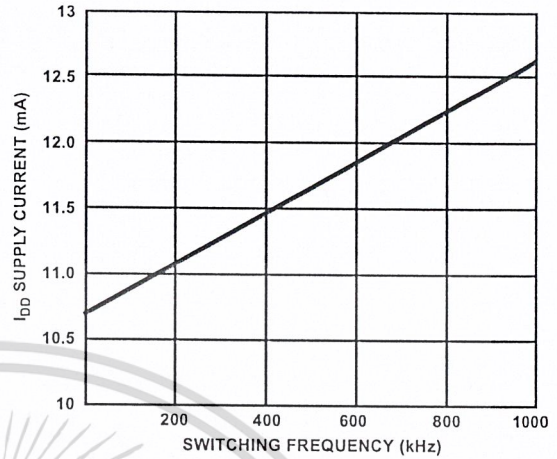


FIGURE 5. I_{DD0} NO-LOAD I_{DD} SUPPLY CURRENT vs FREQUENCY (kHz)

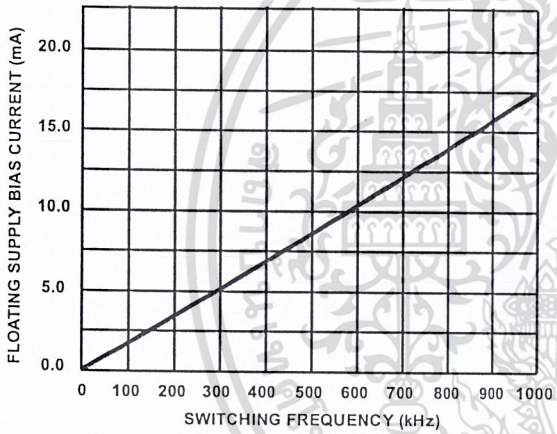


FIGURE 6. SIDE A, B FLOATING SUPPLY BIAS CURRENT vs FREQUENCY (LOAD = 1000pF)

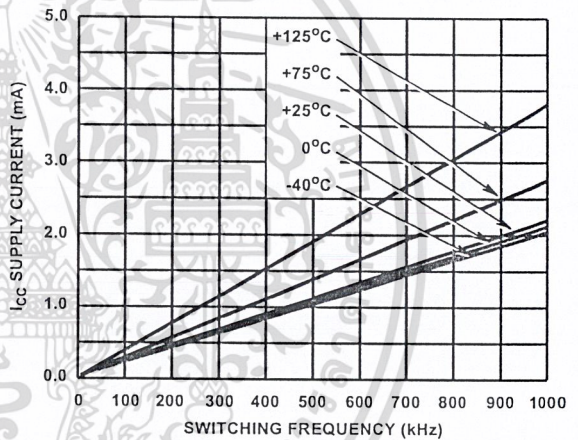


FIGURE 7. I_{CC0} , NO-LOAD I_{CC} SUPPLY CURRENT vs FREQUENCY (kHz) TEMPERATURE

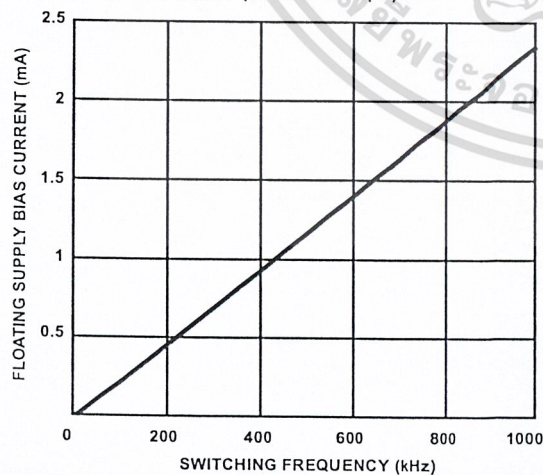


FIGURE 8. I_{AHB}, I_{BHB} NO-LOAD FLOATING SUPPLY BIAS CURRENT vs FREQUENCY

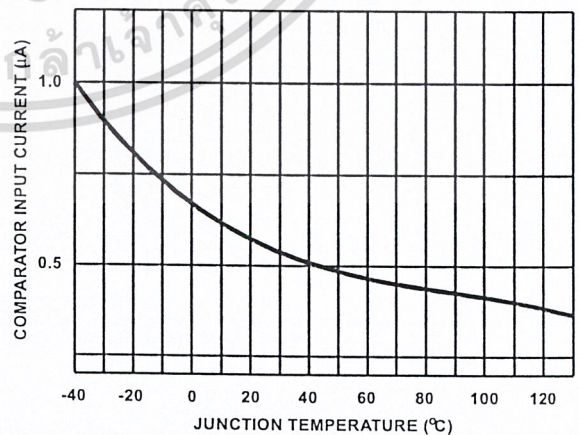


FIGURE 9. COMPARATOR INPUT CURRENT I_L vs TEMPERATURE AT $V_{CM} = 5V$

HIP4080A

Typical Performance Curves $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified (Continued)

