

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

เครื่องขยายกำลังงานเสียงคลาสดีด้วยเทคนิคเดลดต้า-ซิกมามอดูเลชัน

**DELTA-SIGMA MODULATION CLASS D AUDIO  
POWER AMPLIFIER**



โดย  
นายกิติพงศ์ ช่างเรือ  
นางสาวศิรินทิพย์ โภชนจันทร์  
นางสาวเอือนจิต เรืองจำรัส

รฟ.  
๗๖๑๘๓  
๒๕๕๐

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 82955  
วัน,เดือน,ปี..... 29 ก.ค. 2551

b..... 119 56938  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายกำลังงานเสียงกลาสดีด้วยเทคนิคเดลดต้า-ซิกมามอดูเลชัน

**DELTA-SIGMA MODULATION CLASS D AUDIO**

**POWER AMPLIFIER**



โดย  
นายกัณฑ์ ช่างเรือ 47010051  
นางสาวศิรินทิพย์ โภชนจันทร์ 47010763  
นางสาวเอือนจิต เรืองจำรัส 47011018

อาจารย์ที่ปรึกษา  
รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน  
ผศ.ดร. จีรสุดา โกนิยาภรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องขยายกำลังงานเสียงกลาสดีด้วยเทคนิคเดลต้า-ซิกมามอดูเลชัน

**DELTA-SIGMA MODULATION CLASS D AUDIO POWER AMPLIFIER**

ผู้จัดทำ

1. นายกัฟท์ ช่างเรือ รหัส 47010051
2. นางสาวศิรินทิพย์ โภชนจันทร์ รหัส 47010763
3. นางสาวเอื้อนจิต เรืองจรัส รหัส 47011018

..... ปราโมทย์ ..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน)

..... จีรสุดา ..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร. จีรสุดา โกษิยาภรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายกำลังงานเสียงคลาสดีด้วยเทคนิคเคลต้า-ซิกมามอดูเลชัน  
DELTA-SIGMA MODULATION CLASS D AUDIO  
POWER AMPLIFIER

โดย นายกีฟท์ ช่างเรือ รหัส 47010051  
นางสาวศิรินทิพย์ โภชนจันทร์ รหัส 47010763  
นางสาวเอือนจิต เรืองจำรัส รหัส 47011018

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน  
ผศ.ดร. จีรสุตา โกษิยาภรณ์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้นำเสนอเครื่องขยายเสียงคลาสดี ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรอิกวอไลเซอร์ทำหน้าที่ปรับแต่งสัญญาณอินพุตและส่วนของวงจขยายกำลังงานเสียง โดยที่วงจขยายกำลังงานเสียงประกอบด้วยวงจรย่อย 3 วงจร ได้แก่ (1) วงจรมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา ทำหน้าที่ย้ายความถี่ของสัญญาณและควบคุมให้วงจขยายกำลังทำงานผ่านทางสวิตซ์ (2) วงจขยายกำลังทำหน้าที่เพิ่มกำลังงานของสัญญาณข้อมูล มีโครงสร้างเป็นแบบฟูลบริดจ์ทรานซิสเตอร์โดยวงจขยายกำลังจะถูกรวมเข้าไปในรูปการทำงานป้อนกลับของวงจรมอดูเลตในลักษณะแบบลูปปิด (3) วงจรกู้สัญญาณข้อมูลข่าวสารจะใช้วงจรกรองความถี่ทำการกรองสัญญาณข้อมูลข่าวสารอนาล็อกกลับคืนมาเพื่อจ่ายให้กับลำโพง การต่อวงจรในลักษณะดังกล่าวนี้จะให้ประสิทธิภาพในการทำงานสูง

### ABSTRACT

This project presents a class D power amplifier which is composed of two important parts. The first part is an equalizer which is used to adjust input signal. The second part is a power amplifier which is composed three sub circuits : (1) a modulation circuit which is used to move signal frequency and send the modulated signal through a switch to control power circuit , (2) a power amplifier constructed in a full bridge transistor structure is for signal power enhancement. This power amplifier is placed in the feedback loop of the modulation circuit (close loop pattern). (3) a demodulation circuit which use filter to recovery audio signal to feed the loud speaker. The circuit constructed in the proposed structure provides high efficiency of the operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จได้ด้วยดีเพราะได้รับความกรุณาจากท่านอาจารย์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน และท่านอาจารย์ ผศ.ดร.จิรสุตา โกนียาภรณ์ ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำตั้งแต่เริ่มทำโครงการ จนกระทั่งถึงวันนำเสนอโครงการ นอกจากนี้ยังมีอีกท่านหนึ่งคือคุณสุขรภัฏ แซ่เจีย ที่ให้ความช่วยเหลือในการให้ข้อเสนอแนะ

ท้ายสุดต้องขอขอบพระคุณ คุณพ่อคุณแม่ที่ให้กำลังใจอย่างมากมาในการทำโครงการชิ้นนี้ รวมถึงให้การสนับสนุนทุนทรัพย์เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
สารบัญ	I
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	IX
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความคิดเริ่มต้น	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 หลักการที่ใช้ในโครงการ	1
1.4 ขอบเขตการศึกษาของโครงการ	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	<b>3</b>
2.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง	3
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	3
2.3 วงจรกรองความถี่	6
2.3.1 รูปแบบของวงจรกรองความถี่	6
2.3.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass filter)	7
2.3.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass filter)	7
2.3.1.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass filter)	8
2.3.1.4 วงจรกรองก้ำจืดแถบความถี่ (Bandstop filter)	8
2.4 อีควอไลเซอร์	9
2.4.1 วัตถุประสงค์การใช้งานอีควอไลเซอร์	10
2.4.2 ชนิดของอีควอไลเซอร์	10
2.4.2.1 กราฟฟิอีควอไลเซอร์	10
2.4.2.2 พารามetriอีควอไลเซอร์	11
2.4.2.3 พารากราฟฟิอีควอไลเซอร์	12
2.4.2.4 ดิจิตอลอีควอไลเซอร์	12
2.5 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับ MF10	12
2.6 เคลต้ามอดูลชัน	24
2.6.1 การมอดูเลตแบบเคลต้าม	24
2.6.2 การดีมอดูเลตแบบเคลต้าม	25
2.7 เคลต้าม-ซิกมามอดูลชัน	26
2.8 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ของเคลต้าม-ซิกมามอดูลชัน	27

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.9 ประเภทของวงจรขยายกำลังงาน	29
2.9.1 วงจรขยายกำลังแบบเชิงเส้น (Linear)	29
2.9.2 วงจรขยายกำลังแบบสวิตซิ่ง (Switching)	33
2.9.3 วงจรขยายแบบอื่น	35
2.10 วงจรขยายคลาสิก	36
2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	38
2.11.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอล	39
2.11.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดบี	40
2.11.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาส	40
2.12 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรขยายคลาสิก	40
2.13 แหล่งจ่ายแรงดัน (Power supply)	42
2.13.1 หม้อแปลงไฟฟ้า	42
2.13.2 วงจรเรียงกระแส	42
2.13.3 วงจรกรองกระแส	49
2.14 วงจรรักษาระดับแรงดัน	52
2.15 การตรวจสอบคุณภาพของวงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสิก แบบเคลต้า-ซิกมา	53
2.15.1 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม	53
2.15.2 ประสิทธิภาพของวงจร	53
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	<b>54</b>
3.1 อีควอไลเซอร์	54
3.1.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	54
3.1.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	55
3.1.3 วงจรขยายผลรวมแบบกลับเฟส	57
3.2 วงจรปรับแรงดัน	58
3.2.1 วงจรแบ่งแรงดัน	58
3.2.2 วงจรจำกัดแรงดัน	59
3.3 วงจรมอดูเลตสัญญาณ	59
3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	59
3.3.1.1 วงจรปริพันธ์แบบกลับเฟส	60
3.3.1.2 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	60
3.3.1.3 วงจรรวมสัญญาณ	60
3.3.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมา	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 วงจรขยายกำลังเสียงโดยใช้การมอดูเลตแบบเซลล์ต้า-ซิกมา	63
3.5 การประยุกต์ใช้วงจรเซลล์ต้า-ซิกมา ในการขยายกำลังงานเสียง	63
3.5.1 วงจรปรับระดับสัญญาณ	64
3.5.2 วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์	64
3.5.3 วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด	65
3.5.4 วงจรลดทอนแรงดัน (Attenuator)	66
3.5.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	66
3.6 แหล่งจ่ายแรงดัน	69
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	<b>71</b>
4.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรอิกวอไลเซอร์	71
4.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	71
4.1.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำมาประยุกต์เป็นอิกวอไลเซอร์	74
4.1.2.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1	74
4.1.2.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2	75
4.1.2.3 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3	76
4.1.2.4 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4	78
4.1.2.5 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5	79
4.1.2.6 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ใช้เป็นอิกวอไลเซอร์ 5 ข่าน	81
4.2 วงจรขยายสัญญาณเสียง	82
4.2.1 วงจรมอดูเลตสัญญาณ	82
4.2.1.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	82
4.2.1.2 ผลการทดลองวงจรมอดูเลตเซลล์ต้า-ซิกมา	84
4.2.2 วงจรขยายกำลังงาน	84
4.2.2.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรปรับระดับสัญญาณ	84
4.2.2.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์	85
4.2.2.3 การทดลองและผลการทดลองวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด	86
4.2.2.4 การทดลองและผลการทดลองวงจรลดทอนแรงดัน	87
4.2.3 วงจรคีมอดูเลตสัญญาณ	88
4.2.3.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.3.2 การทดลองและผลการทดลองสัญญาณก่อนการมอดูเลตและ หลังการดีมอดูเลต	89
4.3 การวิเคราะห์คุณภาพของวงจร	90
4.3.1 ความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม	90
4.3.2 ประสิทธิภาพ	90
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	93
ภาคผนวก	94
กิตติกรรมประกาศ	96
หนังสืออ้างอิง	97



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องขยายเสียงโดยใช้หลักการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	2
รูปที่ 2.1 การสร้างสัญญาณดิจิทัล	4
รูปที่ 2.2 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่าง	5
รูปที่ 2.3 การเกิดแอสซิงกรันซี $\omega_s < 2\omega_M$	6
รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	7
รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน	7
รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	8
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่	8
รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของอิกวอไลเซอร์	9
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของ MF10	12
รูปที่ 2.10 การทำงานของ MF10 ในโหมด 1A	13
รูปที่ 2.11 การทำงานของ MF10 ในโหมด 1	14
รูปที่ 2.12 การทำงานของ MF10 ในโหมด 2	15
รูปที่ 2.13 การทำงานของ MF10 ในโหมด 3	17
รูปที่ 2.14 การทำงานของ MF10 ในโหมด 3A	18
รูปที่ 2.15 การทำงานของ MF10 ในโหมด 4	20
รูปที่ 2.16 การทำงานของ MF10 ในโหมด 5	21
รูปที่ 2.17 การทำงานของ MF10 ในโหมด 6A	22
รูปที่ 2.18 การทำงานของ MF10 ในโหมด 6B	23
รูปที่ 2.19 ระบบการมอดูเลตแบบเคลต้า	24
รูปที่ 2.20 สัญญาณการควอนไทซ์ขณะทำการมอดูเลตแบบเคลต้า	25
รูปที่ 2.21 ระบบการคิมมอดูเลตแบบเคลต้า	25
รูปที่ 2.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการคิมมอดูเลตแบบเคลต้า	25
รูปที่ 2.23 การเพิ่มส่วนของปริพันธ์สัญญาณอนาลอกที่ส่วนแรกสุดของการมอดูเลตและตัดส่วน ปริพันธ์สัญญาณในส่วนการคิมมอดูเลต	26
รูปที่ 2.24 การมอดูเลตและคิมมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	26
รูปที่ 2.25 ระบบการมอดูเลตและคิมมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	27
รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอนาลอกอินพุตของการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	28
รูปที่ 2.27 ผลตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ของการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	28
รูปที่ 2.28 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ที่ขยายกำลังคลาสเอ	29
รูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจขยายกำลังคลาสเอ	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปลูกภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.30 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q-point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ขยายกำลังแบบคลาสบี	31
รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวงจรถยายกำลังคลาสบี	32
รูปที่ 2.32 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q-point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานช่วงบวก เพื่อให้ขยายกำลังแบบคลาสเอบี	33
รูปที่ 2.33 ขั้นตอนการขยายกำลังงานแบบสวิตชิ่ง	33
รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรถยายคลาสดี	36
รูปที่ 2.35 การต่อทรานซิสเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ในการขยายกำลังคลาสดี	37
รูปที่ 2.36 การต่อทรานซิสเตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการขยายกำลังคลาสดี	38
รูปที่ 2.37 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	39
รูปที่ 2.38 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอล	39
รูปที่ 2.39 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดบี	40
รูปที่ 2.40 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาส	40
รูปที่ 2.41 ตำแหน่งที่ทำให้การทำงานของการทำงานของการขยายกำลังคลาสดีไม่สมบูรณ์	41
รูปที่ 2.42 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายแรงดัน	42
รูปที่ 2.43 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น	43
รูปที่ 2.44 ลักษณะของสัญญาณแรงดันรูปไซน์ แสดงให้เห็นถึงค่าอาร์เอ็มเอส (rms) และค่าสูงสุด	43
รูปที่ 2.45 สัญญาณครึ่งคลื่นแสดงค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันไฟฟ้าสูงสุด	44
รูปที่ 2.46 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	45
รูปที่ 2.47 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในแต่ละช่วงเวลา	46
รูปที่ 2.48 ลักษณะของสัญญาณเต็มคลื่นแสดงระดับไฟฟ้ากระแสตรง	47
รูปที่ 2.49 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	47
รูปที่ 2.50 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ในแต่ละช่วงเวลา	48
รูปที่ 2.51 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่มีแท็ปกึ่งกลางหม้อแปลงไฟฟ้า	49
รูปที่ 2.52 วงจรกรองกระแสที่ใช้โครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ	50
รูปที่ 2.53 ผลที่ได้จากวงจรกรองกระแส	50
รูปที่ 3.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	54
รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	56
รูปที่ 3.3 สัญญาณนาฬิกาในทางทฤษฎี	56
รูปที่ 3.4 วงจรถยายผลรวมแบบกลับเฟส	57
รูปที่ 3.5 วงจรแบ่งแรงดัน	58
รูปที่ 3.6 วงจรจำกัดแรงดัน	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	59
รูปที่ 3.8 ขั้นตอนการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	60
รูปที่ 3.9 วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมา	61
รูปที่ 3.10 ตำแหน่งในการแทรกวงจรถายกำลังงานภายในวงจรมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา	63
รูปที่ 3.11 วงจรปรับระดับสัญญาณ	64
รูปที่ 3.12 วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์	64
รูปที่ 3.13 วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด	65
รูปที่ 3.14 วงจรลดทอนแรงดัน	66
รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	66
รูปที่ 3.16 วงจรรวมวงจรถายคลาสดี	68
รูปที่ 3.17 แหล่งจ่ายแรงดันไฟขนาด $\pm 5V$	69
รูปที่ 3.18 แหล่งจ่ายแรงดันไฟขนาด $+12V$	69
รูปที่ 3.19 แหล่งจ่ายแรงดันไฟขนาด $\pm 28V$	70
รูปที่ 4.1 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน $0.050-0.150 \text{ kHz}$	71
รูปที่ 4.2 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน $0.158-0.473 \text{ kHz}$	72
รูปที่ 4.3 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน $0.500-1.500 \text{ kHz}$	72
รูปที่ 4.4 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน $1.600-4.800 \text{ kHz}$	73
รูปที่ 4.5 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน $5.000-16.000 \text{ kHz}$	73
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1	75
รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2	76
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3	77
รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4	79
รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5	80
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้ง 5 ย่านความถี่	81
รูปที่ 4.12 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการมอดูเลต	82
รูปที่ 4.13 การมอดูเลตวงจรถายเคลต้า-ซิกมาด้วยสัญญาณรูปไซน์	83
รูปที่ 4.14 สัญญาณรูปพัลส์ที่ได้จากวงจรปรับระดับสัญญาณ	84
รูปที่ 4.15 สัญญาณจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์	85
รูปที่ 4.16 ภาพขยายสัญญาณจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์	85
รูปที่ 4.17 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด	86
รูปที่ 4.18 สัญญาณที่ได้จากวงจรลดทอนแรงดัน	87
รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองวงจรถายความถี่ต่ำผ่าน	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

รูปที่ 4.20 สัญญาก่อนการมอดูเลตและหลังการดีมอดูเลต

หน้า

89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ	9
ตารางที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ออกเตฟตามมาตรฐานของ ISO	10
ตารางที่ 2.3 ประสิทธิภาพของวงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสต่างๆ	35
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	55
ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	57
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1	74
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2	75
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3	77
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4	78
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5	79
ตารางที่ 4.6 ขนาดสัญญาณของฮาร์โมนิกต่างๆ โดยป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ความถี่ 5 kHz	90



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความคิดเริ่มต้น

ในปัจจุบันวงจรรขยายกำลังงานเสียง ได้ถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น เครื่องเสียงติดรถยนต์ เครื่องเสียงพกพา เป็นต้น เราขอมต้องการให้เครื่องขยายเสียงมีคุณภาพเสียงดี และราคาถูก เราจึงสนใจทำโครงการนี้ขึ้นมา เพื่อสามารถประดิษฐ์เครื่องขยายเสียงให้มีประสิทธิภาพตามที่ต้องการ ซึ่งในส่วนของวงจรรขยายกำลังงานเสียงนั้น ก็ได้แบ่งออกเป็นคลาสต่างๆที่มีลักษณะการทำงานที่หลากหลาย ซึ่งแต่ละคลาสย่อมมีทั้งข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป โดยโครงการนี้ได้เลือกศึกษาวงจรรขยายกำลังงานเสียงคลาสดี ซึ่งมีการขยายสัญญาณแบบสวิตชิง

#### 1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาเครื่องขยายเสียงคลาสดี ซึ่งประกอบด้วยวงจรรอควอไลเซอร์ เพื่อที่จะสามารถปรับแต่งขนาดของสัญญาณเสียงให้มีลักษณะหุ้ม-แหลมตามความต้องการ และยังได้ศึกษาการมอดูเลตสัญญาณแบบเคลด้า-ซิกมา โดยที่ปกติแล้ววงจรมอดูเลตจะต้องมีสัญญาณนาฬิกา แต่สำหรับโครงการนี้ได้ปรับปรุงวงจรรให้เป็นวงจรรที่ไม่จำเป็นต้องมีส่วนของวงจรรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา กล่าวคือ สามารถสร้างสัญญาณนาฬิกาได้เองขณะที่ยังไม่มีกรป้อนสัญญาณให้กับวงจรร ดังนั้นจึงลดภาระเรื่องอุปกรณ์ในการสร้างวงจรรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จากการมอดูเลตทำให้เราได้ศึกษาการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอนาลอกและสัญญาณดิจิทัล อีกทั้งยังได้ศึกษาวงจรรขยายกำลังงานเสียงคลาสดี ซึ่งเป็นวงจรรที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย และสามารถนำวงจรรรอควอไลเซอร์ วงจรรมอดูเลตด้วยเทคนิคเคลด้า-ซิกมาและวงจรรขยายกำลังงานเสียงแบบคลาสดีมาประยุกต์รวมเข้าด้วยกัน เพื่อเป็นการพัฒนาเทคนิคของเครื่องขยายเสียงให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น และเหตุผลสำคัญอีกประการคือการฝึกรวิเคราะห์การทำงานของวงจรรต่างๆอีกด้วย

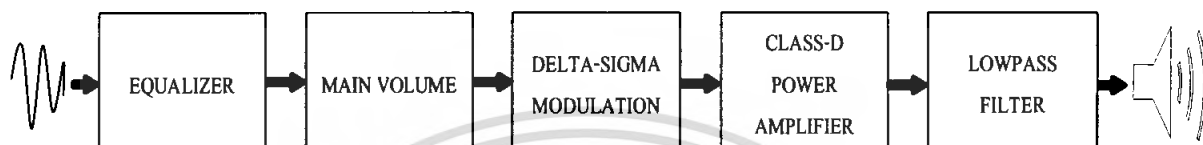
#### 1.3 หลักการที่ใช้ในโครงการ

การสร้างวงจรรขยายสัญญาณเสียงแบบคลาสดีนั้น จะประกอบด้วยส่วนของวงจรรอควอไลเซอร์ทำหน้าที่ปรับแต่งสัญญาณอินพุต และส่วนของวงจรรขยายกำลังงานเสียง โดยที่วงจรรขยายกำลังงานเสียงประกอบด้วยวงจรรย่อย 3 วงจรร ได้แก่ วงจรรมอดูเลตแบบเคลด้า-ซิกมา วงจรรขยายกำลัง วงจรรู้สัญญาณข้อมูลข่าวสาร โดยที่วงจรรเคลด้า-ซิกมาจากโครงการนี้เป็นวงจรรที่ใช้หลักการออสซิลเลตด้วยตนเอง จึงไม่จำเป็นต้องมีส่วนของวงจรรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา โดยจะเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรรอินทิเกรตสัญญาณกับวงจรรควอนไทซ์สัญญาณ และเมื่อได้สัญญาณจากการมอดูเลตแบบเคลด้า-ซิกมาแล้ว เราจะนำวงจรรขยายสัญญาณเสียงแบบคลาสดีมาเชื่อมต่อและรับสัญญาณการมอดูเลตแบบเคลด้า-ซิกมาเพื่อที่จะขยายกำลังงาน แล้วกรองความถี่ที่ต้องการด้วยวงจรรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 1.4 ขอบเขตการศึกษาของโครงการ

ในโครงการเล่มนี้ได้นำเสนอวงจรอิกวไลเซอร์ โดยสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆได้ตามความต้องการ และวงจรมอดูเลตด้วยเทคนิคเคลต้า-ซิกมาที่มีหลักการมอดูเลตได้ด้วยตนเอง แล้วนำวงจรดังกล่าวไปประยุกต์ร่วมสร้างเป็นวงจรมอดูเลตกำลังงานเสียงคลาสดี โดยวงจรที่ได้มานั้น จะรวมข้อดีของการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา และการขยายกำลังงานแบบคลาสดีเข้าด้วยกันมาสร้างเป็นวงจรที่สามารถใช้งานได้จริง



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องขยายเสียง โดยใช้หลักการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา

#### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ออกแบบฟิลเตอร์และอิกวไลเซอร์ในย่านความถี่ต่างๆได้
- เกิดความรู้ ความเข้าใจ การมอดูเลตสัญญาณด้วยเทคนิคเคลต้า-ซิกมา
- พัฒนาเทคนิคในการสร้างวงจรมอดูเลตกำลังงานเสียง
- ปรับปรุงวงจรมอดูเลตกำลังงานเสียงให้มีคุณภาพดี
- วิเคราะห์และประยุกต์ใช้แต่ละวงจรให้เกิดประโยชน์
- พัฒนาทักษะและรู้จักการแก้ปัญหาในสถานการณ์ต่างๆได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 สัญญาณต่อเนื่องและสัญญาณไม่ต่อเนื่อง

สัญญาณต่อเนื่อง(Continuous – time signal ) เป็นสัญญาณที่มีค่าต่อเนื่องในทางเวลา ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราพบเห็นได้ในชีวิตประจำวัน เช่น สัญญาณเสียง สัญญาณไฟฟ้าบ้าน 50 Hz โดยที่ถ้าแทนสัญญาณด้วย  $x$  และแทนเวลาด้วยสัญลักษณ์  $t$  จะกล่าวได้ว่า  $x$  เป็นฟังก์ชันของ  $t$  หรือ  $x$  มีค่าที่เวลาใด ๆ เขียนแทนสัญลักษณ์นี้ได้ว่า  $x(t)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่ต่อเนื่อง โดยสัญญาณต่อเนื่องเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สัญญาณอนาลอก(Analog signal )

สัญญาณไม่ต่อเนื่อง(Discrete – time signal) เป็นสัญญาณที่มีค่าเพียงบางจุดของเวลา โดยทั่วไปเกิดจากการสุ่มของสัญญาณต่อเนื่องด้วยคาบเวลาของการสุ่มคงที่ โดยสมมติแทน  $n$  เป็นตัวแปรที่มีค่าเป็นจำนวนเต็มเท่านั้น คือ  $n = -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$  และสัญญาณไม่ต่อเนื่องจะเป็นฟังก์ชันของ  $n$  ดังนั้นเขียนแทนสัญลักษณ์นี้ได้เป็น  $x(n)$  โดยสัญญาณไม่ต่อเนื่องเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สัญญาณดิจิทัล (Digital signal )

#### 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล(Analog to digital converter หรือ A/D) นั้น จะทำการแปลงสัญญาณข้อมูลให้เป็นข้อมูลทางไฟฟ้าเพื่อป้อนเข้าสู่การประมวลผล จึงเป็นขบวนการหนึ่งของการรับข้อมูล (Input unit) ที่สัญญาณอนาลอกได้รับการแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยไม่มีการลบข้อมูลสำคัญแต่จะมีการเก็บข้อมูลไว้ ซึ่งจะทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเป็นไปตามทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ (Sampling theorem) ผลลัพธ์ที่ได้จะมีการกำหนดระดับหรือสถานะมีค่าเป็นสองยกกำลังด้วยจำนวนบิตแล้วแสดงออกมาในรูปของไบนารี (บิต 0 และบิต 1)

##### ทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ( Sampling theorem)

การสุ่มสัญญาณ คือ การทดลองสุ่มตัวอย่างโดยการเก็บสัญญาณอนาลอก ที่ถูกถอดรหัส (Convert)ให้อยู่ในรูปแบบของบิต การถอดรหัสนี้จะทำงานด้วยระบบ PCM (Pulse Code Modulation) ซึ่งสัญญาณจะถูกสุ่มออกมาหลาย ๆ ครั้งใน 1 วินาที และแอมพลิจูดของคลื่นจะถูกบันทึกไว้ และสิ่งที่ถูกบันทึกไว้เราเรียกว่าอัตราการทิมของแอมพลิจูด สัญญาณที่ได้เรียกว่า สัญญาณดิจิทัล ยกตัวอย่าง อัตราการสุ่มเป็น 1 วินาทีต่อ 40 ครั้ง เปรียบเทียบกับการสุ่มตัวอย่างในอัตรา 1 วินาที ต่อ 60 ครั้ง สัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ที่สูงกว่าจะมีการเก็บค่าต่าง ๆ ของสัญญาณอนาลอกมากกว่า ดังนั้นสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นใหม่จะมีคุณภาพดีกว่าตามไปด้วย จากทฤษฎีของการสุ่มตัวอย่าง กล่าวว่า ถ้าสัญญาณใด ๆ ที่มีค่าฟังก์ชันมีความหนาแน่นสเปกตรัมอยู่ในช่วงความถี่ที่มีแบนด์วิดท์ไม่เกิน  $B$  เฮิร์ตแล้ว การสุ่มตัวอย่างของสัญญาณนั้น ขณะที่เวลาห่างกันอย่างสม่ำเสมอเป็นคาบไม่เกิน  $\frac{1}{2B}$  วินาที จะทำให้สามารถกำหนดค่าอนาลอกเดิมกลับคืนมาได้จากค่าตัวอย่างของสัญญาณเหล่านั้น เพราะฉะนั้นการจัดสัญญาณ

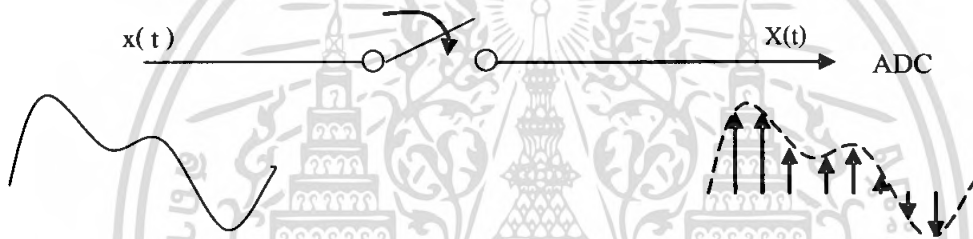
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใดๆให้ได้โดยสมบูรณ์ ต้องมีจำนวนตัวอย่างการสุ่มหรือความถี่ที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณ( $f_s$ )เป็นสองเท่าหรือมากกว่าความถี่พื้นฐาน( $f_0$ ) หรือเป็นสองเท่าหรือมากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ต้องการสุ่ม ดังสมการด้านล่างนี้

$$f_s \geq 2f_0 \quad (2.1)$$

$$T \geq \frac{1}{2f_0} \quad (2.2)$$

โดยทั่วไปตามทฤษฎีเราจะทำการสุ่มด้วยความถี่ตามสมการที่ (2.1) พอดี ซึ่งเรียกว่าความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Frequency) หรือเมื่อมองในคาบเวลา เรียกว่าช่วงเวลากการสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ (Nyquist Interval) แต่เพื่อหลีกเลี่ยงความไม่เป็นเชิงเส้นที่อาจเกิดจากการสุ่มตัวอย่าง จึงใช้ความถี่ในการสุ่มมากกว่าความถี่ไนควิสต์ จุดสำคัญในการกำหนดคุณภาพของสัญญาณดิจิทัลคืออัตราการสุ่มสัญญาณ (sampling rate) กรรมวิธีการได้สัญญาณดิจิทัลนั้นแสดงดังรูป 2.1 ซึ่งแสดงตัวอย่างการสุ่มสัญญาณในลักษณะที่เป็นสวิตช์ (switch) ที่ปิดวงจรทุกๆ เวลา T วินาที



รูปที่ 2.1 การสร้างสัญญาณดิจิทัล

ความแตกต่างที่สำคัญของสัญญาณอนาล็อกและสัญญาณดิจิทัล หรือสัญญาณที่ถูกสุ่มมานั้นอยู่ตรง องค์ประกอบทางความถี่ หรือ ที่เรียกกันว่า สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณทั้งสอง การหาสเปกตรัมของสัญญาณนั้น ทำได้โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ซึ่งจะให้เห็นความแตกต่างที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือ รูปร่างของสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มจะยังคงองค์ประกอบเป็นเช่นเดียวกับสเปกตรัมของสัญญาณก่อนที่จะถูกสุ่มแค่สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้มาจากการสุ่มสัญญาณอนาล็อกนั้น มีความเป็นคาบ (periodic) เกิดขึ้น

จากรูปที่ 2.2 แสดงการสุ่มตัวอย่างในโดเมนเวลา โดยให้  $f(t)$  เป็นสัญญาณอนาล็อก ถ้าเราทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ  $f(t)$  ที่ทุกขณะเวลาที่ห่างกัน T วินาที โดยกำหนดให้สัญญาณที่เกิดจากการสุ่มตัวอย่างของ  $f(t)$  นี้คือ  $f_s(t)$  แล้วทำการอธิบายในเชิงคณิตศาสตร์ได้ว่า

$$f_s(t) = f(t)\delta_T(t) \quad (2.3)$$

โดยในที่นี้  $\delta_T(t)$  คือขบวนอิมพัลส์ (Impulse train) ที่มีการนิยามว่า

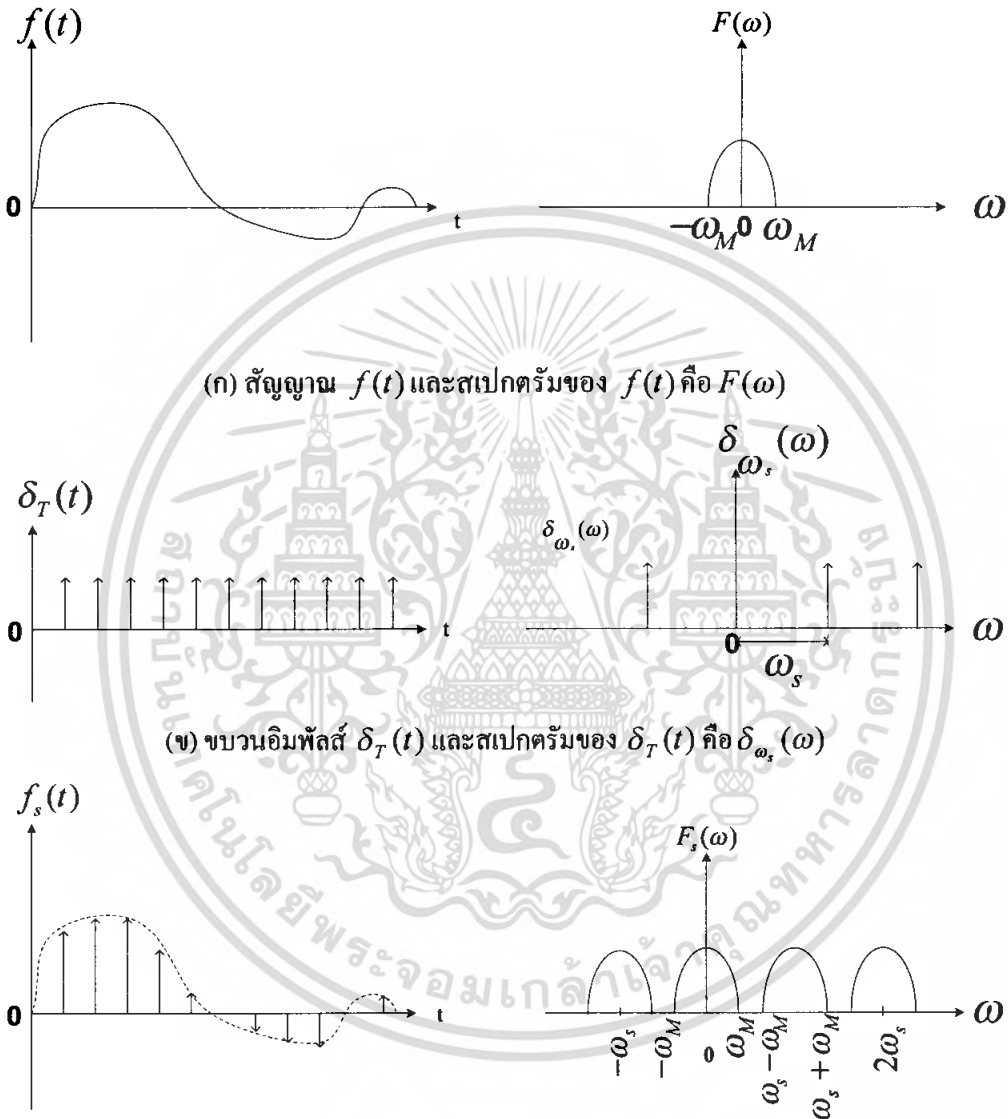
$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น จะได้

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT)\delta_T(t-nT) \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.4) สัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างแล้ว  $f_s(t)$  คือสัญญาณ  $f(t)$  ที่มีค่าเพียงแต่ที่ขณะเวลา  $t=nT$  เท่านั้น ซึ่งพิจารณาได้จากรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่าง

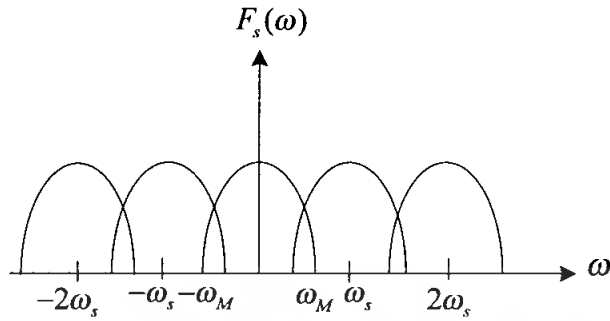
เมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ จะได้สเปกตรัมของความถี่  $f_s(t)$  ดังสมการ (2.5)

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_s) \quad (2.5)$$

เพราะฉะนั้นจะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณ  $f_s(t)$  เป็นอิมพัลส์ที่วางตัวกันห่าง ๆ ไปบนแกนความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใดที่ความถี่สุ่มลดลงน้อยกว่าสองเท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณอนาล็อก เมื่อนั้นก็จะเกิดการซ้อนทับขององค์ประกอบความถี่ของแต่ละคาบสเปกตรัม โดยชื่อเรียกโดยเฉพาะของการซ้อนทับนี้คือ การเกิดแอลลีซซิ่ง (aliasing) ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การเกิดแอลลีซซิ่ง กรณี  $\omega_s < 2\omega_M$

## 2.3 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ คือ วงจรที่ถูกรอกแบบให้แถบความถี่ของสัญญาณที่ต้องการผ่านไปได้เท่านั้น ส่วนแถบความถี่อื่น ๆ ที่ไม่ต้องการให้ผ่านจะถูกลดทอนจนหมดไป

### 2.3.1 รูปแบบของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นสองแบบ ดังนี้

1) วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive filter) คือ วงจรกรองสัญญาณที่ประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟเพียงอย่างเดียวเท่านั้น โดยจะใช้เพียงอุปกรณ์ประเภท ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ

ข้อจำกัดของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ

- อุปกรณ์แบบพาสซีฟไม่สามารถให้พลังงานเพิ่มแก่โครงข่ายได้ เป็นผลให้อัตราขยายของโครงข่ายมีค่าไม่เกิน 1

- ในบางกรณี ตัวเหนี่ยวนำในวงจรค่อนข้างมีขนาดใหญ่และราคาแพง

- วงจรทำงานได้ไม่ดีในย่านความถี่ต่ำ (300 Hz- 3000 Hz) แต่อย่างไรก็ตามวงจรกรองแบบพาสซีฟสามารถทำงานได้ดีในย่านความถี่สูง

2) วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ (Active filter) คือ วงจรกรองสัญญาณที่นอกจากจะประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟแล้ว ยังประกอบไปด้วยอุปกรณ์แบบแอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ เป็นต้น

ข้อดีของวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ

- วงจรมีขนาดเล็กและไม่แพง เนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำ

- วงจรสามารถให้อัตราขยายที่มากกว่า 1 เท่า โดยการใช้ออปแอมป์

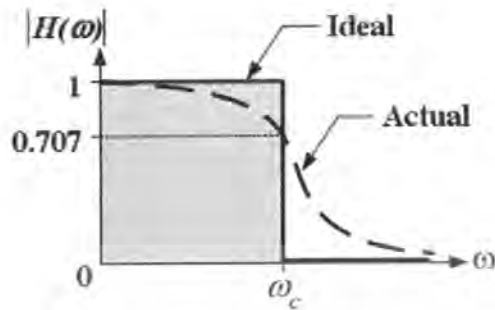
- ใช้วงจรบัฟเฟอร์แยกวงจรกรองไม่ต้องเชื่อมต่อกับแหล่งจ่าย ทำให้ลดปัญหาเรื่อง

### Load impedance effects

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ มีอยู่ด้วยกัน 4 แบบ คือ

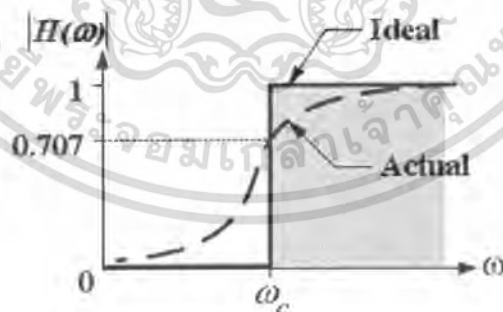
### 2.3.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass filter)



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 2.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดัน DC ไปจนถึง ความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) แทนด้วย  $\omega_c$  ความถี่คัทออฟ คือ ความถี่ ณ ขณะที่อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลงเป็น 0.707 เท่าของอัตราขยายปกติ (-3 เดซิเบล) บางครั้งอาจเรียกความถี่นี้ได้ว่า ความถี่มุม (Corner frequency) ถ้ามีความถี่ที่สูงเกิน  $\omega_c$  ผ่าน วงจรจะลดทอนขนาดความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมาก ๆ จากในรูปส่วนที่แรเงาแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางปฏิบัติ ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่า ช่วงผ่าน (pass band) และช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่า ช่วงลดทอน (stop band)

### 2.3.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass filter)



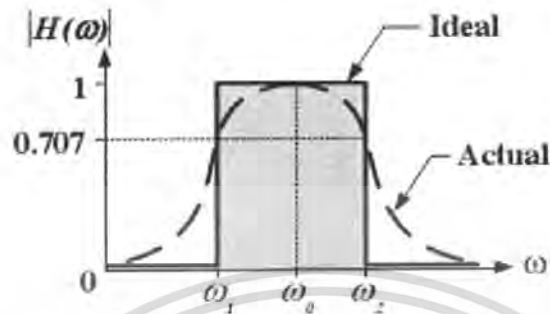
รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากรูปที่ 2.5 วงจรกรองความถี่สูงผ่านจะทำการลดทอนสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำและยอมให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  โดยในช่วงความถี่สูง ๆ นั้นจะมีอัตราขยายคงที่ จากในรูปส่วนที่แรเงาแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของวงจรในทางปฏิบัติ ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่า ช่วงผ่าน และช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่า ช่วงลดทอน

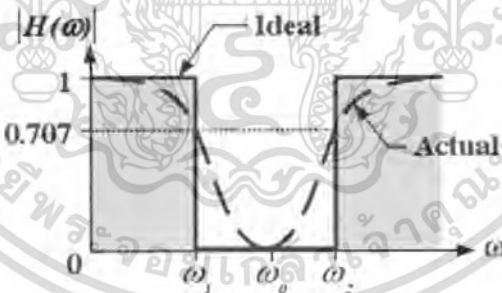
### 2.3.1.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass filter)



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากรูปที่ 2.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะยอมให้ความถี่ผ่านได้เฉพาะช่วง คือ จะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในบางช่วงเท่านั้น ส่วนความถี่ที่นอกเหนือจากนั้นจะถูกลดทอนไป จากในรูปส่วนที่ แรเงาแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางปฏิบัติ ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่า ช่วงผ่าน และช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่า ช่วงลดทอน

### 2.3.1.4 วงจรกรองก้ำจัดแถบความถี่ (Band stop filter)



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองก้ำจัดแถบความถี่

จากรูปที่ 2.7 วงจรกรองก้ำจัดแถบความถี่จะไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเฉพาะช่วง วงจรแบบนี้มีความหมายในทิศทางตรงข้ามกับวงจรแบบที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เฉพาะช่วงคือ จำกัดไม่ให้สัญญาณผ่านได้ในบางช่วงของความถี่ จากในรูปส่วนที่แรเงาแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางปฏิบัติ ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่า ช่วงผ่าน และช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่า ช่วงลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

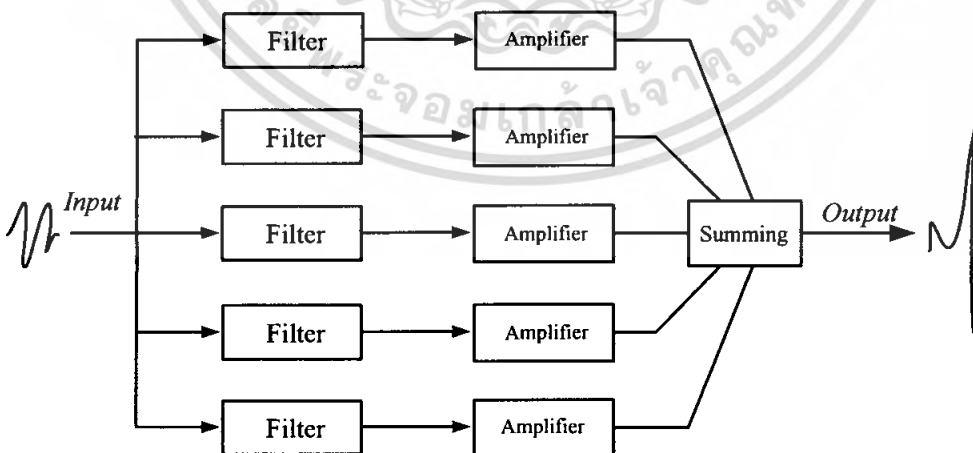
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

Type	$H(0)$	$H(\infty)$	$H(\omega_c)$ or $H(\omega_0)$
Lowpass filter	1	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
Highpass filter	0	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
Bandpass filter	0	0	1
Bandstop filter	1	1	0

## 2.4 อีควอลไลเซอร์

คลื่นความถี่เสียงแพร่กระจายออกมาในอากาศตกกระทบต่อใบหูคน คนเราสามารถได้ยินเสียงอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 Hz ถึง 20 kHz แหล่งกำเนิดเสียงบางชนิดอาจให้ความถี่ต่ำ ความถี่กลาง หรือความถี่สูงออกมา เราก็จะได้ยินเป็นเสียงทุ้ม เสียงกลาง หรือเสียงแหลม จากแหล่งกำเนิดเสียงนั้นๆ ความดังของเสียงขึ้นอยู่กับระยะใกล้ไกลหรือได้จากการปรับความแรงของสัญญาณเสียง ส่วนความทุ้มแหลมขึ้นอยู่กับ การปรับความถี่ของสัญญาณเสียง เครื่องเสียงที่ใช้ภายในบ้านทั่วไป อาจจะมีทั้งจูนเนอร์วิทยุ ซีดี เครื่องเล่นเทปตลอดจนทีวีต่อเข้ากับชุดขยายเสียง การปรับความดังของเสียงก็แค่ปรับโวลุ่มเพิ่มหรือลดความแรงของสัญญาณ การปรับความถี่ให้ต่ำหรือสูง ก็ปรับได้ที่โวลุ่มควบคุมเสียงทุ้มหรือเสียงแหลม แต่บางคนอาจชอบเสียงทุ้มแหลมลึกหรือเสียงแหลมเฉพาะในช่วงความถี่นั้นๆ การมีเพียงปุ่มควบคุมเสียงทุ้มและเสียงแหลมจึงไม่เพียงพอต่อความต้องการ

อีควอลไลเซอร์ (Equalizer) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้จัดการสัญญาณเพื่อที่จะใช้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา เพื่อชดเชยการสูญเสียความถี่บางช่วงในระบบเครื่องเสียง คำว่า อีควอลไลเซอร์ มาจากความหมายว่า ความต้องการสร้างสัญญาณให้เท่ากับสัญญาณเดิม



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของอีควอลไลเซอร์

## 2.4.1 วัตถุประสงค์การใช้งานอิกวอไลเซอร์

### 2.4.1.1 แก้ไขสัญญาณให้ถูกต้อง จะใช้ในระบบบันทึกเสียงในอุปกรณ์เสียงระบบ

ดิจิตอล ตัวอย่างการใช้งานเช่น การใช้งานจอร์ปรีแอมป์ในเทปคาสเซตทั้งคอนบันทีกและตอนเพลย์แบค ขบวนการนี้มีการใช้มานานแล้ว ซึ่งจำเป็นต้องมีเพื่อชดเชยความถี่บางช่วงที่มีการสูญเสียในตอนบันทีกเสียง