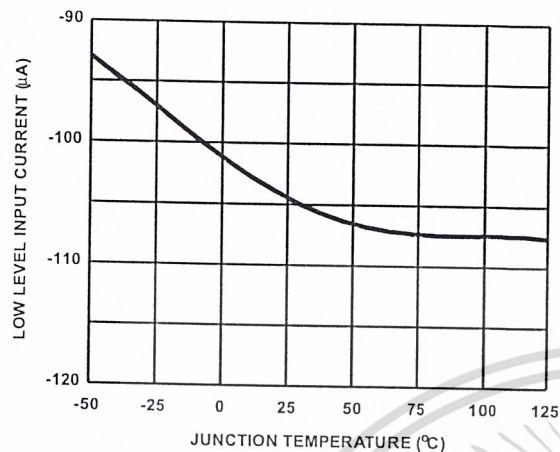


FIGURE 10. DIS LOW LEVEL INPUT CURRENT I_{IL} vs TEMPERATURE

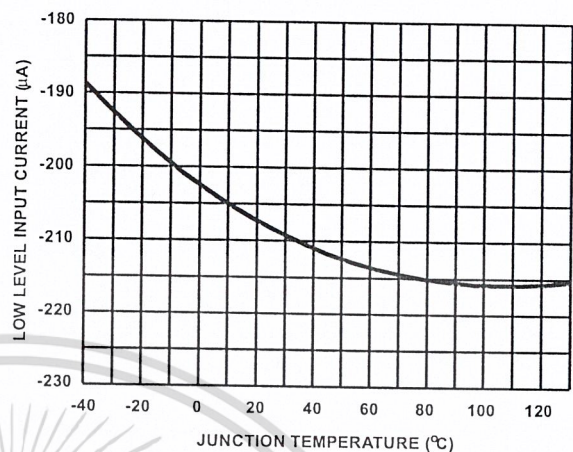


FIGURE 11. HEN LOW LEVEL INPUT CURRENT I_{IL} vs TEMPERATURE

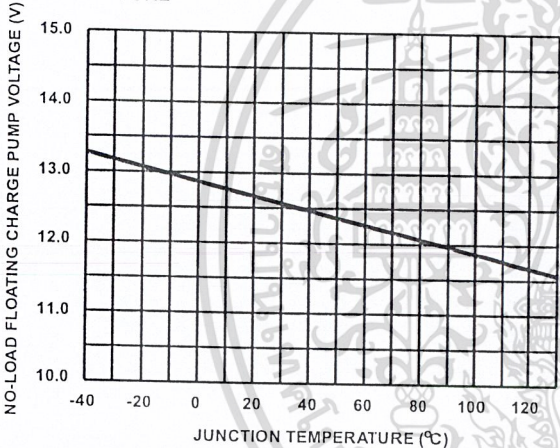


FIGURE 12. AHB - AHS, BHB - BHS NO-LOAD CHARGE PUMP VOLTAGE vs TEMPERATURE

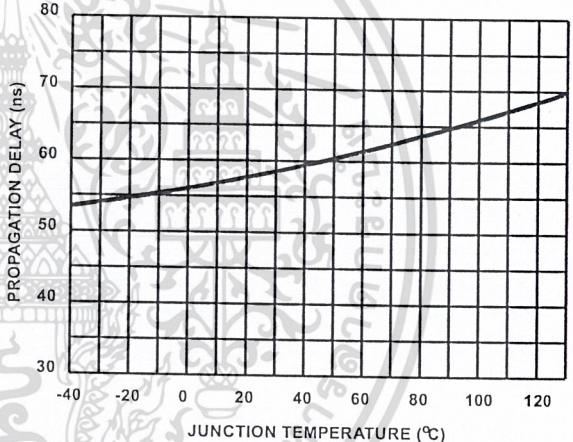


FIGURE 13. UPPER DISABLE TURN-OFF PROPAGATION DELAY $T_{DISHIGH}$ vs TEMPERATURE

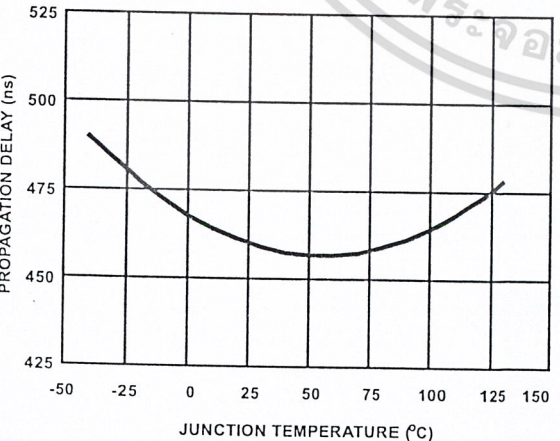


FIGURE 14. DISABLE TO UPPER ENABLE T_{UEN} PROPAGATION DELAY vs TEMPERATURE

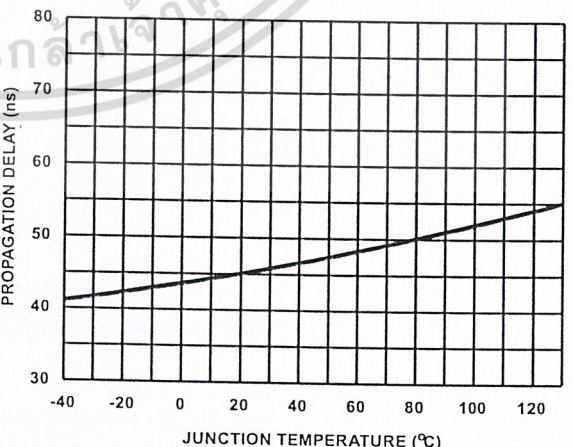


FIGURE 15. LOWER DISABLE TURN-OFF PROPAGATION DELAY T_{DISLOW} vs TEMPERATURE

HIP4080A

Typical Performance Curves

$V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

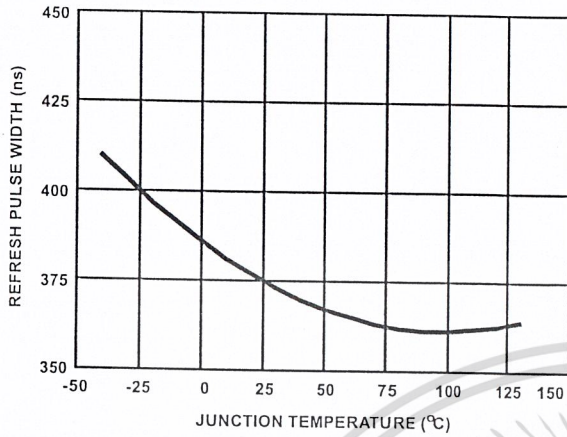