ในการใช้งานอิกวอไลเซอร์ของระบบเสียงภายในห้องฟังเพลงนั้น จะเป็นส่วนช่วยแก้ไขให้ผลตอบสนองทางความถี่มีความถูกต้อง ผลตอบสนองเชิงความถี่ในห้องฟังเพลงทั่ว ๆ ไปจะเป็นปฏิกิริยาต่อกันกับตู้ลำโพง ตำแหน่งการวางลำโพง และรูปแบบสภาพทางเสียงภายในห้อง ในการใช้งานแบบนี้วัตถุประสงค์หลักเพื่อให้พลังเสียงและคุณภาพเสียงได้ยินชัดเจนและมีคุณภาพที่ดี

2.4.1.2 เพิ่มคุณภาพการทำงาน อิกวอไลเซอร์แบบนี้เป็นที่รู้จักกันทั่วไปในส่วนของงานบันทึกดนตรีเพื่อใช้ในการเน้นหรือเสริมแต่งเสียงดนตรีบางชิ้นเป็นพิเศษ เช่น ในกรณีที่ต้องการบันทึกเสียงดนตรี 2 ชิ้น ลงในแทร็คเดียวกัน เราอาจใช้อิกวอไลเซอร์ก่อนการบันทึกเสียงเพื่อเน้นให้เสียงดนตรีหนึ่ง ๆ ชัดเจนยิ่งขึ้น

## 2.4.2 ชนิดของอิกวอไลเซอร์

โดยทั่วไปแล้วอิกวอไลเซอร์ทุกชนิดล้วนทำงานในแบบเดียวกัน เพียงแต่ประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ต่าง ๆ จำนวนหนึ่ง เพื่อเน้นหรือเสริมแต่งหรือยกระดับสัญญาณช่วงความถี่หนึ่ง ๆ ในแถบสเปกตรัมเสียงเท่านั้น อิกวอไลเซอร์ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปมีหลายแบบ ดังนี้

### 2.4.2.1 กราฟฟิกอิกวอไลเซอร์

เป็นแบบที่นิยมใช้กันสูงสุดเพราะมีราคาถูกกว่าแบบอื่นๆ นิยมใช้กันในระบบเครื่องเสียงภายในบ้านทั่วไป กราฟฟิกอิกวอไลเซอร์จะประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ชุดหนึ่งเพื่อทำการลดทอนหรือเพิ่มขนาดสัญญาณเฉพาะช่วงความถี่กลางกึ่งที่หนึ่งๆ ปริมาณการลดหรือเพิ่มขึ้นอยู่กับปุ่มควบคุมที่มาในรูปของสไลด์ โปเทนชิโอมอเตอร์วางอยู่บนหน้าปัด ซึ่งการแบ่งขอย่อยแถบความถี่การควบคุมจะขึ้นอยู่กับช่วงเท่าของความถี่กลาง เช่น 1/3 ออกเตฟ เป็นต้น ช่วงความถี่ต่าง ๆ ที่เรานิยมใช้จะมีมาตรฐาน ISO (International Standard Organization) เป็นตัวกำหนด ซึ่งแสดงดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ออกเตฟตามมาตรฐานของ ISO

ลำดับตาม ISO	ความถี่กลาง(Hz)	ช่วงความถี่ 1/3 ออกเตฟ(HZ)	ช่วงความถี่ 1 ออกเตฟ(HZ)
13	20	17.8-22.4	
14	25	22.4-28.2	
15	31.5	28.2-35.5	22.4-44.7
16	40	35.5-44.7	
17	50	44.7-56.2	
18	63	56.2-70.8	44.7-89.1
19	80	70.8-89.1	
20	100	89.1-112	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 แสดงช่วงความถี่ออกเตฟตามมาตรฐานของ ISO (ต่อ)

ลำดับตาม ISO	ความถี่กลาง(Hz)	ช่วงความถี่ 1/3 ออกเตฟ(HZ)	ช่วงความถี่ 1 ออกเตฟ(HZ)
21	125	112-141	89.1-178
22	160	141-178	
23	200	178-224	
24	250	224-282	178-355
25	315	282-355	
26	400	355-447	
27	500	447-562	355-708
28	630	562-708	
29	800	708-891	
30	1,000	891-1,120	708-1,401
31	1,250	1,120-1,410	
32	1,600	1,410-1,780	
33	2000	1,780-2,240	1,401-2,820
34	2,500	2,240-2,820	
35	3,150	2,820-3,350	
36	4,000	3,350-4,470	2,820-5,620
37	5,000	4,470-5,620	
38	6,300	5,620-7,080	
39	8,000	7,080-8,910	5,620-11,200
40	10,000	8,910-11,200	
41	12,500	11,200-14,100	
42	16,000	14,100-17,800	11,200-22,400
43	20,000	17,800-22,400	

#### 2.4.2.2 พารามเมตริกอิควอไลเซอร์

อิควอไลเซอร์ชนิดนี้จะมีการใช้งานที่ยุ่งยากกว่าแบบกราฟฟิสิกอิควอไลเซอร์ และมีราคาสูงกว่า วงจรอิควอไลเซอร์ชนิดนี้นอกจากจะมีการควบคุมช่วงลดหรือช่วงเพิ่มระดับสัญญาณในวงจรกรองฟิลเตอร์แต่ละชุดแล้ว ยังมีปุ่มแยกเพื่อใช้ในการควบคุมความถี่กลางของฟิลเตอร์ ค่า Q และขนาดแบนด์วิดท์ ส่วนใหญ่ปุ่มควบคุมเพิ่ม/ลด ของฟิลเตอร์ เหล่านี้มักใช้ปุ่มปรับหมุนแทนปุ่มแบบสไลด์

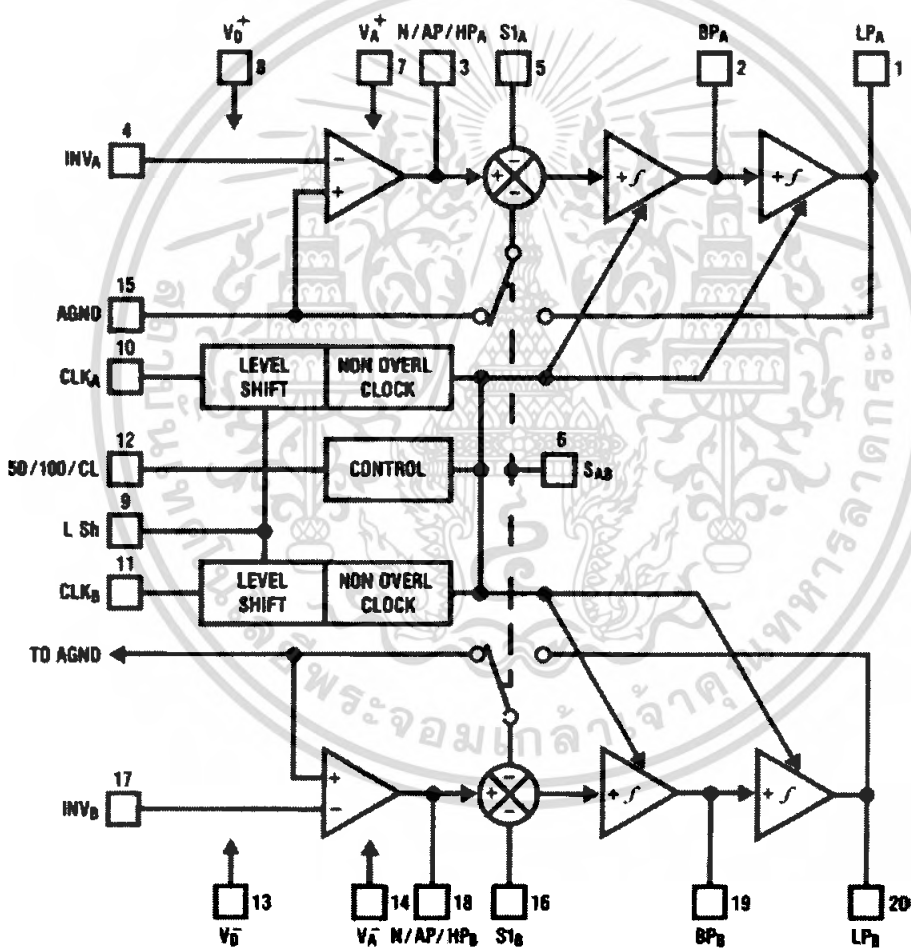
### 2.4.2.3 พารากราฟฟีกอวไลเซอร์

เป็นลูกผสมระหว่างอิกวไลเซอร์สองแบบข้างต้น คือเหมือนกับพารามตริก อิกวไลเซอร์ตรงที่มีปุ่มควบคุมแยกปรับค่าแบนด์วิดท์ ค่า Q และความถี่กลางของฟิลเตอร์แต่ละชุด แต่จะ ใช้พอร์ตปรับแบบสไลด์ในการควบคุมอัตราขยายของฟิลเตอร์แต่ละตัวแทน

### 2.4.2.4 ดิจิตอลอิกวไลเซอร์

เป็นการใช้ CPU มาควบคุม ปกติจะป้อนอินพุตและเอาต์พุตให้ทั้งในแบบดิจิตอลและ แบบอนาลอก ข้อดีคือความสามารถในการเปลี่ยนโปรแกรมได้ ความถี่ต่างๆสามารถดูได้จาก หน่วยความจำ

## 2.5 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับ MF10

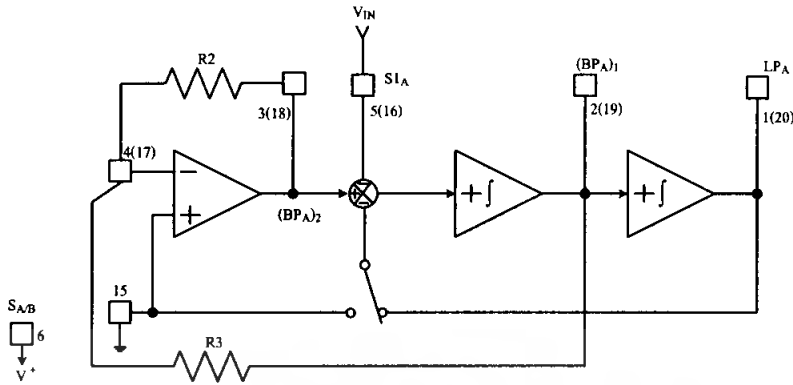


รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของ MF10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MF10 มีโหมดการทำงาน 6 โหมด ดังนี้

โหมด 1A



รูปที่ 2.10 การทำงานของ MF10 ในโหมด 1A

โหมด 1A นี้จะเพิ่มโครงสร้างภายนอกของวงจร โดยใช้ตัวต้านทานน้อยกว่าโหมดอื่นๆ และค่า

Q ต่ำ

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

สมการในการออกแบบ

$$f_o = \sqrt{f_L \cdot f_H} \tag{2.6}$$

$$Q = \frac{f_o}{f_H - f_L} \tag{2.7}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \tag{2.8}$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$f_c = \frac{f_{CLK}}{100} \tag{2.9}$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$H_{OLP} = -1$$

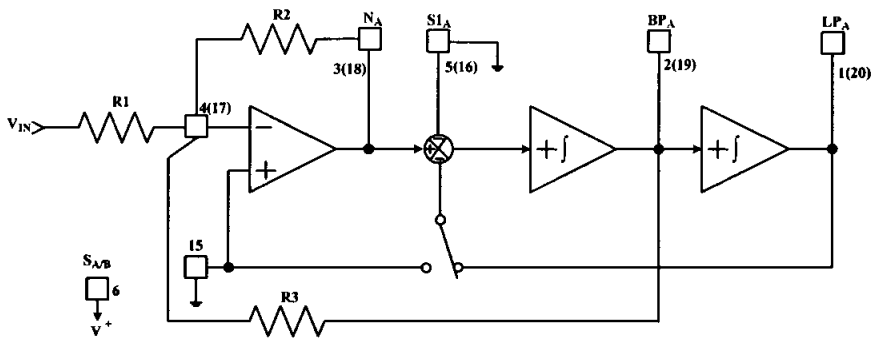
เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_2} \tag{2.10}$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้

โหมด 1



รูปที่ 2.11 การทำงานของ MF10 ในโหมด 1

โหมดที่ 1 นี้ จะใช้การปรับปรุงเพิ่มเติมจากโหมด 1A เพื่อให้ค่า Q ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมีค่าเพิ่มขึ้น และสามารถตัดแปลงการป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อใช้เป็นวงจรกำจัดแถบความถี่รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
- วงจรกรองกำจัดแถบความถี่

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \tag{2.11}$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$f_n = f_o \tag{2.12}$$

เมื่อ  $f_n$  คือ ความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \tag{2.13}$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = -\frac{R_2}{R_3} \tag{2.14}$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \tag{2.15}$$

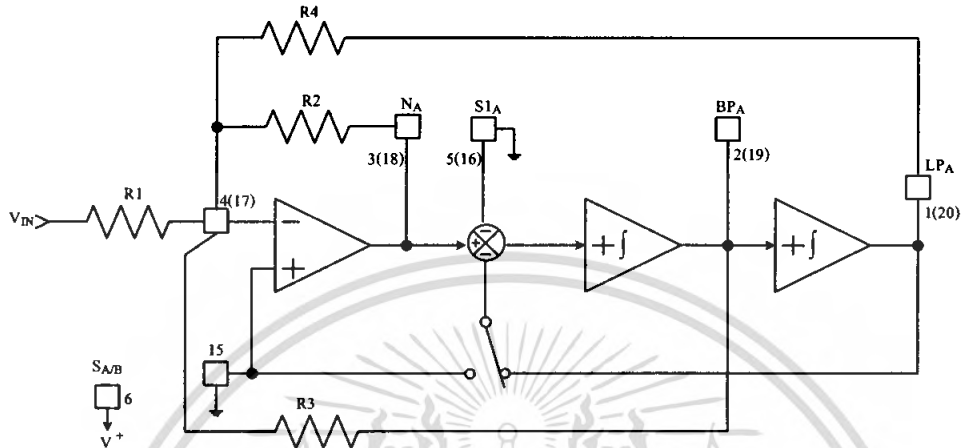
เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{ON} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.16)$$

เมื่อ  $H_{ON}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองกำเนิดแถบความถี่

## โหมด 2



รูปที่ 2.12 การทำงานของ MF10 ในโหมด 2

โหมดที่ 2 นี้ เราจะสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนของสัญญาณนาฬิกาต่อความถี่กลางให้มีค่าเหมาะสมกว่า 100:1 และสามารถนำสัญญาณจากเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแถบความถี่ ไปใช้ในการสร้างวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
- วงจรกำเนิดแถบความถี่

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \quad (2.17)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$f_n = \frac{f_{CLK}}{100} \quad (2.18)$$

เมื่อ  $f_n$  คือ ความถี่ของวงจรกรองกำเนิดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_4}\right) + 1}}{\left(\frac{R_2}{R_3}\right)} \quad (2.19)$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \left(\frac{R_2}{R_4}\right)} \quad (2.20)$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

$$H_{ON_1} = \frac{-\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \left(\frac{R_2}{R_4}\right)} \quad (2.22)$$

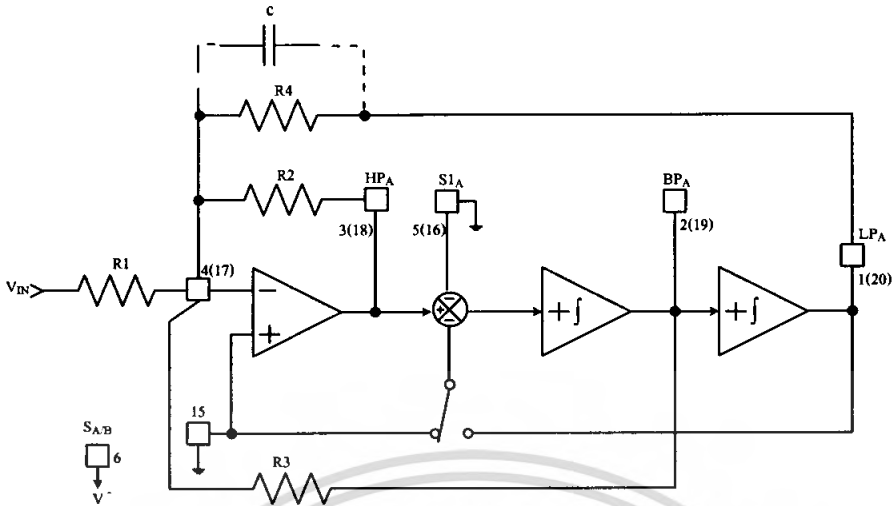
เมื่อ  $H_{ON_1}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ ในกรณีที่มีความถี่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

$$H_{ON_2} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.23)$$

เมื่อ  $H_{ON_2}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองกำจัดแถบความถี่ ในกรณีความถี่มี

ค่าเข้าใกล้ครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณนาฬิกา

โหมด 3



รูปที่ 2.13 การทำงานของ MF10 ในโหมด 3

โหมดนี้สามารถทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ได้หลายรูปแบบ และสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนของสัญญาณพิกัดต่อความถี่กลางให้มีค่าเหมาะสมกว่า 100:1 ได้ และเหมาะสำหรับการออกแบบ Chebyshev filter ที่ถูกควบคุมด้วย Single clock

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณพิกัด

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (2.25)$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (2.26)$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

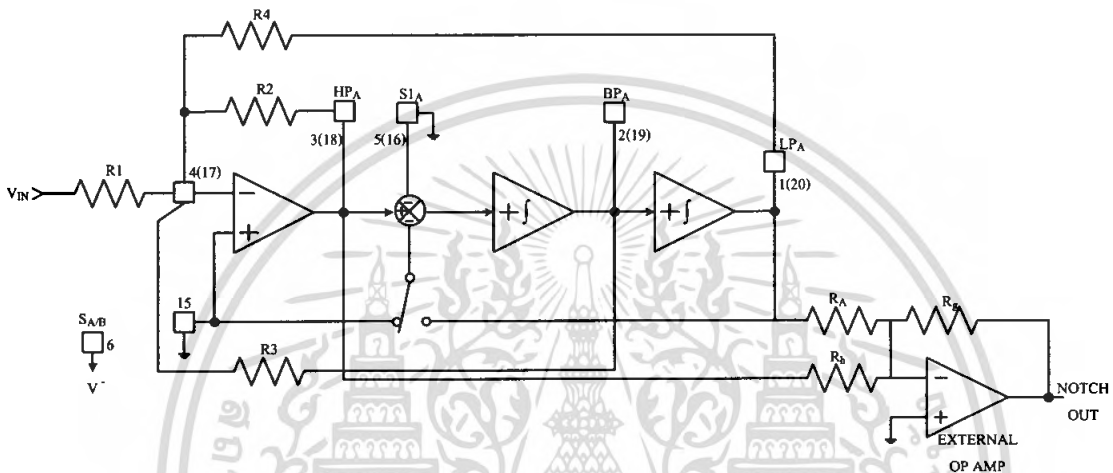
$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.27)$$

เมื่อ  $H_{OHP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (2.28)$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

### โหมด 3A



รูปที่ 2.14 การทำงานของ MF10 ในโหมด 3A

โหมดนี้จะสามารถออกแบบเป็นวงจรกำจัดแถบความถี่ได้ โดยใช้การรวมกันของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน และการปรับค่าตัวต้านทานจากออปแอมป์ภายนอกไม่มีผลต่อความถี่กลางของวงจรกำจัดแถบความถี่

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
- วงจรกำจัดแถบความถี่

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (2.29)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{notch} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \quad (2.30)$$

เมื่อ  $f_n$  คือ ความถี่ของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (2.32)$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.33)$$

เมื่อ  $H_{OHP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (2.34)$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$$H_{ON} = \left| Q \left( \frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right| \quad (2.35)$$

เมื่อ  $H_{ON}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่

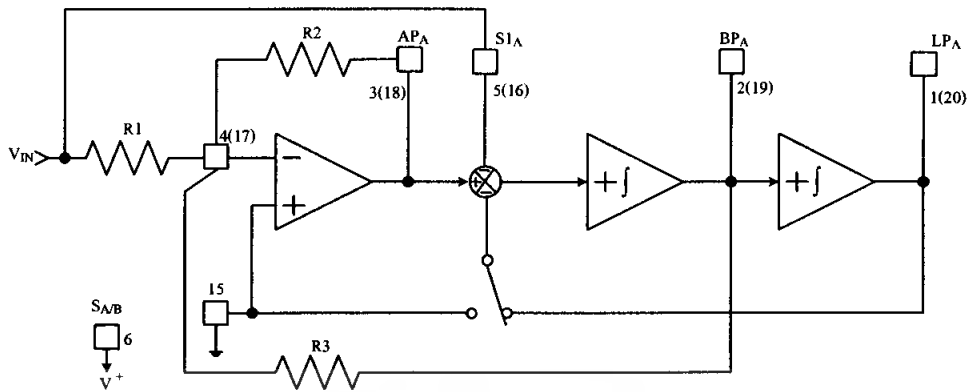
$$H_{ON_l} = H_{OLP} \left( \frac{R_g}{R_l} \right) \quad (2.36)$$

เมื่อ  $H_{ON_l}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ ในกรณีที่ความถี่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

$$H_{ON_h} = H_{OHP} \left( \frac{R_g}{R_h} \right) \quad (2.37)$$

เมื่อ  $H_{ON_h}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ ในกรณีที่ความถี่มีค่าเข้าใกล้ครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณพาพิกา

โหมด 4



รูปที่ 2.15 การทำงานของ MF10 ในโหมด 4

โหมดนี้จะมีการป้อนสัญญาณอินพุตผ่านขา  $S1_A$  เพื่อปรับให้เป็นวงจรรองผ่านทุกแถบความถี่ โดยวงจรรองผ่านทุกแถบความถี่นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบเชิงเส้นกับความถี่ โดยโครงสร้างตามลักษณะนี้จะเป็นการจำกัดอัตราขยาย

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรรองแถบความถี่ผ่าน
- วงจรรองผ่านทุกแถบความถี่

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \tag{2.38}$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \tag{2.39}$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \tag{2.40}$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \tag{2.41}$$

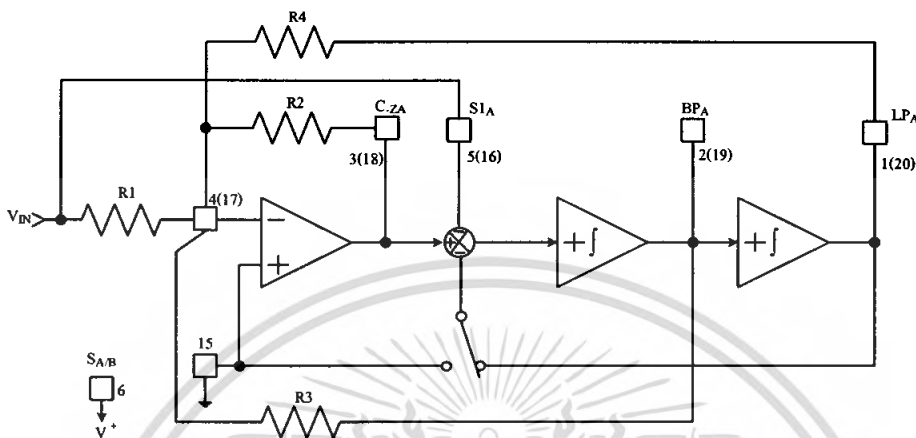
เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

$$H_{OAP} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2.42}$$

เมื่อ  $H_{OAP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองทุกแถบความถี่

โหมด 5



รูปที่ 2.16 การทำงานของ MF10 ในโหมด 5

โหมดนี้เป็นการปรับปรุงจากโหมดที่ 4 โดยการเพิ่มตัวต้านทาน  $R_4$  เข้ามา ดังรูปที่ 2.16 โดยสามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านรูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

สมการคำนวณ

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{1 + \left(\frac{R_2}{R_4}\right)} \tag{2.43}$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{1 + \left(\frac{R_2}{R_4}\right)} \tag{2.44}$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OLP} = \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_2 + R_1}{R_2 + R_4}\right) \tag{2.45}$$

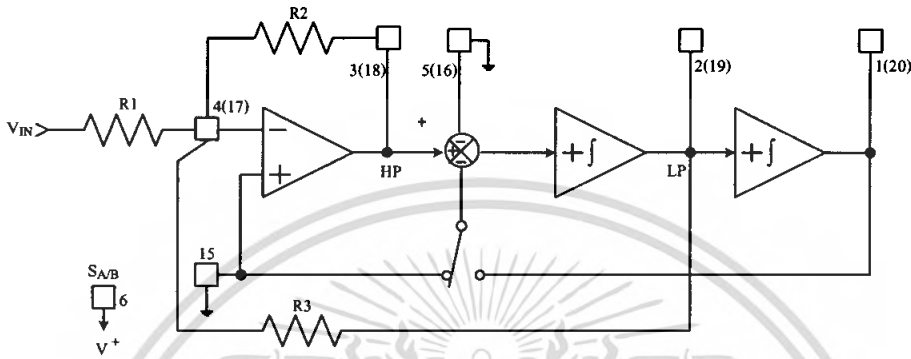
เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{OBP} = \frac{R_3}{R_2} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (2.46)$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

### โหมด 6A



รูปที่ 2.17 การทำงานของ MF10 ในโหมด 6A

โหมดนี้ จะใช้วงจรอินทิเกรตภายในเพียง 1 ชุด ในการสร้างวงจรกรองความถี่สูงผ่าน และ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

สมการคำนวณ

$$f_c = \frac{f_{CLK}}{100} \left( \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (2.47)$$

เมื่อ  $f_o$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$H_{OLP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (2.48)$$

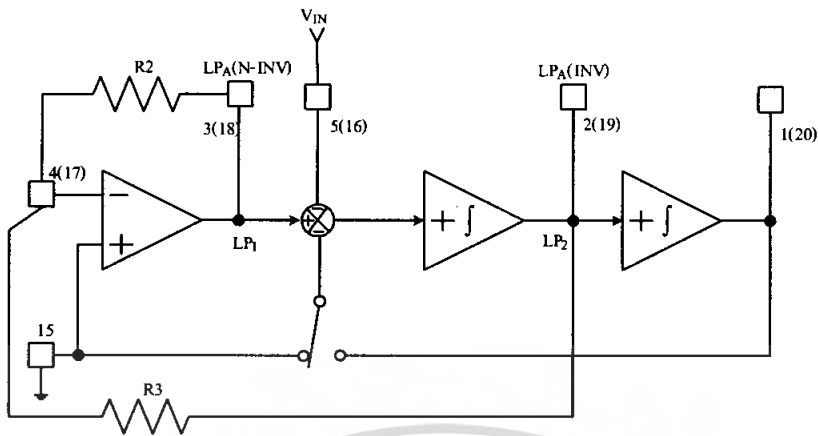
เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.49)$$

เมื่อ  $H_{OHP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โหมด 6B



รูปที่ 2.18 การทำงานของ MF10 ในโหมด 6B

โหมดนี้จะใช้วงจรอินทิเกรตภายในเพียง 1 ชุดเช่นเดียวกับโหมด 6A แต่ใช้สำหรับการออกแบบวงจร Single pole lowpass filter โดยที่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส

รูปแบบฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

สมการคำนวณ

$$f_c = \frac{f_{CLK}}{100} \left( \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (2.50)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คutoff ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

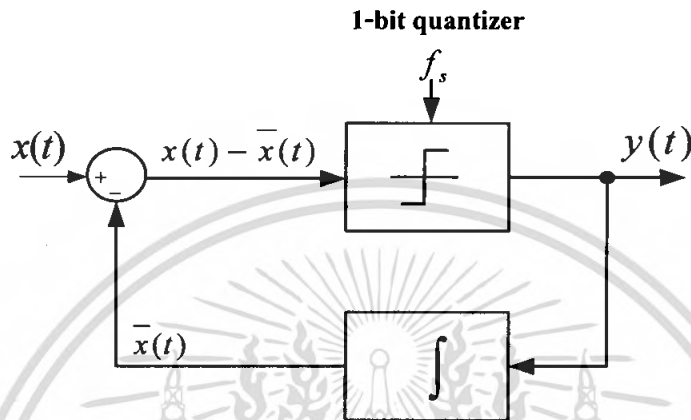
$$H_{OLP} = -\frac{R_3}{R_2} \quad (2.51)$$

เมื่อ  $H_{OLP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

## 2.6 เกล็ดำมอดูลชัน

### 2.6.1 การมอดูลชันแบบเคลดำ

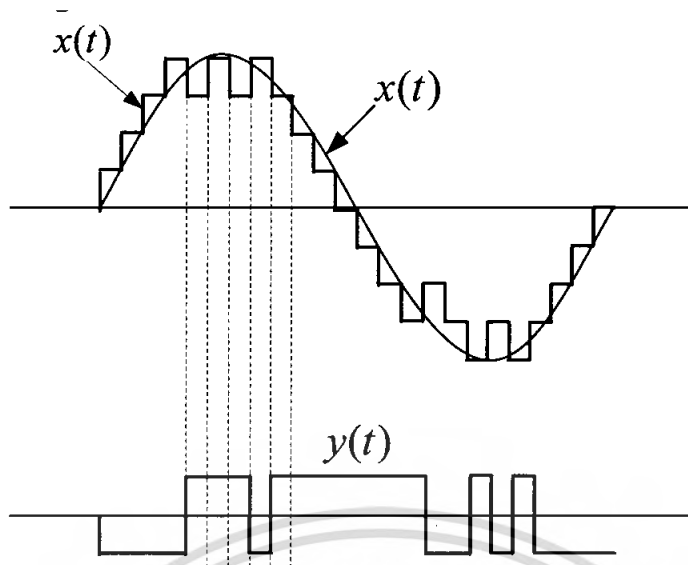
การมอดูลชันแบบเคลดำเป็นการเปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณคิจิตอล โดยใช้ค่าความด่างของสัญญาณ และทำการควอนไทซ์สัญญาณที่มีความยาวเพียง 1 บิตในการเข้ารหัสสัญญาณ เพื่อแสดงถึงการลดลงหรือเพิ่มชันของสัญญาณ แทนที่จะใช้ค่าขนาดของสัญญาณจริงเพียงอย่างเดียว ทำให้ลดความชันชันของสัญญาณลงไปได้ ลักษณะการมอดูลชันจะแสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 ระบบการมอดูลชันแบบเคลดำ

โดยที่  $x(t)$  เป็นสัญญาณอนาลอกที่จะนำมามอดูลชัน  
 $\bar{x}(t)$  เป็นสัญญาณที่ได้จากการมอดูลชันไว้ก่อน  
 และ  $y(t)$  เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูลชันแล้ว

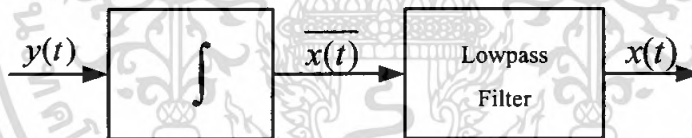
การมอดูลชันจะพิจารณาได้จากรูปที่ 2.20 โดยจะนำแรงดันของสัญญาณอนาลอกอินพุต ( $x(t)$ ) มาเปรียบเทียบกับแรงดันของสัญญาณที่ได้จากการมอดูลชันไว้ก่อน ( $\bar{x}(t)$ ) ซึ่งสัญญาณ  $\bar{x}(t)$  นี้ได้จากการทำปริพันธ์ของสัญญาณคิจิตอลเอาต์พุต ( $y(t)$ ) โดยนำสัญญาณที่เปรียบเทียบบนนี้มาทำควอนไทซ์ด้วยรหัสคิจิตอลความยาว 1 บิต ซึ่งก็คือวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ หากสัญญาณที่ได้มีค่าเป็นบวก ผลการควอนไทซ์สัญญาณจะได้เป็นลอจิกสูงแต่หากมีค่าเป็นลบ ผลการควอนไทซ์สัญญาณก็จะได้เป็นลอจิกต่ำ



รูปที่ 2.20 สัญญาณการควอนไทซ์ขณะทำการมอดูเลตแบบเคลด้า

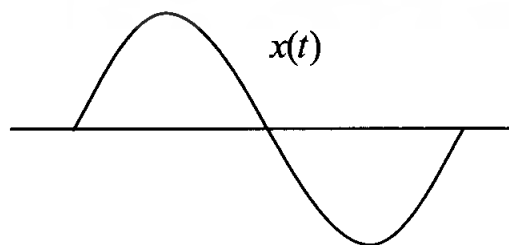
### 2.6.2 การคิมอดูเลตแบบเคลด้า

การมอดูเลตแบบเคลด้าดังที่กล่าวข้างต้นนั้น เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง  $x(t)$  และ  $\bar{x}(t)$  โดยจะถือว่าการเปรียบเทียบนี้ทำในระยะเวลาสั้นๆ ซึ่งจะคล้ายกับการทำอนุพันธ์ ดังนั้นการคิมอดูเลตแบบเคลด้าจึงต้องเพิ่มส่วนที่เป็นปริพันธ์ของวงจรดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ระบบการคิมอดูเลตแบบเคลด้า

จากการคิมอดูเลต สัญญาณที่ได้มาจะมีองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณอนาลอกอินพุต ( $x(t)$ ) และองค์ประกอบทางความถี่สูงรวมอยู่ด้วย ดังนั้นหากจะนำสัญญาณเดิมกลับมา ต้องนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

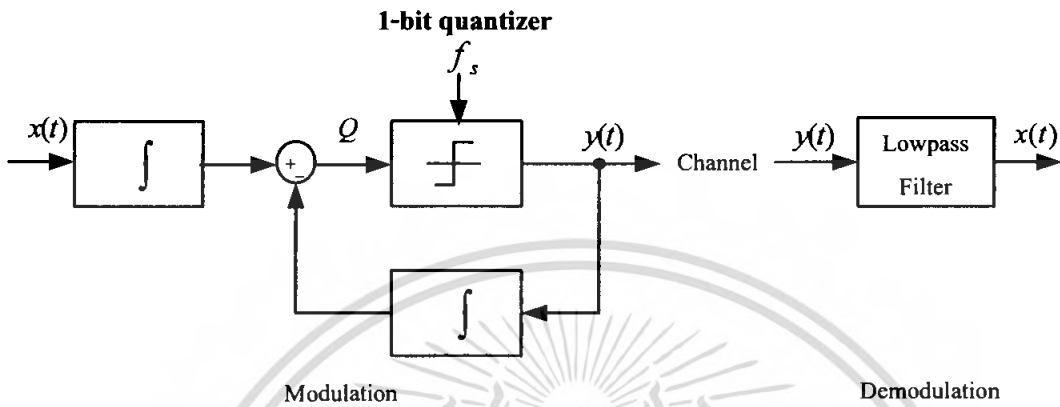


รูปที่ 2.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการคิมอดูเลตแบบเคลด้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 เกล็ดต้า-ซิกมามอดูเลชัน

การมอดูเลตแบบเกล็ดต้า-ซิกมา ทำโดยการเพิ่มส่วนของปริพันธ์ไว้ด้านหน้าของการมอดูเลตแบบเกล็ดต้า สัญญาณดิจิทัลที่ผ่านการมอดูเลตนี้จะมีองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณอินพุตเดิม ในส่วนของการดีมอดูเลตแบบเกล็ดต้า-ซิกมานั้น จะนำสัญญาณมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งไม่ต้องมีการทำปริพันธ์ดังเช่นเกล็ดต้ามอดูเลชัน ดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การเพิ่มส่วนของปริพันธ์สัญญาณอนาลอกที่ส่วนแรกสุดของการมอดูเลต และตัดส่วนปริพันธ์สัญญาณในส่วนการดีมอดูเลต

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.23 จะเห็นว่าสัญญาณที่จุด Q ก่อนทำการควอนไทซ์แบบ 1 บิต จะได้สัญญาณ ดังสมการที่ (2.52)

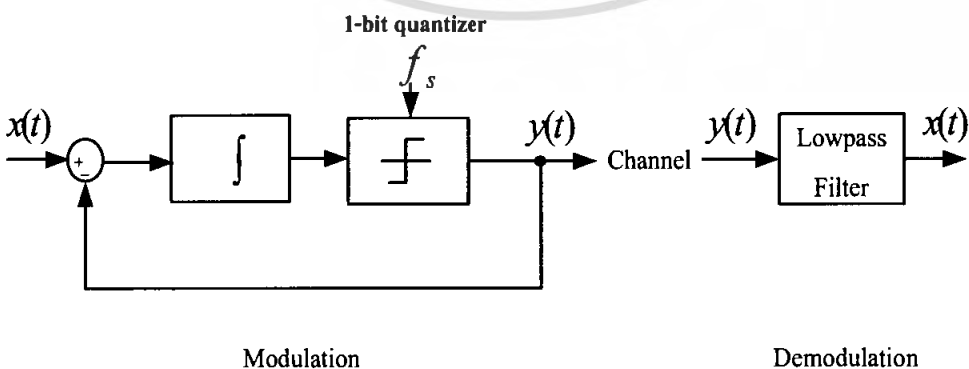
$$v_Q(t) = \int y(t)dt - \int x(t)dt \tag{2.52}$$

โดย  $v_Q(t)$  เป็นสัญญาณ ณ จุด Q

จากการทำปริพันธ์ในสมการที่(2.52) สามารถเขียนอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังนี้

$$v_Q(t) = \int (y(t) - x(t))dt \tag{2.53}$$

จากสมการ (2.53) คือการนำเอาผลต่างระหว่างสัญญาณอนาลอกอินพุต ( $x(t)$ ) และสัญญาณดิจิทัลที่ผ่านการมอดูเลต ( $y(t)$ ) นำไปทำปริพันธ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.24 ซึ่งเกล็ดต้า-ซิกมามอดูเลชันได้มาจากการทำปริพันธ์ก่อนวงจรมอดูเลชัน



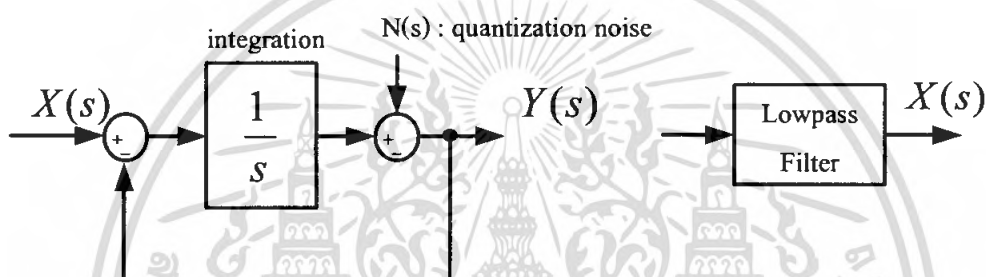
รูปที่ 2.24 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบเกล็ดต้า-ซิกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาส่วนของวงจรเคลตตามอดูละชันในรูปที่ 2.19 และรูปที่ 2.21 กับวงจรเคลตต้า-ซิกมา มอดูละชันในรูปที่ 2.24 พบว่าสามารถลดความสั่นเปลื้องของวงจร และเพิ่มความสะดวกในการใช้งานได้ด้วย เนื่องจากการทำปริพันธ์ของทั้ง 2 วงจรเพียงแค่จุดเดียว คือการมอดูเลต ส่วนการคิมมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมา ก็ไม่ต้องมีส่วนของการทำปริพันธ์อีก และหากนำสัญญาณดิจิทัลที่ผ่านการมอดูเลตแล้วเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้สัญญาณอนาลอกกลับคืนมา ซึ่งเคลตต้า-ซิกมายังมีข้อดีเกี่ยวกับเรื่องสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควอนไทซ์อีกด้วย

## 2.8 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ของเคลตต้า-ซิกمامอดูละชัน

การมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมา จะใช้การแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) มาวิเคราะห์ระบบ ซึ่งมีสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์เกิดขึ้นเสมอในระหว่างเวลาที่ทำการควอนไทซ์สัญญาณ และจะได้ระบบจากการแปลงสัญญาณต่างๆด้วยลาปลาซดังนี้



รูปที่ 2.25 ระบบการมอดูเลตและคิมมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมา

โดยที่

$X(s)$  เป็นสัญญาณอนาลอกอินพุต

$N(s)$  เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควอนไทซ์

$Y(s)$  เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมาแล้ว

- วิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณอินพุตอนาลอก ( Signal transfer function )

$\frac{Y(s)}{X(s)}$  โดยกำหนดให้ระบบไม่มีสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ ( $N(s) = 0$ ) เนื่องด้วยกรณีนี้

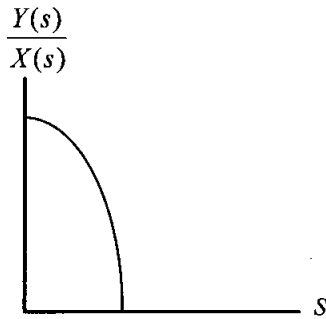
เป็นการวิเคราะห์สัญญาณอินพุตที่ไม่เกี่ยวกับสัญญาณรบกวน ดังนั้นการมอดูเลตจากรูปที่ 2.25 เป็นดังนี้

$$Y(s) = \left( \frac{X(s) - Y(s)}{s} \right) \quad (2.54)$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s+1} \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากสมการ(2.55) จะมีลักษณะผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตอานาลอกดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตอานาลอกของการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา

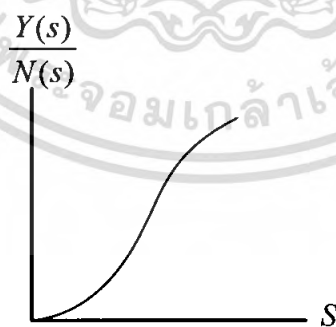
- วิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณรบกวน ( Noise transfer function )  $\frac{Y(s)}{N(s)}$

โดยกำหนดให้ระบบไม่มีสัญญาณอานาลอกอินพุต ( $X(s) = 0$ ) เช่นเดียวกับการวิเคราะห์สัญญาณอานาลอกอินพุต คือจะวิเคราะห์สัญญาณรบกวนเท่านั้น จึงกำหนดให้สัญญาณอินพุตอานาลอกเป็น 0 ดังนั้นการมอดูเลตจากรูปที่ 2.25 เป็นดังนี้

$$Y(s) = N(s) = \frac{Y(s)}{s} \quad (2.56)$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)} = \frac{s}{s+1} \quad (2.57)$$

ซึ่งในสมการ(2.57) จะมีผลตอบสนองต่อสัญญาณควอนไทซ์ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 ผลตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ของการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา

จากผลตอบสนองต่อสัญญาณอานาลอกในรูปที่ 2.26 และผลตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนในรูปที่ 2.27 แก่ล้งงานมือทำการวิเคราะห์จะพบว่า ในส่วนของสัญญาณอานาลอกอินพุตจะถูกปรับให้ไปอยู่ในย่านความถี่ต่ำ ส่วนกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะถูกปรับให้ไปอยู่ในย่านที่มีความถี่สูง ค้งนั้นจึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถแยกสัญญาณอนาล็อกอินพุตออกจากสัญญาณรบกวนได้ โดยการใช่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในขั้นตอนการคิมอดูเลต ซึ่งทำให้กำลังงานทางย่านความถี่สูงถูกกรองออก และจะนำสัญญาณรบกวนออกไปด้วย จึงคงเหลือกำลังงานในส่วนสัญญาณอนาล็อกอินพุตที่มีกำลังงานมากรวมอยู่กับสัญญาณรบกวนเพียงส่วนน้อย ดังนั้นเป็นผลให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : S/N) มีค่ามาก

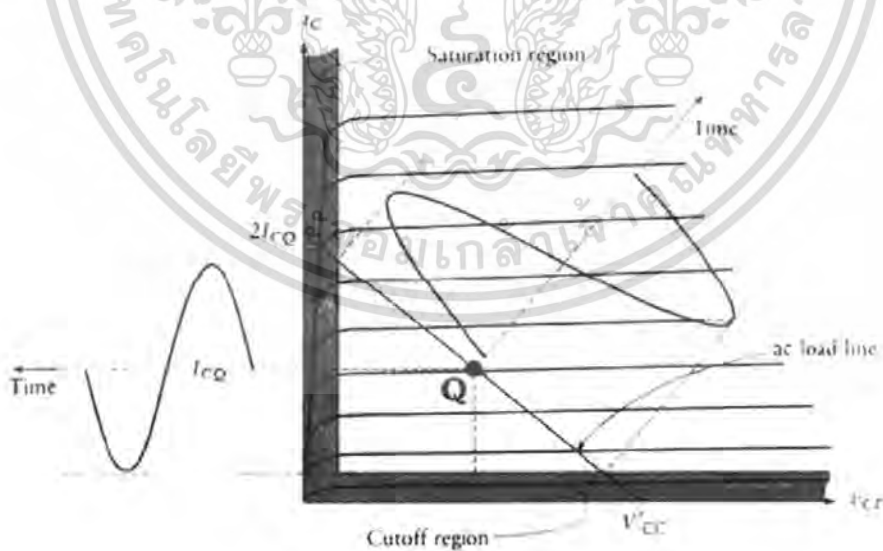
## 2.9 ประเภทของวงจรขยายกำลังงาน

การจัดประเภทของวงจรขยายแต่ละคลาสมีลักษณะการทำงานที่หลากหลาย ซึ่งแต่ละคลาซย่อมมีทั้งข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การนำไปใช้งานควรเลือกคลาสการขยายให้ถูกต้องเหมาะสม เพื่อให้การขยายสัญญาณมีความสมบูรณ์และประสิทธิภาพสูง