FIGURE 16. T_{REF-PW} REFRESH PULSE WIDTH vs TEMPERATURE

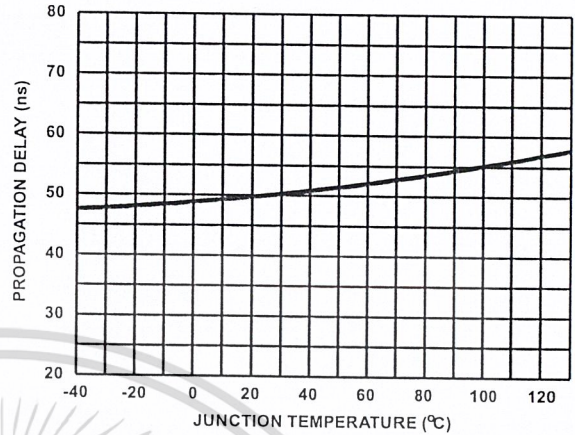


FIGURE 17. DISABLE TO LOWER ENABLE $TDPLH$ PROPAGATION DELAY vs TEMPERATURE

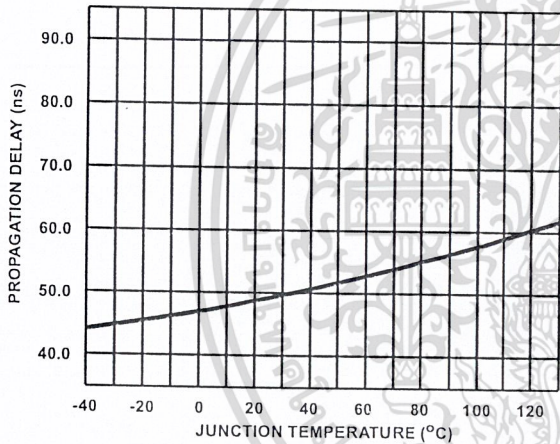


FIGURE 18. UPPER TURN-OFF PROPAGATION DELAY T_{HPHL} vs TEMPERATURE

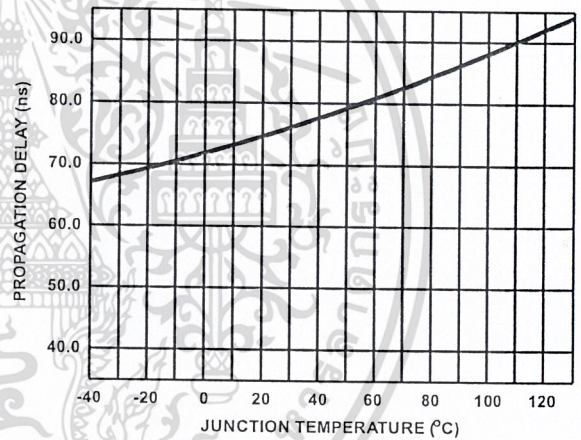


FIGURE 19. UPPER TURN-ON PROPAGATION DELAY $THPLH$ vs TEMPERATURE

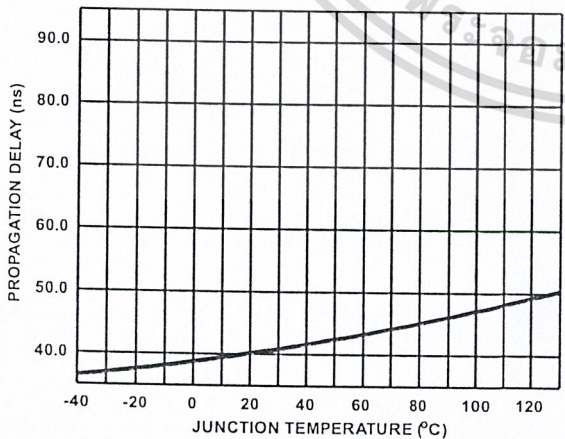


FIGURE 20. LOWER TURN-OFF PROPAGATION DELAY T_{LPHL} vs TEMPERATURE

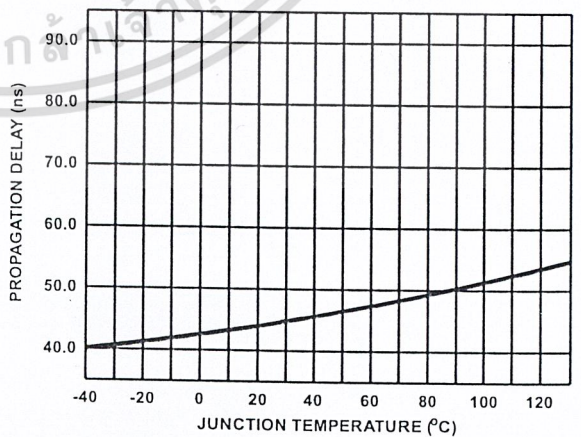


FIGURE 21. LOWER TURN-ON PROPAGATION DELAY T_{LPLH} vs TEMPERATURE

HIP4080A

Typical Performance Curves

$V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

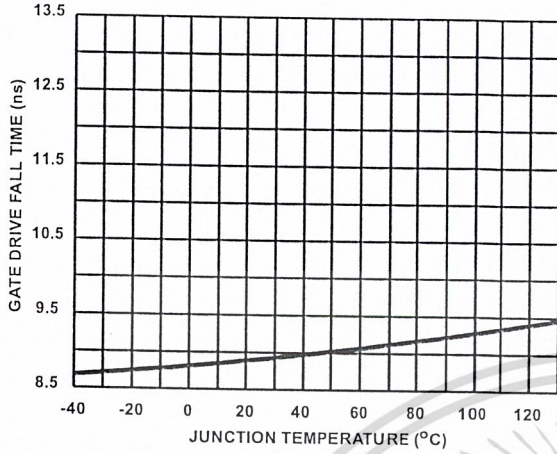


FIGURE 22. GATE DRIVE FALL TIME T_F vs TEMPERATURE

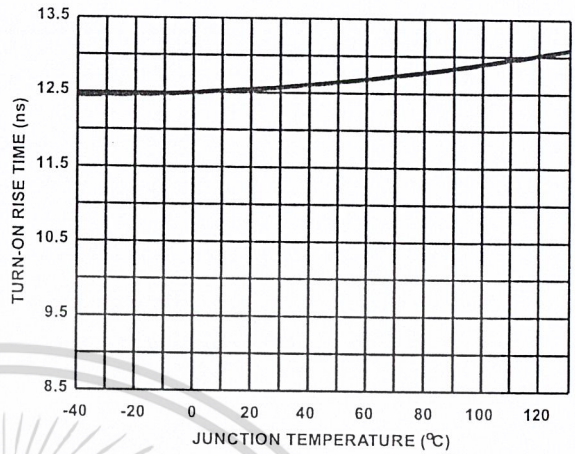