### 2.9.1 วงจรขยายกำลังแบบเชิงเส้น (Linear)

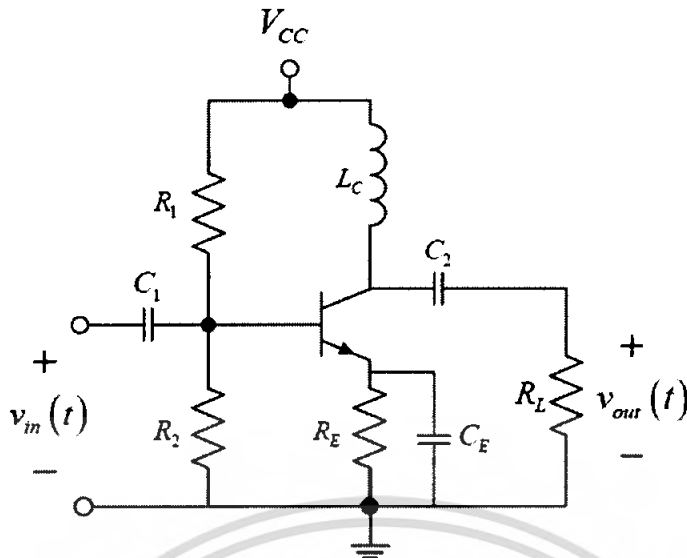
เป็นวงจรขยายกำลังที่มีอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณที่ผ่านกรขยายเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันของสัญญาณอินพุต ทรานซิสเตอร์จะทำการขยายสัญญาณอินพุตที่อยู่ในบริเวณแอคทีฟ (Active region) และจะทำการขยายกำลังตลอดเวลาที่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ตัวอย่างคลาสที่ใช้หลักการนี้เช่น คลาซเอ, บี, และคลาซเอบี โดยแต่ละคลาซจะต่างกันที่จุดการทำงาน (Quiescent operating point : Q point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาที่จ่ายกระแสคอลเลคเตอร์เอาต์พุตต่อเวลาที่มีสัญญาณอินพุตต่างกัน โดยจะแสดงตัวอย่างคลาซเอ บี และเอบี ดังต่อไปนี้

#### วงจรขยายคลาซเอ (Class A)



รูปที่ 2.28 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ที่ขยายกำลังคลาซเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจรขยายกำลังคลาสิกเอ

ในรูปที่ 2.28 แสดงตำแหน่งจุดไบอัสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ทำการขยายกำลังแบบคลาสิกเอ ซึ่งจะไบอัสทรานซิสเตอร์ที่จุดกึ่งกลางช่วงที่ทำงานในโหมดแอกทีฟ บนเส้นภาระของสัญญาณกระแสสลับ (Ac load line) เพื่อให้สัญญาณอินพุตทั้งหมดอยู่ภายในบริเวณแอกทีฟ และในรูปที่ 2.29 เป็นตัวอย่างวงจรขยายกำลังคลาสิกเอ ซึ่งมีการต่อแรงดันไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้วงจรทำงานตามกราฟรูปที่ 2.28 ซึ่งจากกราฟในรูปที่ 2.28 และวงจรในรูปที่ 2.29 เมื่อพิจารณาการสูญเสียกำลังงานจะพบว่าการสูญเสียกำลังงานเกิดขึ้นสองส่วน ส่วนแรกเกิดจากผลการไบอัสแรงดันทรานซิสเตอร์ให้มีจุดทำงานดังกราฟรูป 2.28 ทำให้เกิดกระแสเอาต์พุตคอลเลกเตอร์จากการไบอัส ( $I_{CQ}$ ) แม้ขณะที่ยังไม่ได้ป้อนสัญญาณอินพุต ซึ่งกระแส  $I_{CQ}$  นี้จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ลงกราวด์ ไม่ผ่านสู่อโหลดเนื่องจากตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะไม่ยอมให้กระแสที่เป็นไฟตรง (DC current) ไหลผ่าน เกิดเป็นความสูญเสียกำลังงานขึ้น และความสูญเสียส่วนที่สองเกิดจากขณะทรานซิสเตอร์ทำการขยายสัญญาณอินพุต ทรานซิสเตอร์จะทำงานในบริเวณแอกทีฟตลอดช่วงของสัญญาณอินพุต ซึ่งดูจากรูปที่ 2.28 พบว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์จ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ ( $i_C$ ) ทรานซิสเตอร์ก็มีแรงดันตกคร่อมขาคอลเลกเตอร์และขาอิมิตเตอร์ ( $v_{CE}$ ) ด้วย ซึ่งจากสมการกำลังงาน (2.58) แสดงให้เห็นว่าเกิดกำลังงานขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเป็นกำลังงานที่สูญเสียเป็นความร้อนที่ทรานซิสเตอร์ โดยเมื่อคำนวณการสูญเสียทั้งสองแบบแล้ว คลาสิกเอมีประสิทธิภาพสูงสุดจากการคำนวณตามทฤษฎีเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์

$$P_d = v_{ir} \times i_{ir} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $P_d$  คือ กำลังงานที่สูญเสียของทรานซิสเตอร์

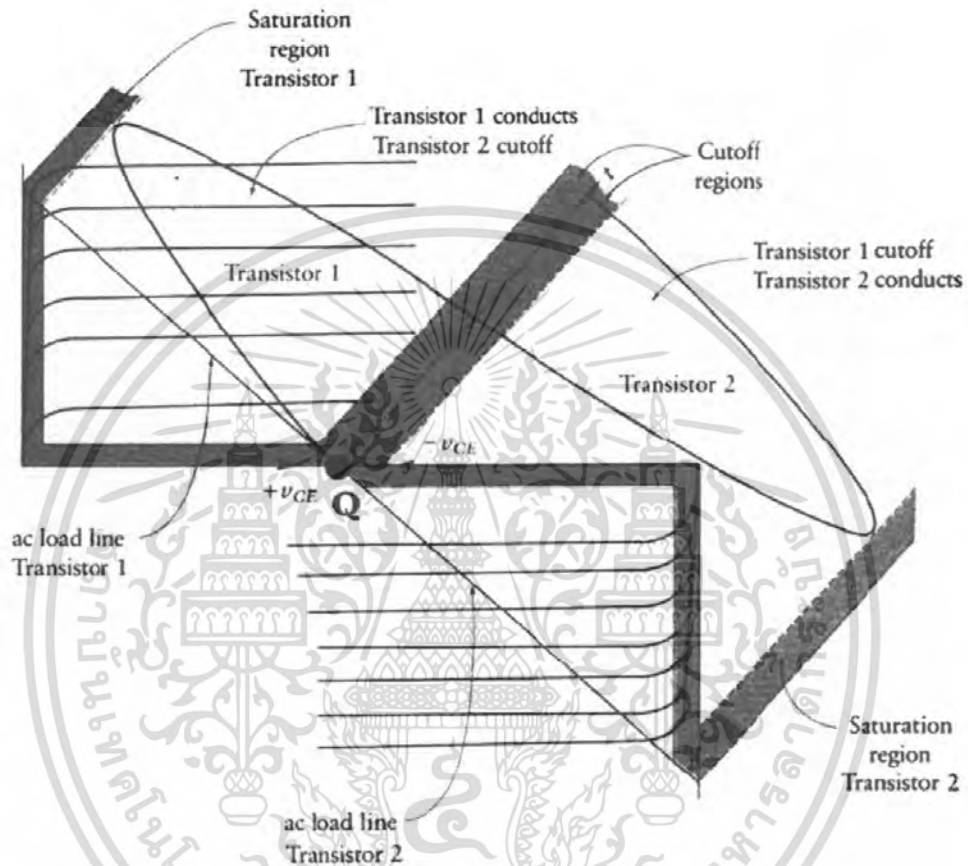
$v_{ir}$  คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเลกเตอร์และขาอิมิตเตอร์

เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

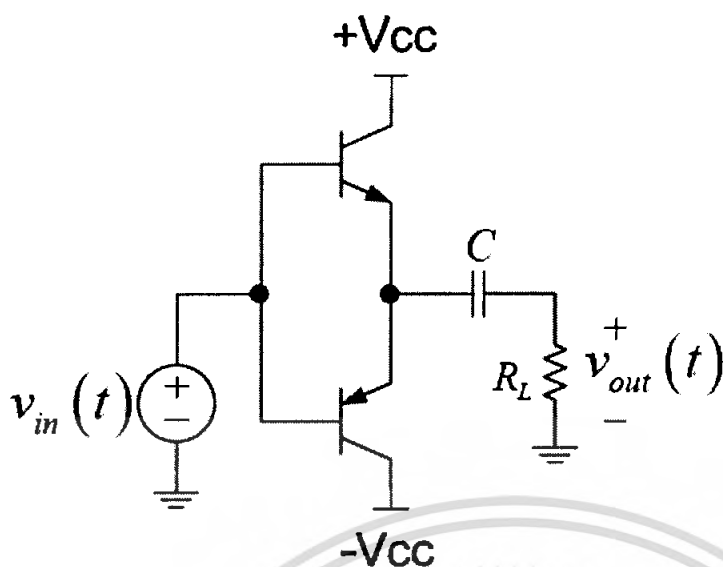
$i_{rr}$  คือ กระแสที่ไหลผ่านจากขาคอลเลคเตอร์สู่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

วงจรรขยายคลาสบี (Class B)



รูปที่ 2.30 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q-point) บนกราฟคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ขยายกำลังแบบคลาสบี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

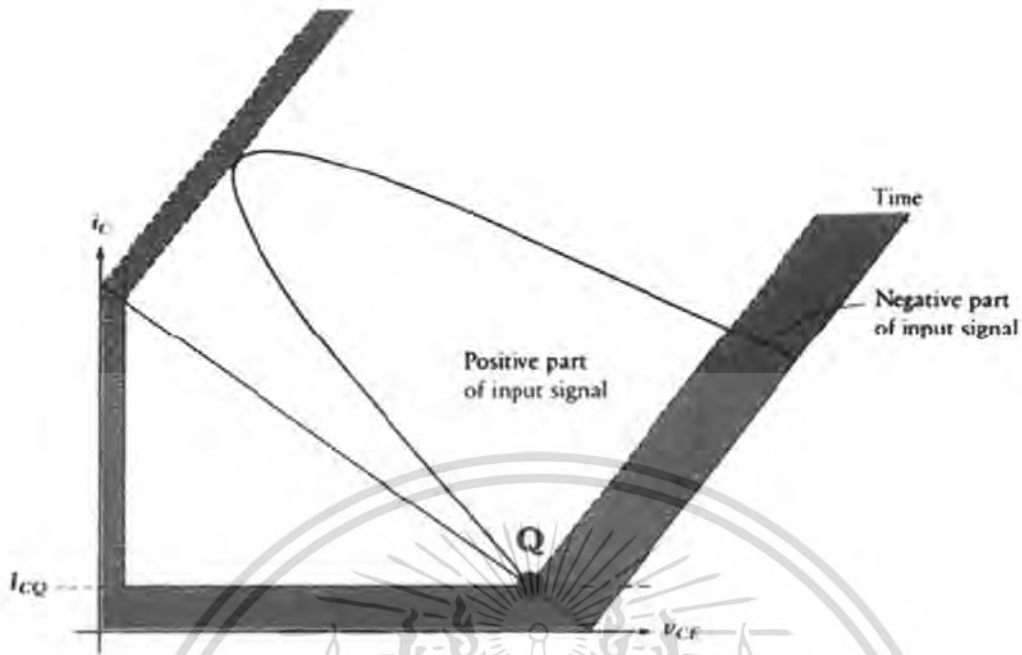


รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวงจรขยายกำลังคลาสบี

ในรูปที่ 2.30 แสดงตำแหน่งจุดไบอัสทรานซิสเตอร์เพื่อทำการขยายกำลังแบบคลาส B ซึ่งมีจุดทำงาน (Q-point) อยู่บริเวณคัทออฟ (Cutoff region) ดังนั้นถ้าป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ไม่มีแรงดันไฟตรง แล้วใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวก็จะทำงานได้ครึ่งลูกคลื่น จึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวทำงานสลับกันแบบพุช-พูล (Push-Pull) โดยทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งจะทำการขยายกำลังเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันช่วงบวก และอีกตัวจะขยายกำลังเมื่ออินพุตเป็นแรงดันช่วงลบ แล้วรวมกันเป็นสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งวงจรตัวอย่างคลาสบีแสดงได้ดังรูปที่ 2.31 โดยจะไม่มีกร ไบอัสแรงดันที่ขั้วเบสเหมือนคลาสเอ ดังนั้นช่วงเวลาที่ไม่มีสัญญาณอินพุต จะไม่เกิดการสูญเสียกำลังจากกระแสคอลเลคเตอร์ไบอัส ( $I_{CQ}$ ) แต่เมื่อป้อนอินพุตสู่ทรานซิสเตอร์ สัญญาณอินพุตจะอยู่บริเวณแอกทีฟตลอดช่วงครึ่งลูกคลื่น ซึ่งจากรูปที่ 2.30 พบว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์จ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ ( $i_C$ ) ทรานซิสเตอร์ก็มีแรงดันตกคร่อมขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ ( $v_{CE}$ ) ด้วย ซึ่งจากสมการกำลังงานที่ (2.58) แสดงให้เห็นว่าเกิดกำลังงานขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเป็นกำลังงานที่สูญเสียเป็นความร้อนที่ทรานซิสเตอร์ โดยช่วงเวลาที่ทำงานในโหมดแอกทีฟนี้เป็นเพียงช่วงเวลาคึ่งลูกคลื่นของสัญญาณอินพุต และเมื่อคำนวณประสิทธิภาพของคลาสบี ตามทฤษฎีจะเท่ากับ 78.5 เปอร์เซ็นต์

#### วงจขยายคลาสเอบี (Class AB)

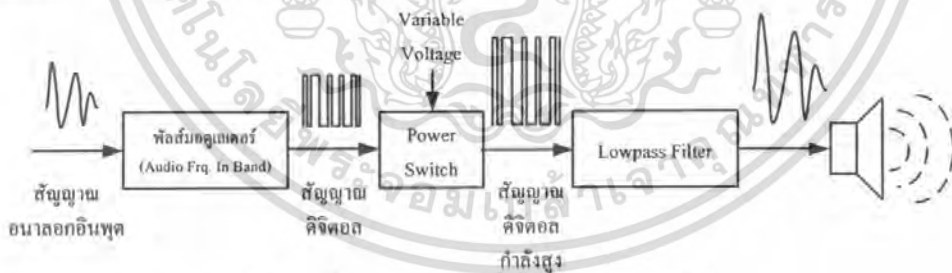
คลาสบีจะมีช่วงหนึ่งที่ทรานซิสเตอร์ทำงานบริเวณคัทออฟ ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์เอาต์พุตไม่เป็นเชิงเส้น ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) กับสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นคลาสเอบีจึงเลื่อนจุดการทำงานบนกราฟคุณลักษณะทรานซิสเตอร์ (Q-point) โดยไบอัสให้ยู่เหนือบริเวณคัทออฟเล็กน้อย ดังเช่นรูปที่ 2.32 ก็จะไม่เกิดความผิดเพี้ยนนี้ แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียจากกระแสคอลเลคเตอร์จากการไบอัส ( $I_{CQ}$ ) เพิ่มขึ้น ดังนั้นประสิทธิภาพของคลาสเอบีจึงน้อยกว่าคลาสบีเล็กน้อย แต่ก็ยังคงมากกว่าคลาสเอ



รูปที่ 2.32 ตำแหน่งจุดทำงาน (Q-point) บนกราฟพิกัดลักษณะของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานช่วงบวก เพื่อให้ขยายกำลังแบบคลาสเอบี

### 2.9.2 วงจรขยายกำลังแบบสวิตชิง (Switching)

การขยายกำลังแบบนี้ทรานซิสเตอร์จะมีจุดทำงานอยู่ในบริเวณ คัทออฟและในบริเวณอิมิต์ของ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีขั้นตอนการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 ขั้นตอนการขยายกำลังงานแบบสวิตชิง

เริ่มจากป้อนสัญญาณอนาล็อกอินพุตที่เป็นข่าวสารเข้าภาคการมอดูเลตพัลส์ที่ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์มีองค์ประกอบทางความถี่ของข่าวสารเดิม รวมอยู่กับองค์ประกอบทางความถี่สูงของพัลส์ จากนั้นสัญญาณพัลส์ที่ผ่านการมอดูเลตจะถูกขยายกำลังด้วยเพาเวอร์สวิตช์ (Power Switch) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้เป็นทรานซิสเตอร์ที่จ่ายกำลังได้สูงและสลับการทำงานระหว่างช่วงอิมิต์และช่วงคัทออฟมีความเร็วสูง เช่น ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต (MOSFET) และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นี้จะมีแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงเป็นแรงดันไฟตรงที่ควบคุมอัตราขยายกำลัง ซึ่งการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงจะขึ้นอยู่กับความต้องการอัตราขยาย และค่าความทนแรงดันสูงสุดของทรานซิสเตอร์ จากนั้นเมื่อพัลส์ถูกขยายกำลัง ข่าวสารที่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นาเว็บไซต์ประเศชนตนาการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบของพัลส์ก็จะถูกขยายกำลังด้วย จึงนำสัญญาณพัลส์ที่ผ่านการขยายกำลังไปผ่านวงจรกรองความถี่ เพื่อกรองเฉพาะความถี่ข่าวสารกลับคืนมา ก็จะได้สัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณอนาล็อกที่มีกำลังงานสูงขึ้น

ข้อดีของการทำงานแบบสวิตชิง มีดังต่อไปนี้

1. ประสิทธิภาพสูง เมื่อเทียบกับการขยายกำลังแบบเชิงเส้น เนื่องจากการต่อทรานซิสเตอร์ให้ทำการขยายแบบสวิตชิง จะเป็นการใช้งานทรานซิสเตอร์แทนสวิตช์ คือใช้โหมค้อมตัวแทนการเปิดสวิตช์ และใช้โหมคคัทออฟแทนการปิดสวิตช์ และทรานซิสเตอร์จะไม่มีกระแสแรงดันที่ขาเบส ดังนั้นถ้าไม่มีการป้อนสัญญาณอินพุตก็จะเป็นการจ่ายกระแสคอลเลคเตอร์จึงไม่มีการสูญเสียจากกระแสคอลเลคเตอร์ไบอัส ( $I_{CQ}$ ) และเมื่อป้อนอินพุตให้ทรานซิสเตอร์จะมีการทำงานสลับกันระหว่างบริเวณอิมิตัว (Saturation region) และบริเวณคัทออฟ (Cutoff region) โดยในแต่ละบริเวณการทำงานจะมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ดังนี้

2. โหมค้อมตัว หรือโหมคออน (on) แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเข้าใกล้ศูนย์ ขณะที่กระแสที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงผ่านทรานซิสเตอร์สู่โหลดมีค่าสูงสุด

3. โหมคคัทออฟ หรือโหมคออฟ (Off) แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์สูงสุด ขณะที่กระแสที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงผ่านทรานซิสเตอร์สู่โหลดมีค่าเป็นศูนย์

ดังนั้น เมื่อคำนวณการสูญเสียกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์ตามสมการ 2.12 จะมีค่ากำลังงานสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์เป็นศูนย์หรือน้อยมาก เพราะมีเวลาเพียงขณะที่ทรานซิสเตอร์เปลี่ยนสถานะเท่านั้น ที่แรงดันและกระแสจะมีค่าพร้อมกันแล้วทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน ซึ่งเวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะระหว่างสองโหมคนี้ เป็นเวลาส่วนที่น้อยมากๆ เมื่อเทียบกับเวลาที่ทำงานในโหมค้อมตัวหรือโหมคคัทออฟ (ถ้าเป็นการสวิตชิงตามอุดมคติจะไม่มีเวลาช่วงเปลี่ยนสถานะนี้) ดังนั้นการสูญเสียกำลังงานเป็นความร้อนจึงต่ำมากและเมื่อการสูญเสียเป็นความร้อนต่ำ ประสิทธิภาพก็จะมีค่าสูง ซึ่งถ้าทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นอุดมคติจะมีประสิทธิภาพเป็น 100% แต่ถ้ามีตัวแปรจากการไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์ก็จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลัง และประสิทธิภาพนี้เป็นข้อได้เปรียบที่ชัดเจนของการขยายกำลังแบบสวิตชิง เมื่อเปรียบเทียบกับกรขยายกำลังแบบเชิงเส้น

$$P_d = v_{r'} \times i_{r'} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $P_d$  คือ กำลังงานที่สูญเสียของทรานซิสเตอร์

$v_{r'}$  คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

$i_{r'}$  คือ กระแสที่ไหลผ่านจากขาคอลเลคเตอร์สู่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

วงจรรขยายคลาสซี เป็นการขยายสัญญาณแบบ Switching amplifier และลักษณะการขยายแบบนี้เกิดการสูญเสียพลังงานความร้อนน้อยที่สุด ใช้แผงระบายความร้อนที่มีขนาดเล็ก ในสภาวะคัทออฟจะไม่มีการไหลผ่านทรานซิสเตอร์ จึงไม่เกิดความสิ้นเปลือง แแต่วงจรรขยายคลาสซี ก็ยังมีข้อเสียคือ ความเพี้ยนของสัญญาณจะมีสูง ทำให้ต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีคุณภาพดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9.3 วงจรขยายแบบอื่นๆ

วงจรขยายคลาสซี เป็นการออกแบบการทำงานในย่าน Non-linear ซึ่งการขยายสัญญาณมีความผิดเพี้ยนมาก และทำให้เกิดการรวมตัวและการหักล้างของสัญญาณทางความถี่ ทำให้สัญญาณใหม่เกิดขึ้นไม่เหมาะในการนำไปใช้กับวงจรขยายเสียง ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดคือ การทำงานของวงจรมิกเซอร์ (Mixer circuit) ในเครื่องรับวิทยุทั่วไป

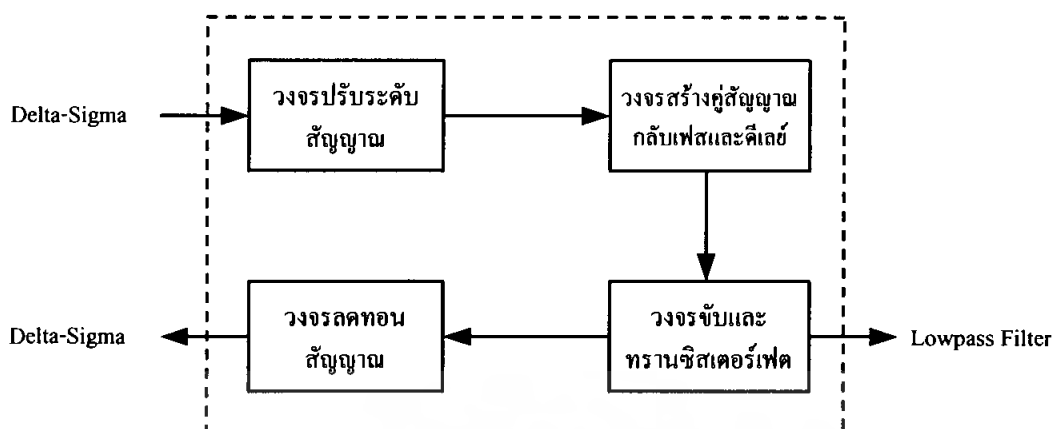
วงจรขยายคลาสซี และคลาสเอช เป็นการออกแบบเพื่อขยายให้ได้กำลังขยายสูงสุด โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสและแผ่กระจายความร้อนขนาดเล็ก การขยายในทั้งสองคลาสนี้ให้ผลในการรับสัญญาณดี มาก แต่ในการออกแบบยังคงจำเป็นต้องใช้ขนาดของวงจรขยายที่มีขนาดใหญ่ จึงมีน้ำหนักมาก

ตารางที่ 2.3 ประสิทธิภาพของวงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสต่างๆ

ประเภทของคลาส	ประสิทธิภาพสูงสุดตามทฤษฎี	ค่าประมาณประสิทธิภาพเมื่อใช้งานจริง
แบบเชิงเส้น(Linear)		
คลาสเอ	50%	40%
คลาสบี	78.5%	65%
คลาสเอบี	50%-78.5%	60%
แบบสวิตชิง(Switching)		
คลาสดี, คลาสอี	100%	95%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10 วงจรขยายคลาสดี



รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมสำหรับวงจรขยายคลาสดี

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมาจะเข้าสู่ภาคขยายกำลังของวงจรสวิตชิง ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจรปรับระดับสัญญาณ วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด และวงจรลดทอนระดับสัญญาณ โดยแต่ละวงจรจะมีการทำงาน ดังนี้

**วงจรปรับระดับสัญญาณ**

ทำหน้าที่ใช้ปรับระดับแรงดันจาก  $\pm 5V$  ให้เหมาะสมกับการตัดสินใจตัดสัญญาณของไอซี ลอจิกดิจิทัลในวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ ซึ่งตัดสินใจว่าเป็นลอจิกต่ำที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง ด้านลบของทรานซิสเตอร์ และตัดสินใจว่าเป็นลอจิกสูง ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงด้านบวกของทรานซิสเตอร์

**วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์**

ทำหน้าที่สร้างสัญญาณดิจิทัลสองสัญญาณที่เฟสตรงและกลับเฟสกับสัญญาณดิจิทัลอินพุต เพื่อให้เป็นสัญญาณขับทรานซิสเตอร์เฟดสองตัวสลับกัน และต้องมีการหน่วงเวลาขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตสองอันนี้

**วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด**

ทำหน้าที่สร้างระดับแรงดันและกระแสที่เหมาะสม เพื่อป้อนที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์เฟดทั้งสองตัวให้ทำงานโหมคออนและโหมคออฟ โดยมีไฟเลี้ยงทรานซิสเตอร์ตามเกณฑ์ที่ต้องการขยาย ซึ่งสามารถปรับเพิ่มขึ้นตามความต้องการได้

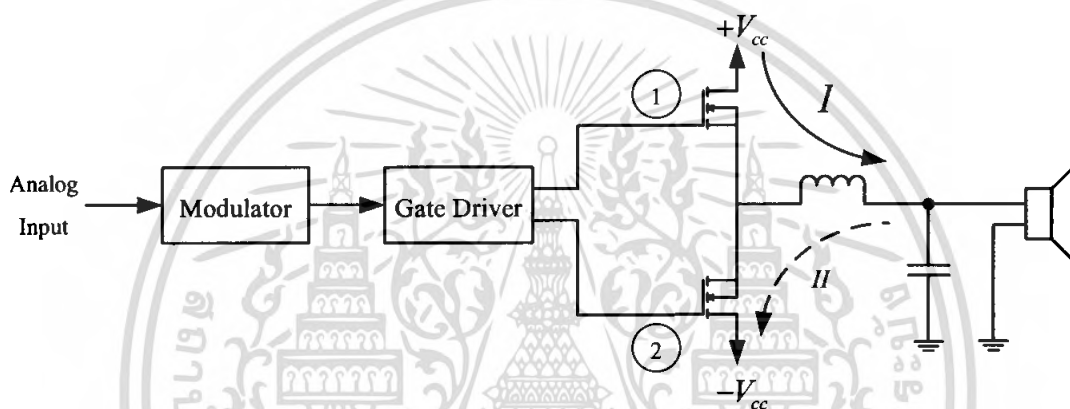
**วงจรลดทอนระดับสัญญาณ**

ทำหน้าที่ปรับระดับสัญญาณพัลส์ที่ผ่านการขยายกำลังจากคู่ทรานซิสเตอร์เฟด ให้มีระดับแรงดันที่เหมาะสมเพื่อป้อนกลับเข้าสู่วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเดลต้า-ซิกมา

## ประเภทการต่อทรานซิสเตอร์ในภาคกำลังขยายคลาสดี

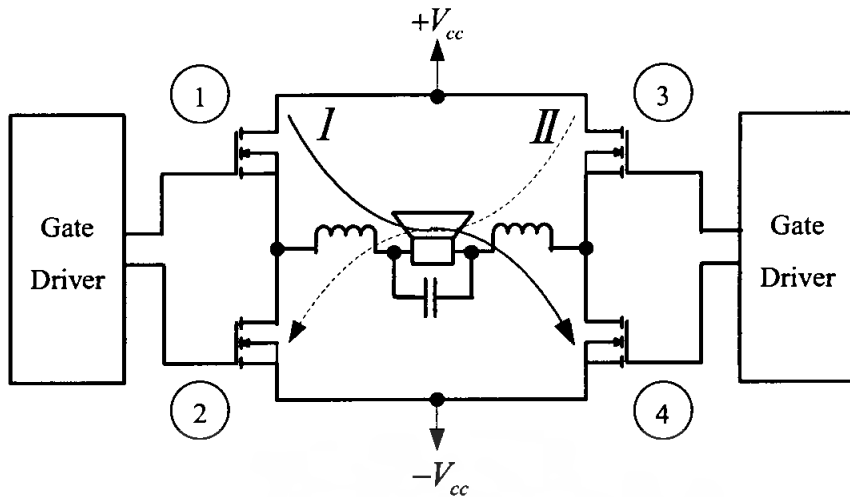
การขยายกำลังคลาสดีในการต่อทรานซิสเตอร์มี 2 รูปแบบ คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์(Half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (Full-bridge) ดังนี้

- แบบฮาล์ฟบริดจ์ เป็นการต่อทรานซิสเตอร์ในวงจรเพียงคู่เดียว ดังรูปที่ 2.35 โดยที่ทรานซิสเตอร์จะมีการทำงานตรงกันข้าม คือ ถ้าทรานซิสเตอร์ตัวบนอยู่ในโหมดคอน เปรียบเสมือนการ Short circuit ทรานซิสเตอร์ตัวล่างก็จะอยู่ในโหมดคอป เปรียบเสมือนการ Open circuit ระหว่างขาเดรนและขาซอร์ท ทำให้กระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง มอสเฟตด้านบน ( $+V_{CC}$ ) ออกสู่ลวดเหนี่ยวนำ และโหลดแล้วลงสู่กราวด์ ดังเช่นกระแส I ตามรูปที่ 2.35 ในทางตรงกันข้าม ถ้าทรานซิสเตอร์ ตัวบนอยู่ในโหมดคอป ตัวล่างอยู่ในโหมดคอน จะทำให้กระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมอสเฟตด้านล่าง ( $-V_{CC}$ ) ดังกระแส II



รูปที่ 2.35 การต่อทรานซิสเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ในการขยายกำลังคลาสดี

ซึ่งระหว่างโหมด I และ II นี้จะเป็นการทำงานที่สลับกันไปตามสัญญาณพัลส์ที่ควบคุมมาจากวงจรขับขาเกต (gate driver) ซึ่งกระแสไฟก็จะมีทิศสลับกันระหว่าง I และ II ดังนั้นจะต้องคำนึงถึงแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ต้องสามารถทนต่อพลังงานที่จะถูกขับออกมาจากวงจรขยายได้ เพราะเมื่อเอาต์พุตของวงจรขยายทำงานที่ความถี่ต่ำจะส่งผลทำให้แรงดันไฟเลี้ยงเกิดความผันผวน การต่อแบบฮาล์ฟบริดจ์นี้จะต้องมีการป้อนกลับ (Feedback) เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณที่ส่งออกมา



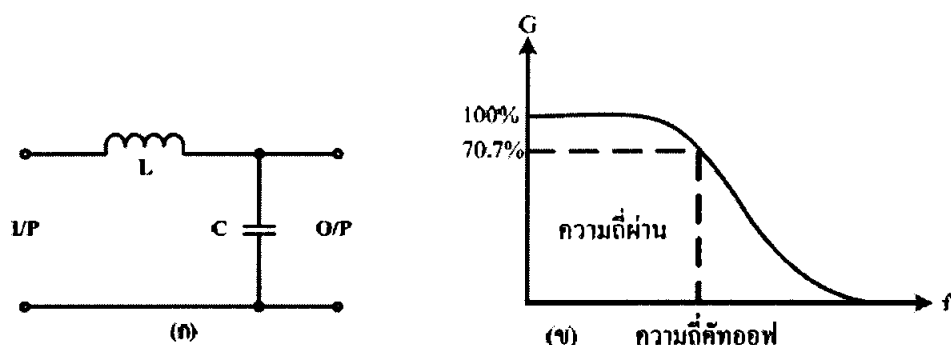
รูปที่ 2.36 การต่อทรานซิสเตอร์แบบพูลบริดจ์ในการขยายกำลังคลาสดี

- แบบพูลบริดจ์ เป็นการต่อทรานซิสเตอร์ 2 คู่ หรือเป็นการต่อแบบฮาร์ฟบริดจ์ 2 ส่วนร่วมกัน ดังรูปที่ 2.36 โดยมีการทำงานร่วมกันระหว่างฮาร์ฟบริดจ์ 2 ฝั่ง คือในช่วงเวลาเดียวกันจะมีทรานซิสเตอร์ทำงานในโหมดเดียวกันถึง 2 ตัว คือทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1, 4 จะทำงานในโหมดเดียวกัน และ 2, 3 ก็จะทำงานในโหมดเดียวกัน กล่าวคือ ถ้าตัวที่ 1, 4 อยู่ในโหมดออน ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 2, 3 ก็จะอยู่ในโหมดออฟ ทำให้กระแสทิศทางการไหลเหมือนกับกระแส I ดังในรูปที่ 2.36 ในทางตรงกันข้าม ถ้าทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1, 4 อยู่ในโหมดออฟ และตัวที่ 2, 3 อยู่ในโหมดออน จะทำให้กระแสทิศทางการไหลเหมือนกับ กระแส II ดังรูปที่ 2.36 แล้วก็จะเปลี่ยน โหมดการทำงานไปตามสัญญาณพัลส์ที่ควบคุมขาเกต ซึ่งการต่อแบบพูลบริดจ์จะไม่มีผลผลิตกำลังงาน คือ เข้าสู่แหล่งจ่าย แล้วยังสามารถกำจัดไฟตรงได้อีกด้วย จึงไม่จำเป็นต้องต่อสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งเหมาะสำหรับการขยายกำลังแบบลูเปิด (Open loop) แต่การต่อวงจรลักษณะนี้จะสิ้นเปลืองกว่าการต่อแบบฮาร์ฟบริดจ์เพราะใช้อุปกรณ์มากกว่า

## 2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดให้ความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนดไว้ผ่านได้ ถ้าความถี่สูงกว่าค่าความถี่ที่กำหนดไว้จะผ่านไม่ได้ โดยมีตัวเหนี่ยวนำต่ออันดับกับวงจรและมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจรตามรูปที่ 2.37ก. และได้คุณสมบัติของวงจรตามรูปที่ 2.32 ข.คุณสมบัติของวงจรเมื่อป้อนความถี่ต่ำเข้าวงจรตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $X_L$  ต่ำ ตัวเก็บประจุจะมีค่า  $X_C$  สูง ทำให้ความถี่ต่ำๆ ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้สะดวก จึงมีความถี่ออกเอาต์พุตได้มาก ไม่มีความถี่ถูกผ่านลงกราวด์ เมื่อค่อยๆปรับความถี่ให้สูงขึ้นเรื่อยๆ ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $X_L$  ค่อยๆ มากตัวเก็บประจุจะมีค่า  $X_C$  ค่อยๆ น้อยลงทำให้ความถี่ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้น้อยลง และตัวเก็บประจุก็ทำให้ความถี่ถูกกรองลงกราวด์ได้มากขึ้น ความถี่จะผ่านออกเอาต์พุตค่อยๆ ลดลงจนระดับความแรงของสัญญาณลดลงจากเดิมเหลือเพียง 70.7% หรือลดลงจากปกติเหลือน้อยกว่า -3dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

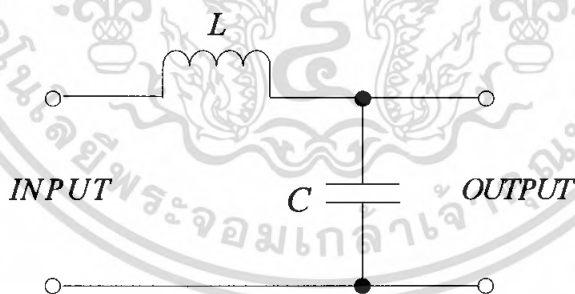


รูปที่ 2.37 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 2.37 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีตัวเหนี่ยวนำต่ออันดับกับวงจรและมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจรตามรูป ก. และได้คุณสมบัติของวงจรตามรูป ข. คุณสมบัติของวงจร เมื่อป้อนความถี่ต่ำเข้าวงจรตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $XL$  ต่ำ ตัวเก็บประจุจะมีค่า  $XC$  สูง ทำให้ความถี่ต่ำๆ ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้สะดวก จึงมีความถี่ออกเอาต์พุตได้มาก และไม่มีความถี่ผ่านลงกราวด์ เมื่อค่อยๆ ปรับความถี่ให้สูงขึ้นเรื่อยๆ ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $XL$  มากขึ้น และตัวเก็บประจุจะมีค่า  $XC$  น้อยลง ทำให้ความถี่ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้น้อยลง และตัวเก็บประจุก็ทำให้ความถี่ถูกกรองลงกราวด์ได้มากขึ้น ความถี่จะผ่านออกเอาต์พุต ลดลงจนระดับความแรงของสัญญาณลดลงจากเดิมเหลือเพียง 70.7% หรือลดลงจากปกติเหลือน้อยกว่า -3dB เรียกย่านนี้ว่าย่านความถี่คัทออฟ (Cut off frequency)

ชนิดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบ่งเป็น 3 แบบคือ

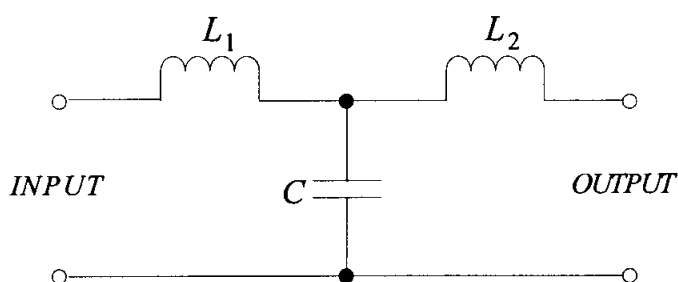
### 2.11.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอล



รูปที่ 2.38 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอล

เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเพียงอย่างละหนึ่งตัว จึงมีรูปแบบการต่อที่ง่ายสุด ซึ่งรูปวงจรคล้ายตัว “L” การต่อวงจรกรองความถี่แบบนี้ถ้าจะให้ประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อาจต่อวงจรมากกว่า 1 ชุด

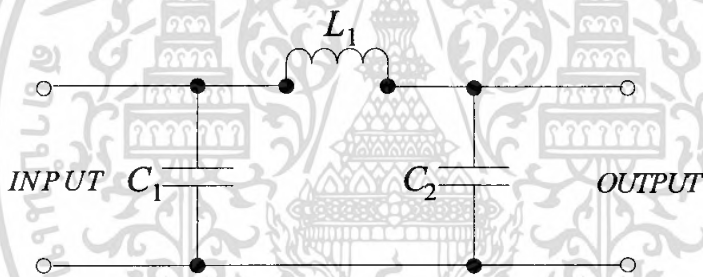
### 2.11.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดที



รูปที่ 2.39 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดที

การใช้ตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุ เพียงตัวเดียวไม่สามารถกำจัดสัญญาณความถี่สูงๆ ได้หมด ตรงจุดกัทออฟ ทำให้ความถี่สูงยังผ่านไปได้ จึงเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ เข้าไปในวงจรอีกตัวหนึ่งเพื่อทำให้ประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่นี้ดียิ่งขึ้น เมื่อต่อวงจรเรียบร้อยแล้วรูปวงจรคล้ายตัว “T” จึงเรียกวงจรกรองความถี่แบบนี้ว่าชนิดที การต่อวงจรกรองความถี่แบบนี้ถ้าจะให้ดียิ่งขึ้น อาจต่อวงจรมากกว่า 1 ชุด

### 2.11.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาย



รูปที่ 2.40 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาย

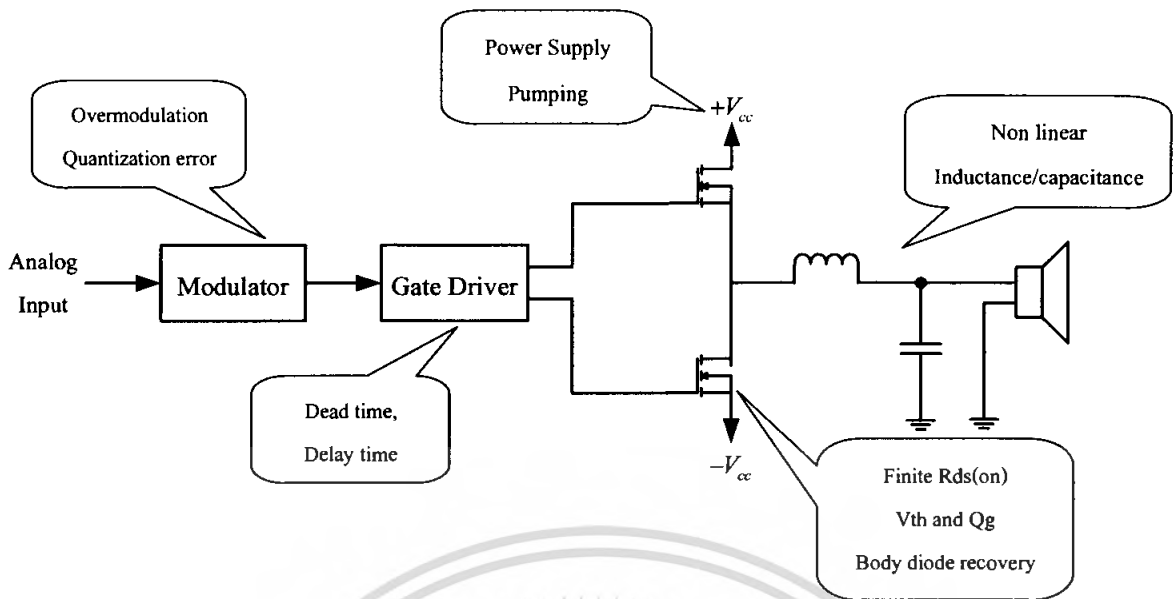
วงจรกรองความถี่แบบนี้จะใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัวต่อกันดังรูปที่ 2.40 จึงเรียกว่าเป็นแบบ “π” เพราะคล้ายตัว π นั่นเอง ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรดียิ่งขึ้นนิยมใช้เป็นวงจรกรองสัญญาณในวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Power supply) และวงจรเรกกูเลเตอร์ (Regulator) จะได้แรงดันออกเอาต์พุตที่เรียบและมีระดับแรงไฟกระเพื่อม (Ripple voltage) ลดลง ถ้าต้องการให้ประสิทธิภาพของวงจรดียิ่งขึ้น ทำได้โดยเพิ่มชุดกรองสัญญาณให้มากขึ้น

## 2.12 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรขยายคลาสดี

สาเหตุในการทำงานที่ไม่สมบูรณ์ของคลาสดี

แม้ว่าการทำงานของคลาสดีจะมีประสิทธิภาพสูง แต่ตามการขยายกำลังแบบคลาสดีที่เป็นวงจรที่ใช้งานจริง จะเกิดความไม่สมบูรณ์ของการใช้วงจรขึ้น แบ่งเป็นจุดต่างๆ ได้ 5 จุด ดังรูปที่ 2.41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.41 ตำแหน่งที่ทำให้การทำงานของกรวยขยายกำลังคลาสดีไม่สมบูรณ์

#### 1. จากการมอดูเลต

สัญญาณรบกวนจากข้อนี้จะเกิดขึ้นจากการควอนไทซ์สัญญาณซึ่งมักจะเกิดขึ้นเสมอๆในการมอดูเลตแบบพัลส์ สัญญาณรบกวนส่วนนี้อาจถูกขยายกำลังออกมากับส่วนเอาต์พุต ซึ่งจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบเดลต้า-ซิกมา จะช่วยลดสัญญาณรบกวนจากส่วนนี้ให้เหลือน้อยลง

#### 2. จากการเปลี่ยนโหมคการทำงาน

เกิดขึ้นจากไอซีที่ใช้ในวงจร ในโครงการนี้คือ ไอซี 4001 และ 4081 ซึ่งจะเป็นตัวที่สร้างพัลส์ 2 ช่องสัญญาณ โดยที่ช่องสัญญาณหนึ่งจะมีเฟสตรงกับสัญญาณอินพุต ส่วนอีกช่องหนึ่งจะกลับเฟสกัน  $180^\circ$  ดังนั้นจำเป็นต้องมีการหน่วงเวลาเพิ่มขึ้นจากการทำงานของไอซีทั้ง 2 เบอร์ ช่วงหน่วงเวลาจะมีการเหลื่อมล้ำกันของขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณพัลส์ทั้งสอง เรียกเวลาช่วงนี้ว่า ช่วงเวลาเดทไทม์ (Dead time)

#### 3. จากแหล่งจ่ายแรงดัน

จากวงจรขยายกำลังคลาสดี การทำงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงโดยตรง ดังนั้น ถ้าแหล่งจ่ายไม่คงที่จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตเกิดความผิดเพี้ยนและเกิดสัญญาณรบกวนขึ้น

#### 4. จากทรานซิสเตอร์

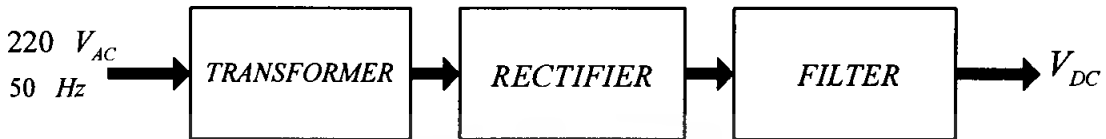
เป็นสาเหตุที่สำคัญของวงจรขยายกำลังชนิดนี้ ซึ่งทรานซิสเตอร์บางชนิดมีประสิทธิภาพยังไม่ค่อยสมบูรณ์ ไม่ว่าจะเนื่องมาจากอุณหภูมิภายในตัวทรานซิสเตอร์ ความต้านทานของขาเดรนและขาซอร์ทขณะการทำงานในโหมคออน ความต้านทานภายในของขาเกต หรือแม้แต่การรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลัง ซึ่งจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนไปจากอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5. จากวงจรกรองความถี่

เป็นอีกสาเหตุหนึ่งเช่นกันเพราะความไม่เป็นเชิงเส้นของหลอดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทำให้สัญญาณที่ออกมาเกิดความผิดเพี้ยนได้

### 2.13 แหล่งจ่ายแรงดัน (Power supply)



รูปที่ 2.42 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายแรงดัน

จากบล็อกไดอะแกรมสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสสลับขนาด  $220\text{ V}_{AC}$  ความถี่  $50\text{ Hz}$  จะถูกเหนี่ยวนำให้มีขนาดเล็กลงด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงนั้นจะเป็นไฟฟ้ากระแสสลับอยู่ จึงต้องผ่านวงจรเรียงกระแส (Rectifier) เพื่อทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงก่อน จากนั้นจะผ่านวงจรกรองกระแส (Filter) เพื่อทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มีความเรียบขึ้น