FIGURE 23. GATE DRIVE RISE TIME T_R vs TEMPERATURE

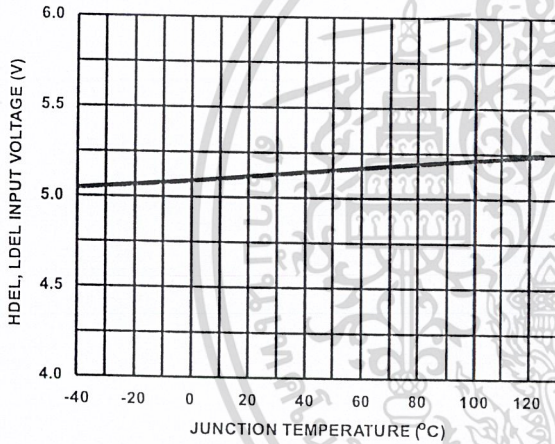


FIGURE 24. V_{LDEL} , V_{HDEL} VOLTAGE vs TEMPERATURE

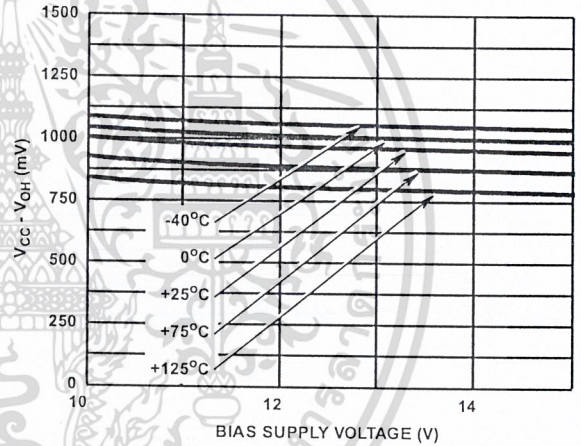


FIGURE 25. HIGH LEVEL OUTPUT VOLTAGE, $V_{CC} - V_{OH}$ vs BIAS SUPPLY AND TEMPERATURE AT $100\mu A$

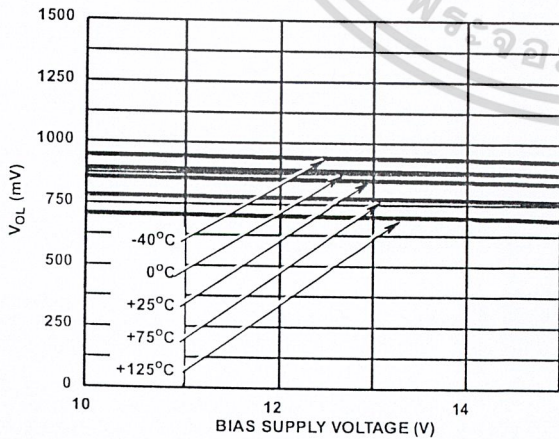


FIGURE 26. LOW LEVEL OUTPUT VOLTAGE V_{OL} vs BIAS SUPPLY AND TEMPERATURE AT $100\mu A$

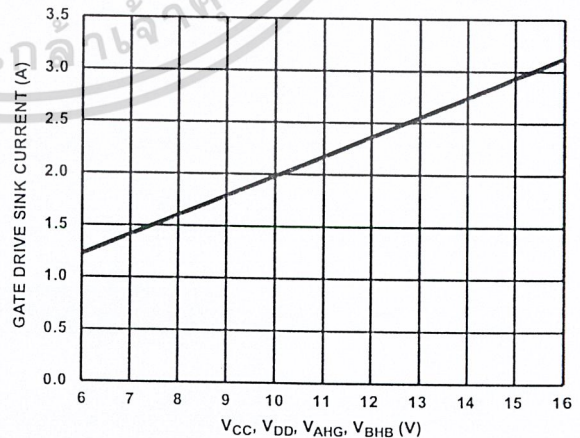


FIGURE 27. PEAK PULLDOWN CURRENT I_O . BIAS SUPPLY VOLTAGE

HIP4080A

Typical Performance Curves $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$, $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$, $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$, and $T_A = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified (Continued)