#### 2.13.1 หม้อแปลงไฟฟ้า

ในการเลือกใช้หม้อแปลงไฟฟ้ามีหลักการคือ จะต้องเลือกหม้อแปลงไฟฟ้าที่สามารถจ่ายแรงดันและกระแสได้เพียงพอกับการใช้งานจริง แต่ก็ไม่ควรที่จะเลือกหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่(จ่ายแรงดันและกระแสได้สูง)เกินความจำเป็น เพราะจะทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย

ดังนั้นในการเลือกหม้อแปลงไฟฟ้าให้มีขนาดพอดีกับงานที่ต้องการก็จะพิจารณาขนาดของแรงดันไฟกระแสตรง ( $V_o$ ) และกระแสไฟตรงสูงสุด ( $I_o$ ) ที่สามารถจ่ายให้โหลด(load)ได้ แล้วนำมากำหนดขนาดแรงดันและกระแสที่ใช้งาน

ข้อกำหนดทางไฟฟ้าสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้า คือ

1. ไม่เปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากเดิม
2. กำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิเท่ากับด้านทุติยภูมิ เช่น หม้อแปลงขนาด  $100\text{VA}$ ,  $20\text{V}/5\text{V}$  จะมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ  $20\text{ V}$  ส่วนด้านทุติยภูมิจะมีแรงเคลื่อนไฟฟ้า  $5\text{ V}$

#### 2.13.2 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่มาจากหม้อแปลงไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง หรือมีคุณสมบัติยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแก่ความต้านทานโหลด อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกันแพร่หลายทั่วไปได้แก่ ไดโอด โดยวงจรเรียงกระแสที่นิยมใช้ในทางปฏิบัติจริงมี 2 ชนิด คือ

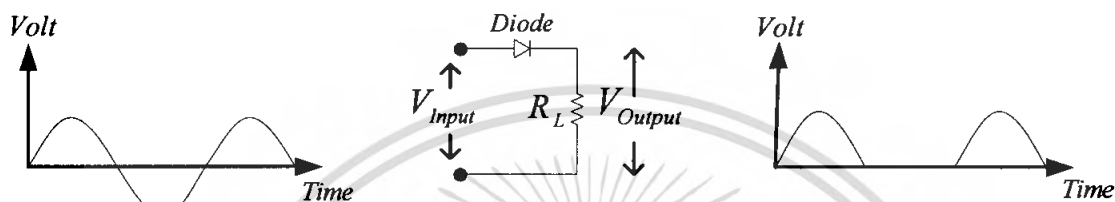
1. Center-tapped Full wave rectifier
2. Full wave bridge rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังมีวงจรเรียงกระแสอีกชนิดหนึ่ง คือ Half wave rectifier แต่ไม่ค่อยนิยมนำมาใช้งาน แม้ว่าค่าใช้จ่ายจะต่ำกว่า แต่ก็ให้ประสิทธิภาพที่ต่ำมาก

### วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

เมื่อต่อวงจรไดโอดอนุกรมกับตัวต้านทานโหลดตามวงจรรูปที่ 2.43 และป้อนกระแสสลับเข้าที่อินพุตของวงจร ซึ่งไฟฟ้ากระแสสลับข้อมให้ค่าแรงดันได้ทั้งบวกและลบสลับกันไป แต่เมื่อสมมติให้ไดโอดชนิดอุดมคติ วงจรข้อมให้กระแสไฟฟ้าผ่านไปที่มีความต้านทานโหลดเฉพาะครึ่งสัญญาณแรงดันที่เป็นบวก ดังนั้นแรงดันที่ปรากฏร้อมความต้านทานโหลดจึงมีค่าเฉพาะครึ่งคลื่นที่เป็นบวกเท่านั้น

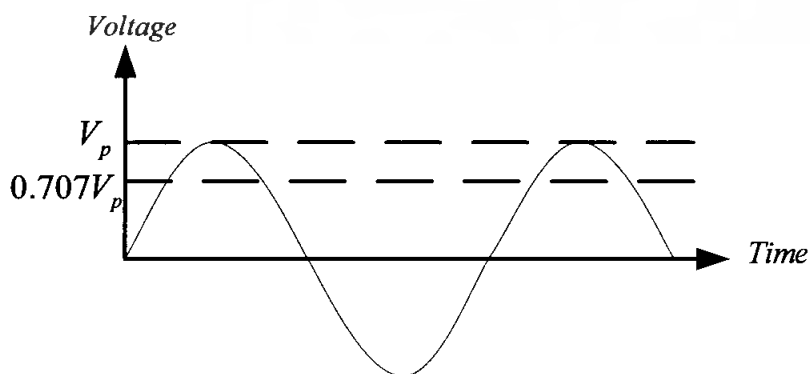


รูปที่ 2.43 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

จากรูปที่ 2.43 มีการทำงานดังนี้คือ ในระหว่างครึ่งลบของสัญญาณ ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลในวงจร แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_L$  จึงมีค่าเป็นศูนย์ และเมื่อแรงดันครึ่งบวกเข้ามาไดโอดจะถูกไบอัสตรง ทำให้มีกระแสไหลในวงจร เกิดแรงดันคร่อมตัวต้านทานตามลักษณะสัญญาณอินพุต ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่โหลดจึงมีค่าเป็นสัญญาณรูปคลื่นครึ่งไซเคิล (Cycle) ที่เรียกว่า ฮาล์ฟเวฟ (half wave)

โดยทั่วไปในขณะที่อ่านค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้ค่า 220 โวลต์นั้น ค่าที่อ่านได้นี้เป็นค่าที่เรียกว่า ค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.707 เท่าของแรงดันไฟสูงสุด (Peak voltage) ดังนั้นค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุด  $V_p$  ของไฟสลับ 220 โวลต์ หาได้จากค่า  $220/0.707$  หรือมีค่าประมาณ 310 โวลต์ ดังสมการที่ (2.59)

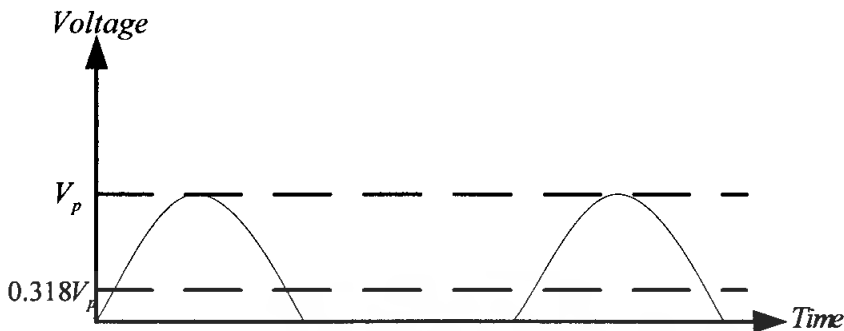
$$V_p = \frac{V_{rms}}{0.707} \quad (2.59)$$



รูปที่ 2.44 ลักษณะของสัญญาณแรงดันรูปไซน์ แสดงให้เห็นถึงค่าอาร์เอ็มเอส (rms) และค่าสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันไฟตรงที่วัดได้จะมีค่าเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณทั้งหมด ซึ่งวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นจะให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเพียง  $0.318$  เท่าของแรงดันสูงสุด หรือ  $V_{DC} = 0.318 V_p$



รูปที่ 2.45 สัญญาณครึ่งคลื่นแสดงค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันไฟฟ้าสูงสุด

วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นจะดึงกำลังงานเข้าไปยังโหลดได้แต่เพียงครึ่งไซเคิลที่เป็นบวก ดังนั้นวงจรจึงมีข้อจำกัดในเรื่องของการจ่ายกระแสไปยังโหลดด้วย เหตุผลนี้วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นจึงใช้เป็นวงจรที่จ่ายกระแสให้โหลดที่มีจำนวนไม่มากเกินไป

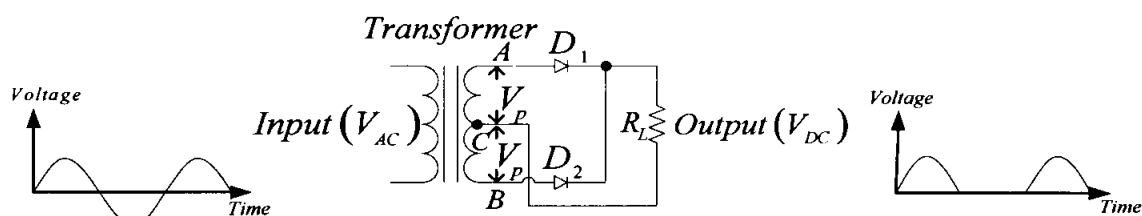
ข้อเสียอีกประการหนึ่งของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นคือ วงจรจะจ่ายกระแสทีละครึ่งคลื่น ดังนั้นหม้อแปลงไฟฟ้าที่จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจะมีค่ากระแสไหลเป็นช่วงๆ ด้วย จึงเป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงต่ำลง เนื่องจากเกิดการอิ่มตัวในแกนเหล็กของหม้อแปลงได้ง่าย

ค่าแรงดันสูงสุดในขณะที่ไดโอดถูกไบอัสกลับ วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นจะมีค่าแรงดันไบอัสกลับตกรวมไดโอดสูงสุดเท่ากับแรงดันสูงสุดของไฟฟ้ากระแสสลับ การเลือกไดโอดต้องเลือกให้ไดโอดสามารถทนแรงดันสูงสุดในภาวะที่ไดโอดไม่นำกระแสได้ เพื่อให้ไดโอดเกิดการเสียหาย

นอกจากนี้ยังมีข้อเสียอีกคือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีการกระเพื่อม (Ripple) สูงมาก คือ บางส่วนของสัญญาณเอาต์พุตจะไม่มีแรงดันปรากฏออกมา บางส่วนจะมีแรงดันปรากฏ ซึ่งดูเหมือนว่าเอาต์พุตจ่ายไฟในลักษณะที่เป็นพัลส์ (pulse)

#### วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้อเสียของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นสามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งใช้ไดโอดอย่างน้อยสองตัวอยู่ในวงจร เพื่อให้ไดโอดเกิดการนำกระแสในแต่ละครึ่งคลื่นของไฟฟ้ากระแสสลับ ไดโอดทั้งสองตัวจึงทำหน้าที่เห็นตัวจ่ายกระแสให้กับความต้านทานโหลดตัวละครึ่งคลื่น แต่ต้องจ่ายในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสามารถจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงได้เรียบและสูงกว่าแบบครึ่งคลื่นด้วย



รูปที่ 2.46 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

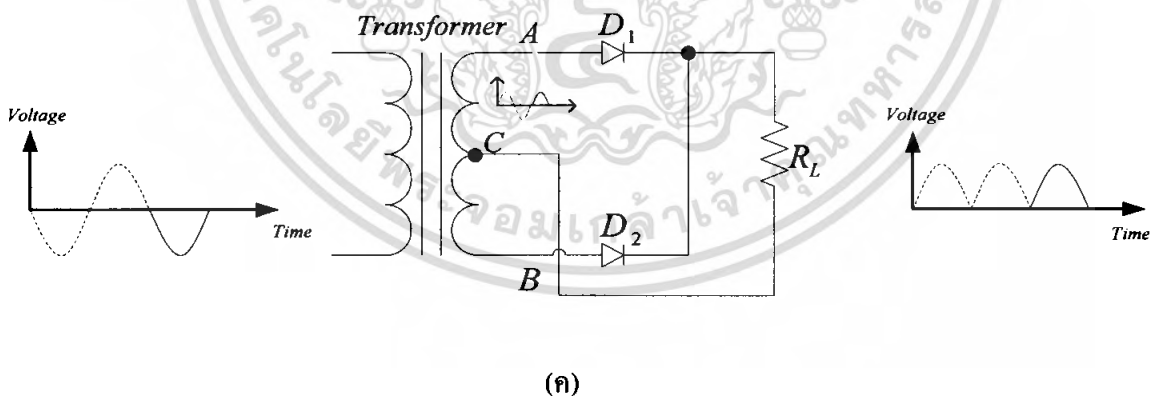
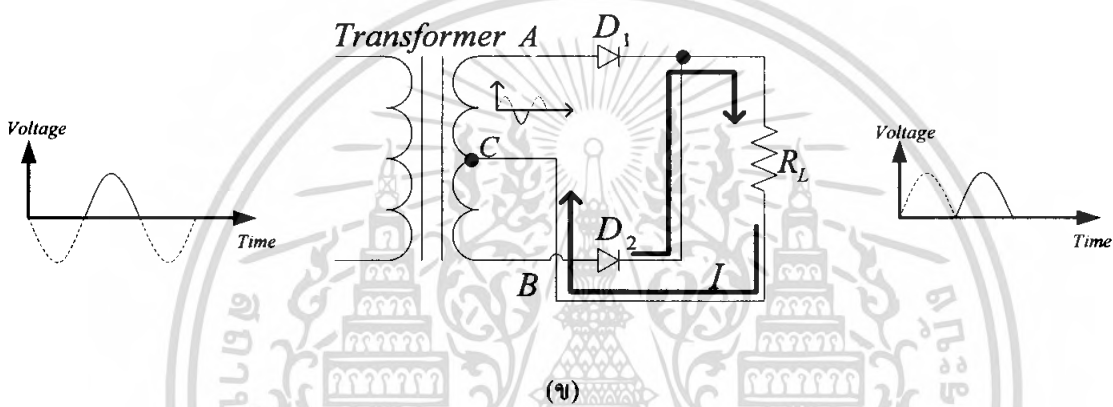
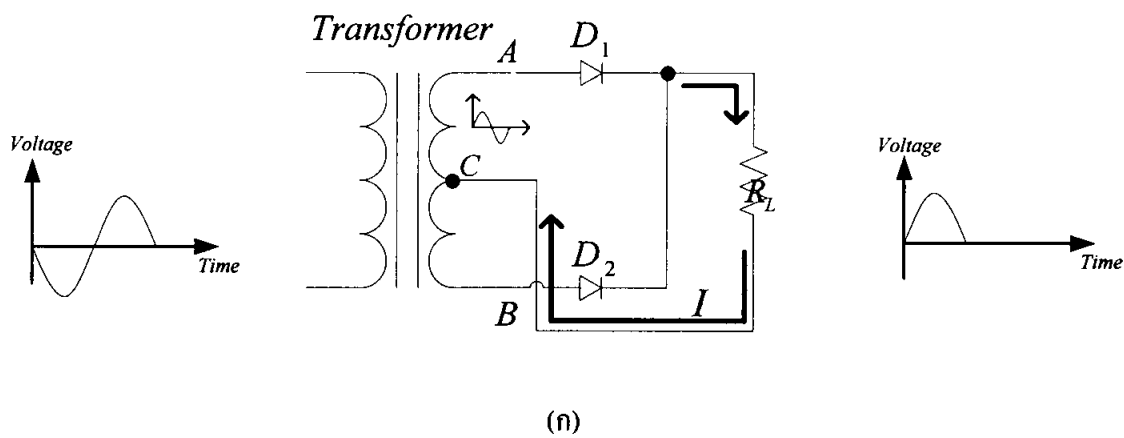
จากรูปที่ 2.46 เมื่อมีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับป้อนเข้ามาทางด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า จะเกิดแรงดันขึ้นทางด้านขดลวดทุติยภูมิ คือขั้ว A และ B เนื่องจากจุด C เป็นจุดกึ่งกลางของขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าครึ่งหนึ่งจึงเกิดขึ้นที่ขั้ว AC และอีกครึ่งหนึ่งจะปรากฏที่ขั้ว CB และแรงดันระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะมีเฟสตรงข้ามกันคือ ต่างเฟสกัน  $180^\circ$

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีการทำงานดังนี้คือ เมื่อพิจารณาแรงดันที่ขั้ว AC และ CB จะเห็นว่าแรงดันทั้งสองต่างเฟสกัน  $180^\circ$  จึงทำให้เกิดการนำกระแสของไดโอดที่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.47 ระหว่างแรงดันไฟฟ้าครึ่งสัญญาณที่เป็นลบเข้าที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ทางด้านขดลวดทุติยภูมิก็จะเกิดศักดาไฟฟ้าที่จุด A มีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับศักดาไฟฟ้าที่จุด B และศักดาไฟฟ้าที่จุด C มีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับศักดาไฟฟ้าที่จุด B หรือศักดาที่ B จะมีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับ C นั่นเอง ดังนั้นไดโอด  $D_1$  จะนำกระแสได้ ส่วนไดโอด  $D_2$  จะไม่นำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่าน  $D_1$  ดังรูปที่ 2.47 (ก) ดังนั้นจะเกิดแรงดันคร่อมโหลดตามจำนวนของกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานโหลดเกิดเป็นแรงดันครึ่งลูกทางบวก

ระหว่างแรงดันไฟในครึ่งคลื่นต่อมาคือ เมื่อครึ่งไฟบวกที่อินพุตทางด้านปฐมภูมิ ศักดาไฟฟ้าที่จุด B จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับ A หรือ C และศักดาไฟฟ้าที่ C จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด A ดังนั้นไดโอด  $D_2$  จะนำกระแสไฟฟ้าได้ ส่วนไดโอด  $D_1$  จะไม่นำกระแสไฟฟ้า เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าขึ้นในวงจรดังรูปที่ 2.47 (ข) ค่าแรงดันเอาต์พุตจะได้อีกครั้งคลื่นทางบวก การไหลของกระแสผ่านตัวต้านทาน  $R_L$  จะไหลไปในทิศทางเดียวกันกับในตอนแรก

ดังนั้นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตทุกครึ่งคลื่นของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น 0.637 เท่าของแรงดันสูงสุด ดังสมการที่ (2.60)

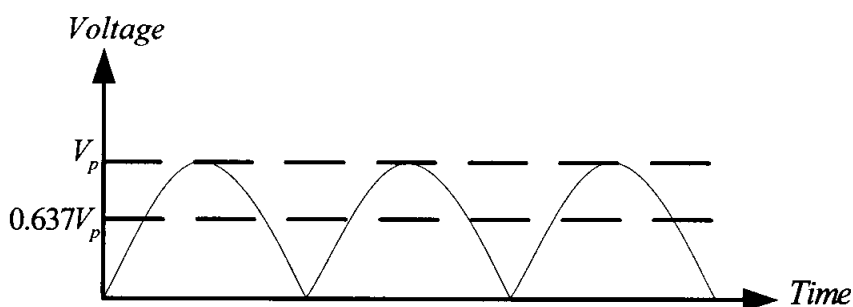
$$\begin{aligned} V_{DC(\text{full wave})} &= 0.637V_p \\ &= 2V_{DC(\text{half wave})} \end{aligned} \quad (2.60)$$



รูปที่ 2.47 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในแต่ละช่วงเวลา  
เมื่อเขียนความสัมพันธ์ของแรงดัน DC กับแรงดัน rms จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{DC (full\ wave)} &= \frac{2\sqrt{2}V_{rms}}{\pi} \\
 &= 0.637\sqrt{2}V_{rms} \\
 &= 0.901V_{rms}
 \end{aligned}
 \tag{2.61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

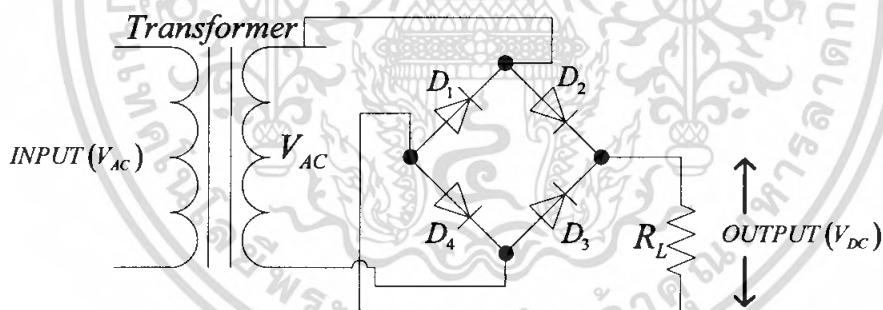


รูปที่ 2.48 ลักษณะของสัญญาณเต็มคลื่นแสดงระดับไฟฟ้ากระแสตรง

ในขณะที่ไดโอด  $D_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_2$  จะไม่นำกระแส แรงดันที่ตกคร่อม  $D_2$  สูงสุดจะมีค่าประมาณเท่ากับแรงดันสูงสุดที่ขั้ว AB ของหม้อแปลงไฟฟ้าหรือประมาณ  $2V_p$  ดังนั้นในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนแรงดันไฟไบอัสกลับสูงสุดได้ถึงสองเท่าของแรงดันสูงสุด  $V_p$

#### วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

วงจรเรียงกระแสที่ให้สัญญาณออกเป็นรูปเต็มคลื่นอีกแบบหนึ่งก็คือวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะต่อเข้ากับสองมุมของวงจรบริดจ์ และสัญญาณเอาต์พุตจะถูกนำออกที่สองมุมที่เหลือ ดังรูปที่ 2.49