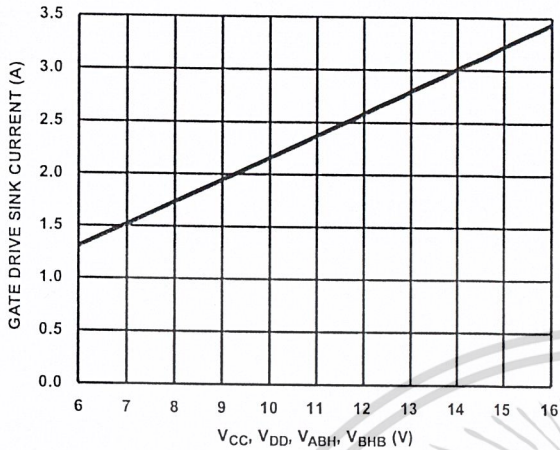


FIGURE 28. PEAK PULLUP CURRENT I_{O+} vs SUPPLY VOLTAGE

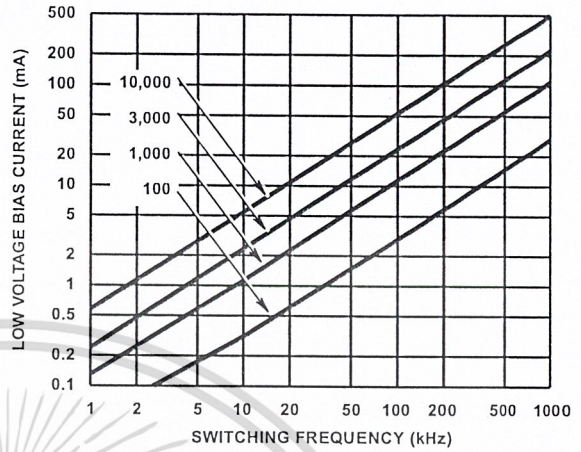


FIGURE 29. LOW VOLTAGE BIAS CURRENT I_{DD} AND I_{CC} (LESS QUIESCENT COMPONENT) vs FREQUENCY AND GATE LOAD CAPACITANCE

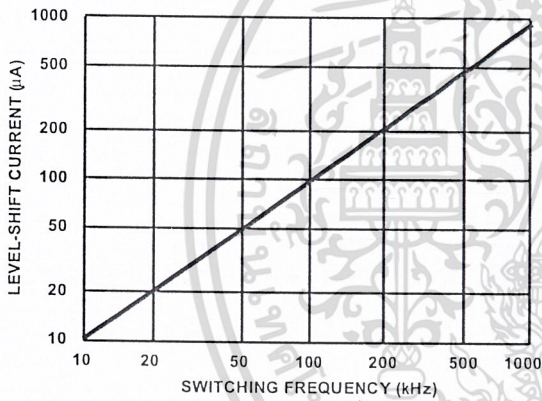


FIGURE 30. HIGH VOLTAGE LEVEL-SHIFT CURRENT vs FREQUENCY AND BUS VOLTAGE

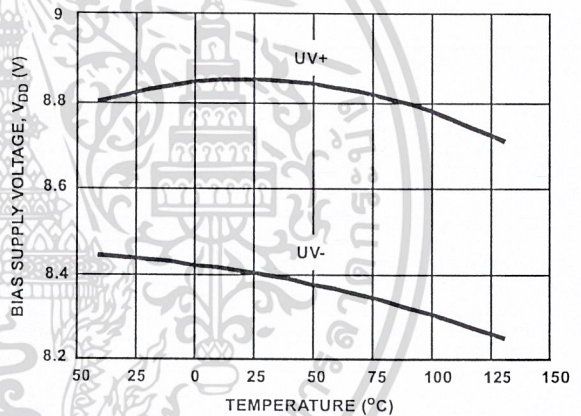


FIGURE 31. UNDERVOLTAGE LOCKOUT vs TEMPERATURE

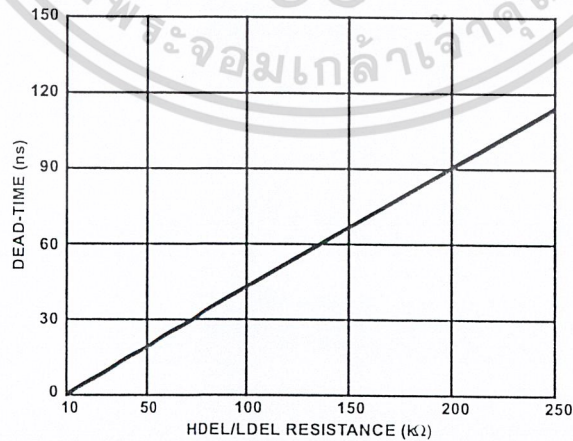


FIGURE 32. MINIMUM DEAD-TIME vs DEL RESISTANCE

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET IITM technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

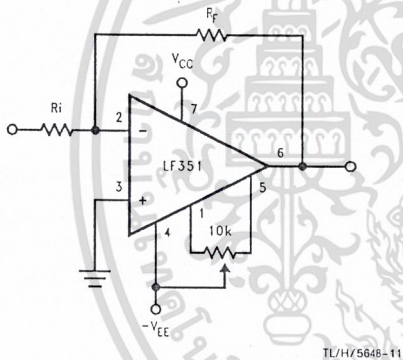
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

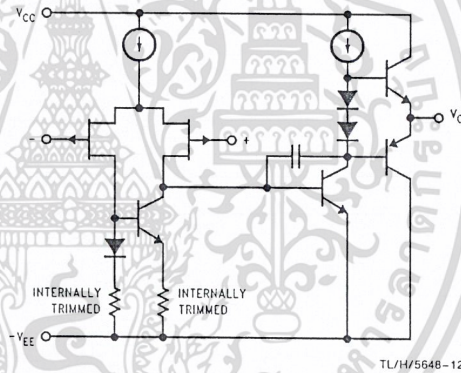
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

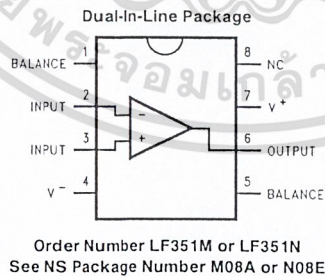
Typical Connection



Simplified Schematic



Connection Diagrams



Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
Tj(MAX)	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	− 65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

θ_{jA}	N Package	120°C/W
	M Package	TBD
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 sec.)		260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)		215°C
Infrared (15 sec.)		220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating to be determined.		

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
VOS	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Ios	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		25	100 4	pA nA
Ib	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_j \leq \pm 70^\circ\text{C}$		50	200 8	pA nA
RIN	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
AVOL	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
VO	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
VCM	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 11	+ 15 − 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
Is	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		$V/\mu s$
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000\text{ Hz}$		25		$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ C, f = 1000\text{ Hz}$		0.01		$pA/\sqrt{Hz}$

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

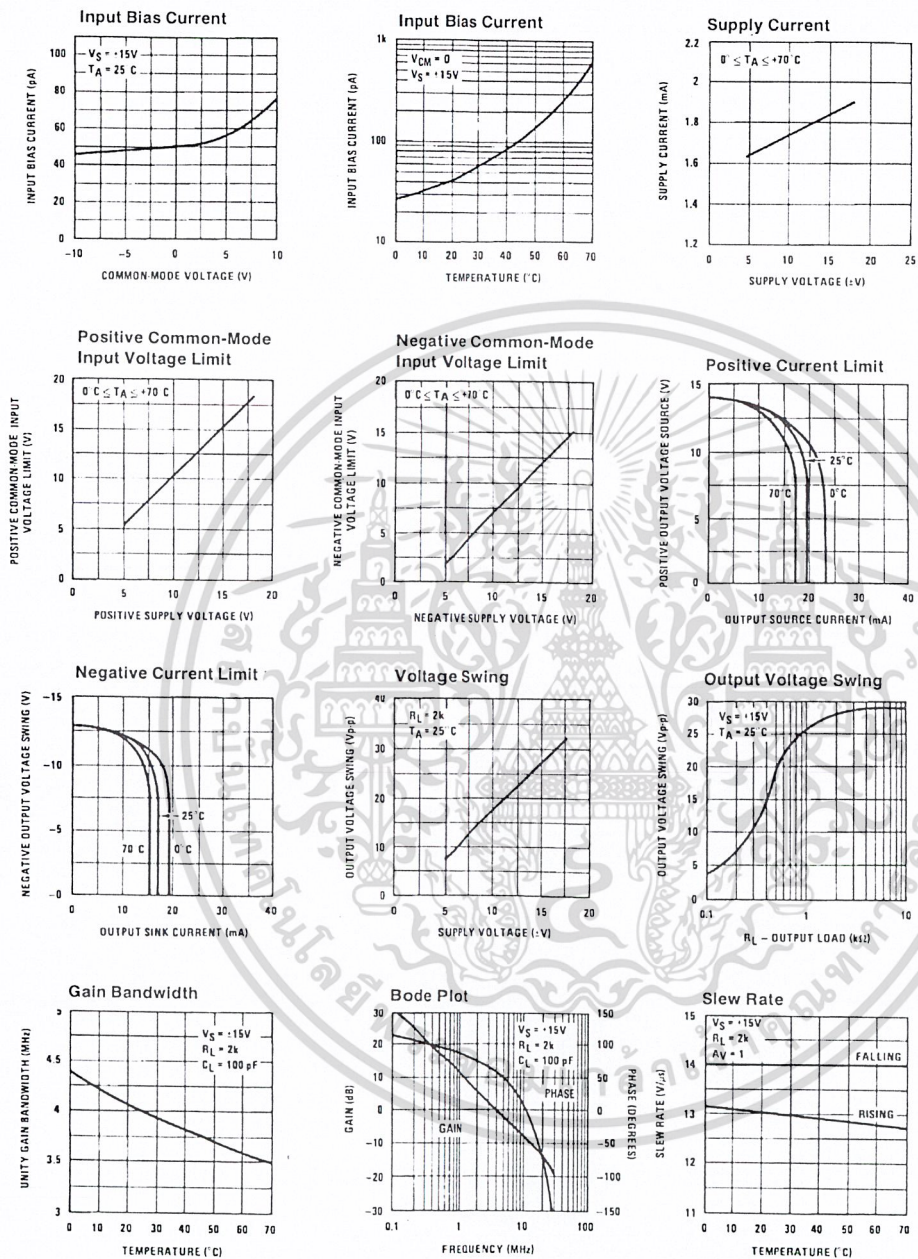
Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $1^\circ C$ increase in the junction temperature, T_j . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

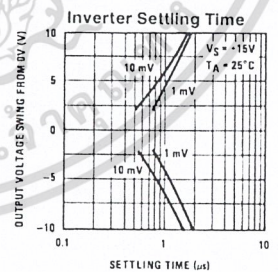
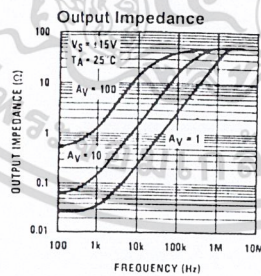
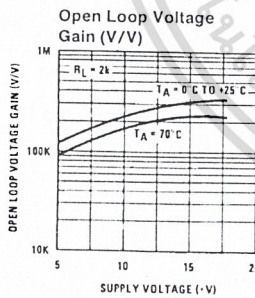
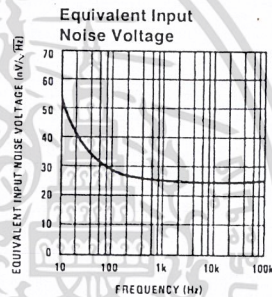
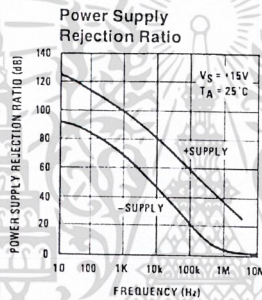
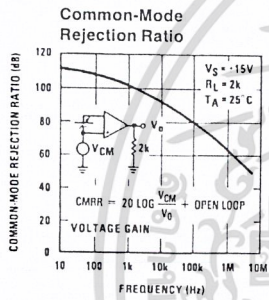
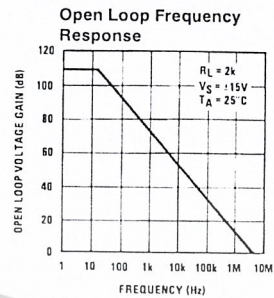
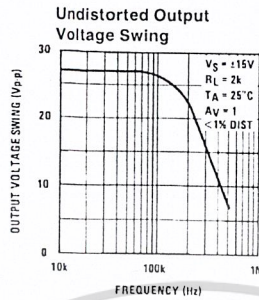
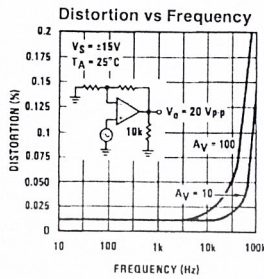
Typical Performance Characteristics



TL/H/564B-2

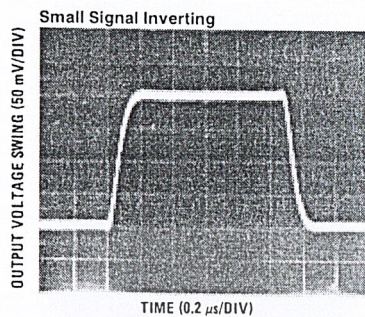
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

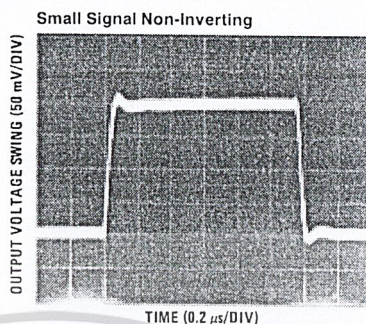


TL/H/5648-3

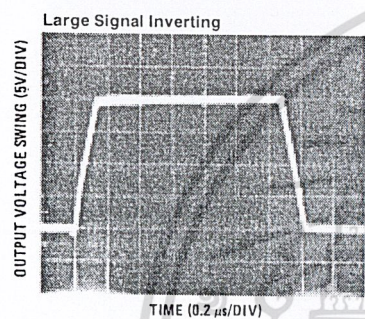
Pulse Response



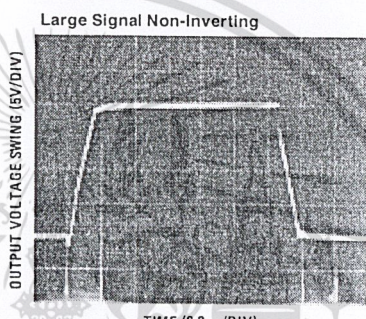
TL/H/5648-4



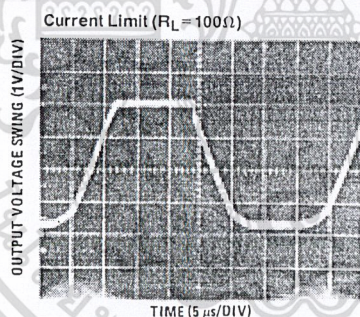
TL/H/5648-5



TL/H/5648-6



TL/H/5648-7



TL/H/5648-8

Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will

cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output.

Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the

Application Hints (Continued)

common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4\text{V}$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a $2\text{ k}\Omega$ load resistance to $\pm 10\text{V}$ over the full temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

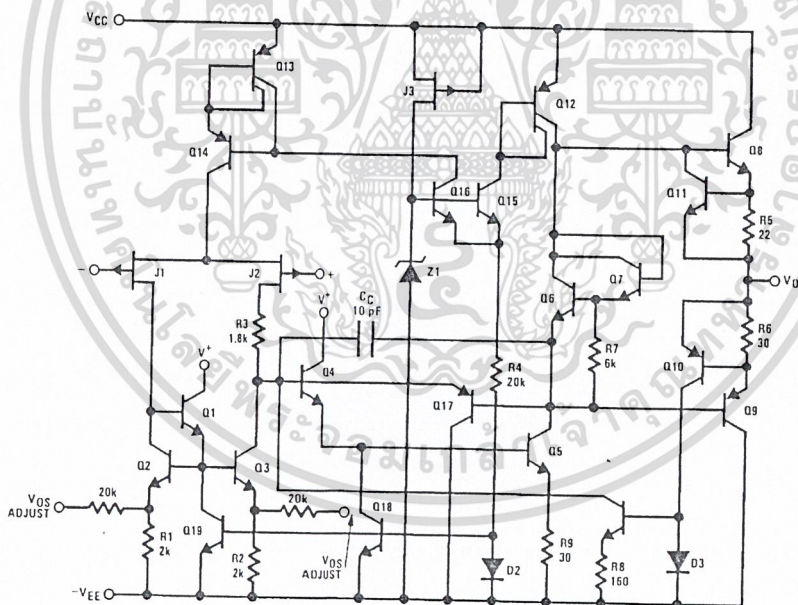
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed back-

wards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic

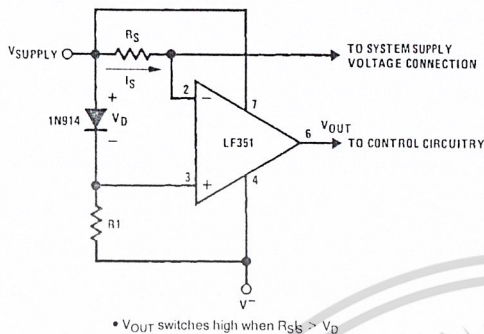


TL/H/5648-9

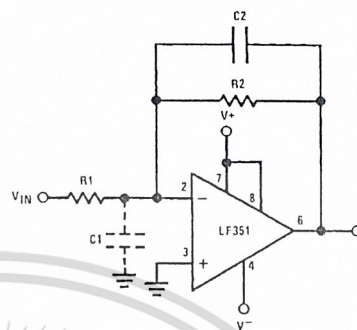
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter

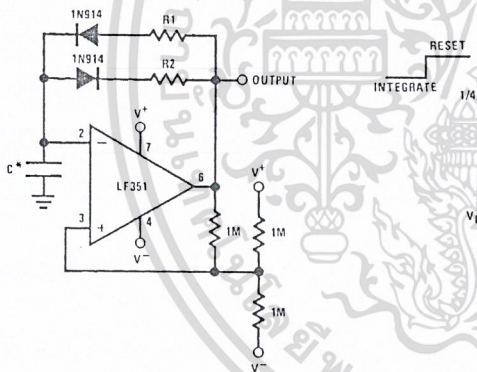


Hi-Z_{IN} Inverting Amplifier



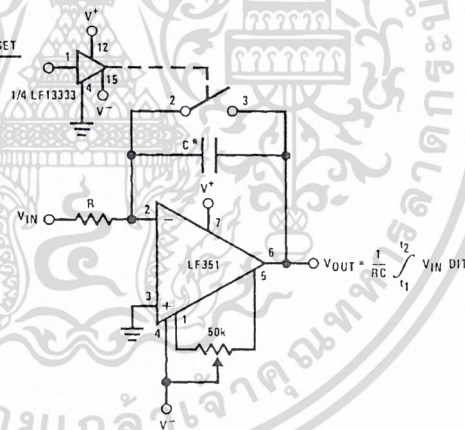
Parasitic input capacitance $C_1 \approx 3 \text{ pF}$ for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C_2 such that: $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- $I_{\text{OUTPUT HIGH}} \approx R_1 C / n \cdot \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
 - $I_{\text{OUTPUT LOW}} \approx R_2 C / n \cdot \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where $V_S = V^+ + |V^-|$
 *low leakage capacitor

Long Time Integrator

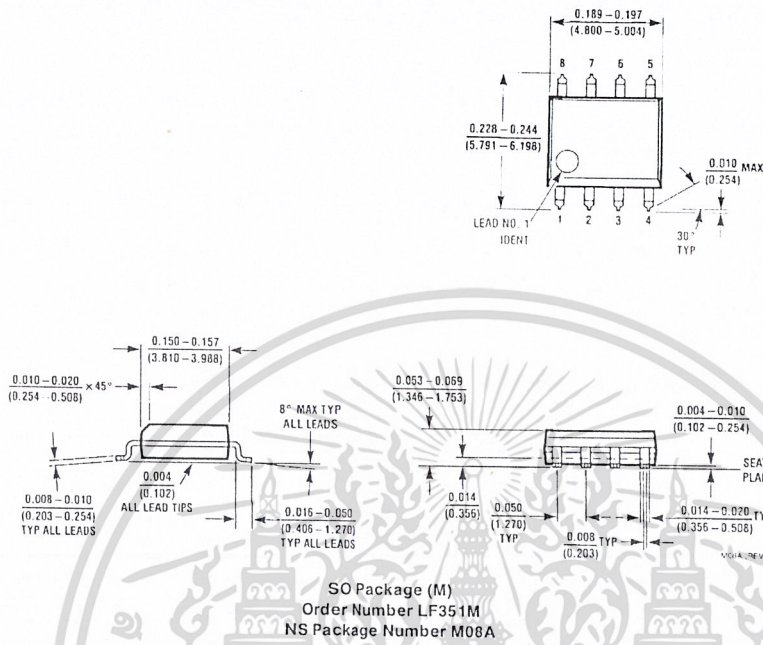


- *Low leakage capacitor
- *50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

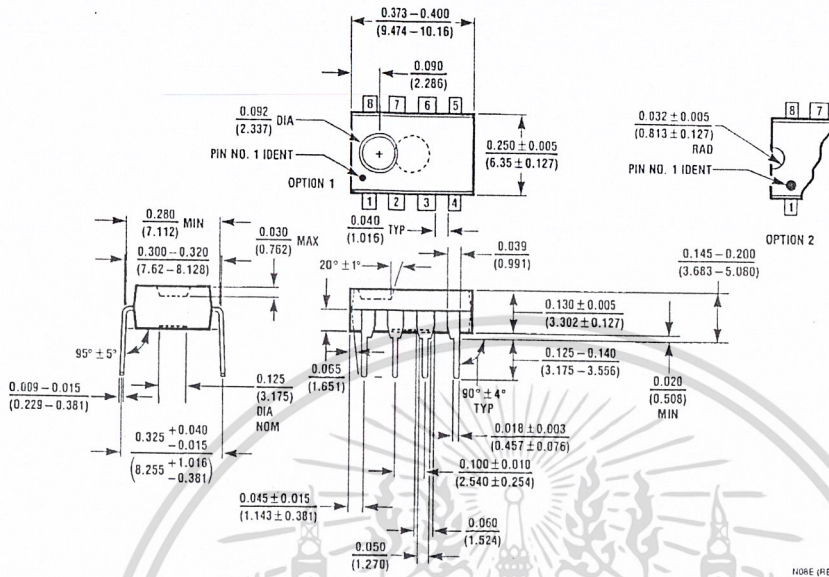
TL/H/5648-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters)



Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LF351N
NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

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

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



National Semiconductor
Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: (800) 272-9959
Fax: (800) 737-7018

National Semiconductor
Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 85
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor
Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9950

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

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