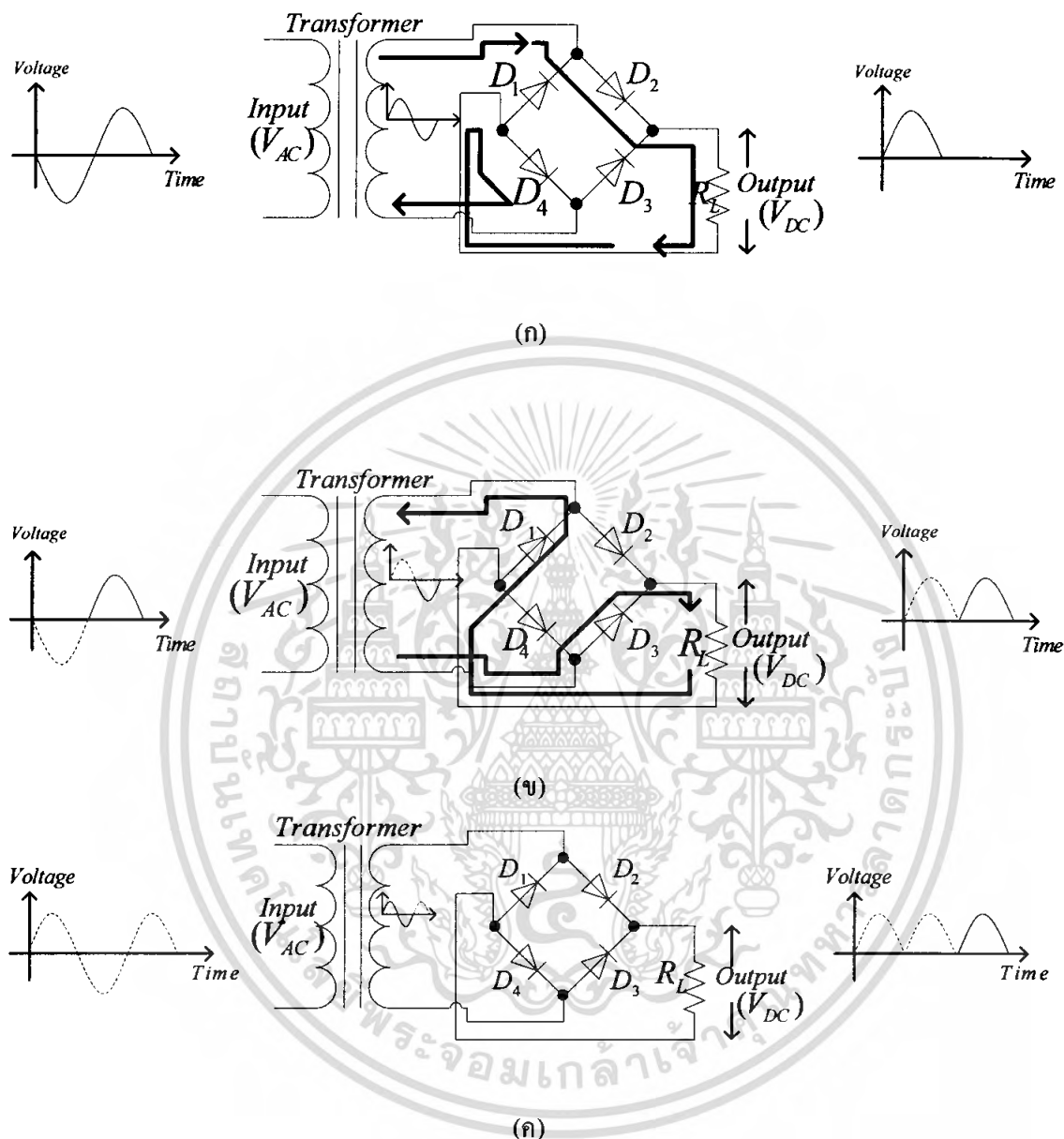


รูปที่ 2.49 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ในแต่ละครึ่งคลื่นของวงจรอินพุต สมมติว่าขั้วบนของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเป็นบวก และขั้วล่างมีค่าเป็นลบ หรือครึ่งคลื่นลบถูกป้อนเข้าทางขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ไดโอด  $D_2$  และ  $D_4$  จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง ดังนั้นกระแสจึงไหลครบวงจร จากขั้วบนของหม้อแปลงไฟฟ้าผ่านไดโอด  $D_2$  ความต้านทานโหลด ไดโอด  $D_4$  แล้วกลับเข้าขั้วล่างของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.50 (ก) และเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนข้างมาเป็นบวกที่ขั้วล่าง และเป็นลบที่ขั้วบนของขดลวดทุติยภูมิ การนำกระแสของไดโอดจะเป็นไปโดยเริ่มจากจุดล่างของหม้อแปลงไฟฟ้าผ่านไดโอด  $D_3$  ความต้านทานโหลด ไดโอด  $D_1$  กลับเข้าขั้วบนของหม้อแปลงไฟฟ้า ทิศทางแรงดันคร่อมโหลดจะมีทิศทางเดียวกันกับตอนแรกคือ มีทิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บวกอยู่ข้างบน ดังนั้นการนำกระแสของไดโอดจะเกิดสลับกันทีละสองตัว คือ  $D_2$  กับ  $D_4$  และ  $D_1$  กับ  $D_3$ , ดังรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ในแต่ละช่วงเวลา

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่โหลดสามารถหาได้จาก

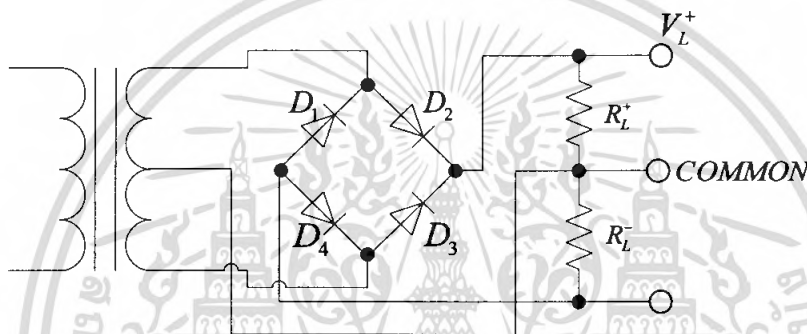
$$\begin{aligned}
 V_{DC(\text{full wave})} &= 0.637V_p \\
 &= 0.637\sqrt{2}V_{rms}
 \end{aligned}
 \tag{2.62}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดหม้อแปลงไฟฟ้าให้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ วงจรสามารถทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าได้เป็นสองเท่าของวงจรเต็มคลื่นแบบมีแท็ปกึ่งกลางขดลวดทุติยภูมิ ทั้งนี้เป็นเพราะแรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงทั้งหมดไม่มีการแบ่งครึ่งแต่จะป้อนเข้ายังวงจรบริดจ์ได้โดยตรง จึงทำให้  $V_p$  ของวงจรบริดจ์มีค่าเป็นสองเท่าของหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีแท็ปกึ่งกลาง

เมื่อพิจารณาขณะที่ไดโอดบางตัวถูกไบอัสกลับ สมมติว่าไดโอด  $D_2$  และ  $D_4$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  และ  $D_3$  ไม่นำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  จะมีค่ามากที่สุดได้เพียงค่า  $V_p$  ซึ่งมีค่าน้อยกว่าวงจรเต็มคลื่นแบบหม้อแปลงมีแท็ปกึ่งกลาง ซึ่งเป็นข้อดีอีกประการหนึ่งที่ไดโอดที่ใช้ไม่ต้องให้ทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงมากเกินไ้หนัก ทนแรงดันได้  $V_p/2$  ก็พอเพียง

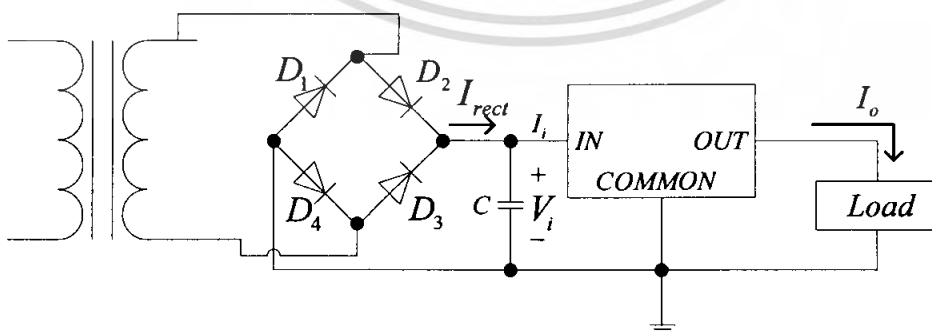
หากต้องการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแรงดันคู่(Dual power supply) ก็สามารถใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่มีแท็ปกึ่งกลางหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.51



รูปที่ 2.51 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่มีแท็ปกึ่งกลางหม้อแปลงไฟฟ้า

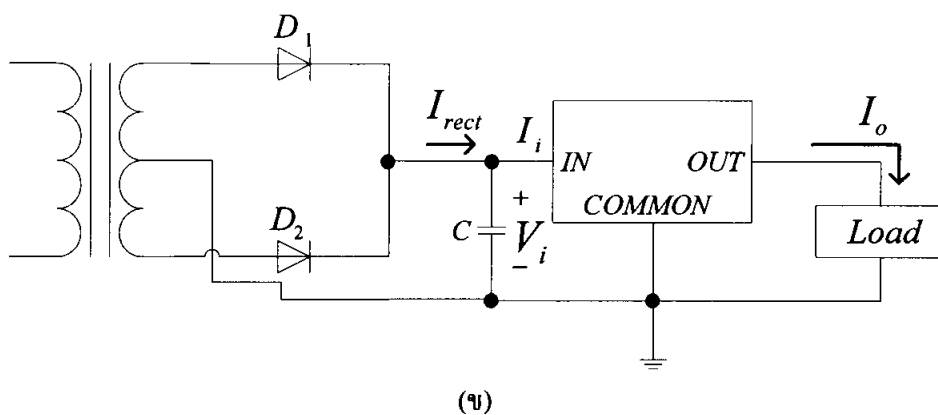
### 2.13.3 วงจรกรองกระแส

วงจรกรองกระแสมีหน้าที่ทำให้กระแสมีความเรียบขึ้น ที่นิยมและได้ผลดี ก็เป็นวงจรเรียงกระแสที่ใช้โครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งจะต่ออยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแสและวงจรรักษาระดับแรงดัน



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



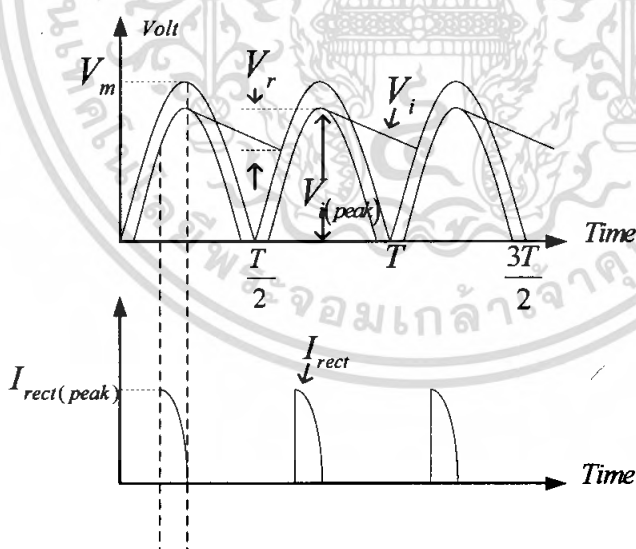
รูปที่ 2.52 วงจรกรองกระแสที่ใช้โครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ

จากวงจร รูปที่ 2.52 (ก) และ (ข) ในการเลือกค่าตัวเก็บประจุ จะต้องพิจารณาค่าแรงดัน  $V_{i(peak)}$  ซึ่งหาได้จากสมการ

$$V_{i(peak)} = V_m - V_{rect} \quad (2.63)$$

จากรูปที่ 2.53

$V_m$  = Peak Voltage at the transformer Secondary  
 $V_{rect}$  = One or two forward diode drop (แปรตามชนิดของวงจรเรียงกระแส)  
 $V_r$  = Ripple Voltage



รูปที่ 2.53 ผลที่ได้จากวงจรกรองกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาขนาดของ  $V_r$  นี้ได้จากสมการพื้นฐานคือ

$$V = \frac{1}{c} \int i_c dt \quad (2.64)$$

$$dV = \frac{ic}{c} dt \quad (2.65)$$

เมื่อ  $dV = V_r = \text{Ripple Voltage}$

$$i_c = i = i_l = i_o + i_o \approx i_o$$

และ  $dt = \text{Capacitor Discharge Interval}$

จากกราฟจะเห็นได้ว่า  $dt \approx \frac{T}{2}$  เมื่อ  $T = \frac{1}{f}$  ดังนั้น

$$V_r \approx \frac{I_o}{2fc} \quad (2.66)$$

โดย  $V_r = \text{Ripple Voltage}$

$I_o = \text{Regulator Output Current}$

$f = \text{Line Frequency}$

วงจรเรียงกระแสจะจ่ายกระแส ( $I_{rect}$ ) ในช่วง Conduction time ( $T_{cond}$ ) เท่านั้น ซึ่งค่าเวลา  $T_{cond}$  สามารถหาได้จาก

$$T_{cond} = \frac{\theta}{360^\circ} T \quad (2.67)$$

เมื่อ  $\theta$  คือ มุมนำกระแส (Conduction Angle) หาได้จาก

$$\theta = \cos^{-1} \frac{V_{i(peak)} - V_r}{V_{i(peak)}} \quad (2.68)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$I_{rect(peak)} \approx \frac{360^\circ}{\theta} I_o \quad (2.69)$$

จากสมการที่ได้มาทั้งหมดเหล่านี้ ทำให้เราสามารถกำหนดค่า  $C$  ที่เหมาะสมได้จาก

$$C \approx \frac{I_o}{V_r} \left( \frac{T}{2} - T_{cond} \right) \quad (2.70)$$

## 2.14 วงจรรักษาระดับแรงดัน

วงจรรักษาระดับแรงดันมีหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้โหลดมีค่าคงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาพโหลด โดยทั่วไปสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบต่ออนุกรม และแบบสวิตชิ่ง

วงจรรักษาระดับแรงดันแบบต่ออนุกรม จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้โดยการใช้ตัวเปรียบเทียบแรงดันกับแรงดันเอาต์พุตที่ย้อนกลับมา ส่วนวงจรรักษาระดับแรงดันแบบสวิตชิ่งนั้นจะทำงานในลักษณะ On-off ก็จะต้องผ่านวงจรกรองกระแส เพื่อกรองกระแสให้เรียบเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ทำได้โดยการปรับค่าเวลาการ on ( $t_{on}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรักษาระดับแรงดันแบบต่ออนุกรมใช้ไอซีทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดัน โดยทั่วไปในปัจจุบันไม่ว่าจะเป็นไอซีตระกูล 78XX (Three terminal positive voltage Regulator) หรือ 79XX (Three terminal negative voltage Regulator) ตลอดจนไอซีตระกูล Adjustable Regulator

### ไอซี Voltage Regulator

ไอซี Voltage Regulator เป็นที่นิยมนำมาใช้กันมาก เนื่องจากใช้งานง่ายและมีราคาไม่แพงมาก อีกทั้งยังมีวงจรป้องกันความเสียหายภายในตัวไอซีเป็นส่วนใหญ่ นอกจากนี้ยังมีหลายประเภทไว้ให้เลือกเพื่อความเหมาะสมในการใช้งาน

#### Tree-terminal Fixed voltage Regulators

เป็นไอซีที่ให้แรงดันออกมากที่ โดยประกอบด้วย 3 ขา คือ Unregulated input , Regulated output และ Common หรือ Ground

ไอซี ชนิดนี้สามารถจำแนกได้ 2 ประเภท คือ

1. Positive fixed Voltage Regulators จะขึ้นต้นด้วย 78XX โดยที่ XX นี้ หมายถึง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านการ Regulated เช่น 7805 จะให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงออกมากที่ 5 โวลต์
2. Negative fixed Voltage Regulators จะขึ้นต้นด้วย 79XX โดยที่ XX นี้ หมายถึง แรงดันไฟลบที่ผ่านการ Regulated แล้ว

สำหรับรูปร่างของ ไอซี ชนิดนี้จะมีอยู่ 2 แบบ ถ้าเป็นไอซีที่จ่ายกระแสได้ประมาณ 1 แอมป์ ตัวไอซี จะเป็น T<sub>0</sub>-220 Package แต่ถ้าจ่ายกระแสได้สูงกว่านั้น ตัวไอซีจะมีรูปร่างเป็น T<sub>0</sub>-3 Package ทั้ง 2 แบบนี้ต้องติดแผ่นระบายความร้อนให้กับตัวไอซีด้วย

ถ้าไอซีที่จ่ายกระแสได้ต่ำกว่า 1 แอมป์ ก็จะมีรูปร่างเล็กลงไปด้วย ซึ่งผู้ผลิตจะไม่มีเตรียมสำหรับยึดตัวไอซีเข้ากับแผ่นระบายความร้อน เนื่องจากเกิดความร้อนขึ้นไม่มาก แต่เราก็ไม่ค่อยนำมาใช้มากนัก เนื่องจากจ่ายกระแสได้ต่ำ

## 2.15 การตรวจสอบคุณภาพของวงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสดี แบบเดคต้า-ซิกมา

การวัดคุณภาพของโครงการนี้ จะตรวจวัดจากค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมและค่าประสิทธิภาพของวงจร โดยค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมจะต้องมีค่าต่ำและค่าประสิทธิภาพจะต้องมีค่าสูง จึงจะถือได้ว่าวงจรขยายกำลังนั้นมีคุณภาพที่ดี

### 2.15.1 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD)

เป็นค่าที่บอกถึงการนำสัญญาณไซน์รูปสมบูรณ์ (Pure sinusoidal wave) ป้อนเข้าสู่การขยายกำลังงาน แล้วสังเกตมีความถี่ของสัญญาณอื่นที่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ข่าวสาร หรือเรียกว่าความถี่ฮาร์มอนิกเกิดขึ้นที่เอาต์พุตหรือไม่ เพราะสัญญาณฮาร์มอนิกเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการเนื่องจากเมื่อรวมกับสัญญาณข่าวสารเดิมจะทำให้รูปสัญญาณผิดไป ค่า THD สามารถคำนวณได้ตามสมการ (2.71) แล้วคูณ 100 เพื่อทำเป็นหน่วยเปอร์เซ็นต์

$$THD = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}{V_1^2} \times 100\% \quad (2.71)$$

เมื่อ  $V_1$  คือ ค่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร

$V_n$  คือ ค่าขนาดสัญญาณฮาร์มอนิกที่  $n$

### 2.15.2 ประสิทธิภาพของวงจร (Efficiency)

เป็นค่าประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังในจุดที่ให้สัญญาณเอาต์พุต คำนวณได้ตามสมการ(2.72)

$$\eta = \frac{P_{RF(out)}}{P_{DC(in)}} \times 100\% \quad (2.72)$$

เมื่อ  $\eta$  คือ ประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลัง (เปอร์เซ็นต์)

$P_{RF(out)}$  คือ กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการขยายกำลัง (W)

$P_{DC(in)}$  คือ กำลังงานที่แหล่งจ่ายไฟป้อนให้วงจรขยายกำลัง (W)



### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

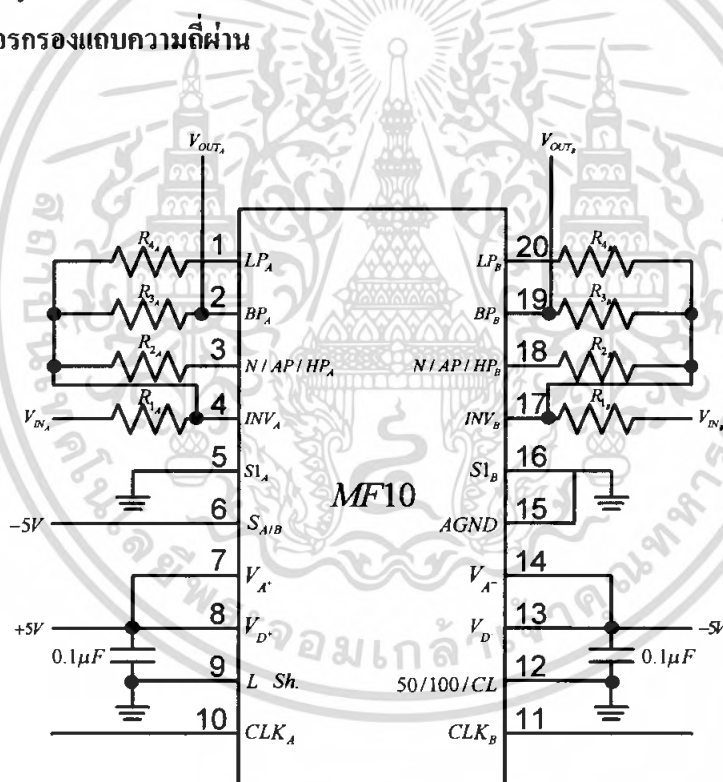
#### 3.1 อีควอไลเซอร์

โครงการนี้ได้ทำการออกแบบอีควอไลเซอร์ ให้มีการทำงานทั้งหมด 5 ย่านความถี่ ดังนี้

- ย่านความถี่แรก กรองแถบความถี่ผ่านที่ 0.050-0.150 kHz
- ย่านความถี่ที่สอง กรองแถบความถี่ผ่านที่ 0.158-0.473 kHz
- ย่านความถี่ที่สาม กรองแถบความถี่ผ่านที่ 0.500-1.500 kHz
- ย่านความถี่ที่สี่ กรองแถบความถี่ผ่านที่ 1.600-4.800 kHz
- ย่านความถี่ที่ห้า กรองแถบความถี่ผ่านที่ 5.000-16.000 kHz

โดยทั้ง 5 ย่านความถี่นั้น เราจะใช้อีซี MF10 ในโหมดการทำงานที่ 3 เพื่อออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังรูปที่ 3.1

#### 3.1.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 3.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

สมการคำนวณที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน มีดังนี้

$$f_c = f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_o$  คือ ความถี่กลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

$f_{CLK}$  คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $Q$  คือ ค่า Quality factor

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (3.3)$$

เมื่อ  $H_{OBP}$  คือ อัตราการขยายของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากสมการที่ (3.1) – (3.3) เราคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในตารางที่ 3.1

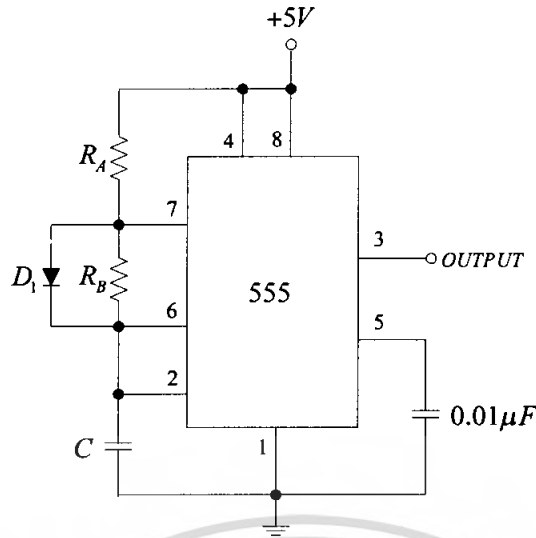
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

Frequency(kHz)	Parameter				
	$f_{CLK}$ (kHz)	$R_1$ (k $\Omega$ )	$R_2$ (k $\Omega$ )	$R_3$ (k $\Omega$ )	$R_4$ (k $\Omega$ )
0.05-0.150	10	1	1	1	1.3
0.158-0.473	31.5	1	1	1	1.3
0.500-1.500	100	1	1	1	1.3
1.600-4.800	315	1	1	1	1.3
5.000-16.000	1000	1	1	1	1.3

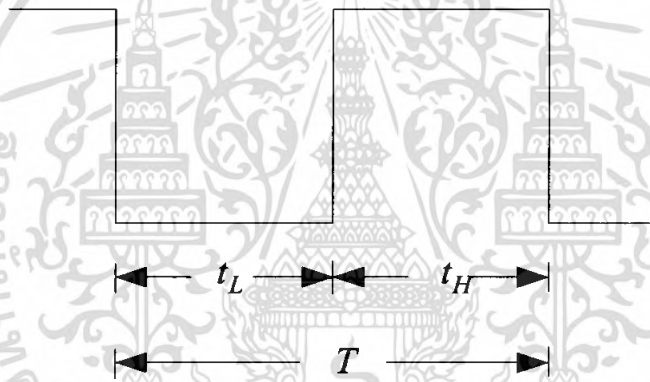
### 3.1.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

ในส่วนของวงจรกรองแถบความถี่ ดังที่กล่าวมาข้างต้นแล้วนั้น เราจะต้องมีการสร้างสัญญาณนาฬิกา เพื่อป้อนให้กับไอซี MF10 ซึ่งความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้จะมีทั้งหมด 5 ความถี่เช่นกัน ดังนี้

- สัญญาณนาฬิกาความถี่ 10 kHz ใช้ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 0.050-0.150 kHz
- สัญญาณนาฬิกาความถี่ 31.5 kHz ใช้ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 0.158-0.473 kHz
- สัญญาณนาฬิกาความถี่ 100 kHz ใช้ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 0.500-1.500 kHz
- สัญญาณนาฬิกาความถี่ 315 kHz ใช้ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 1.600-4.800 kHz
- สัญญาณนาฬิกาความถี่ 1000 kHz ใช้ป้อนให้กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 5.000-16.000 kHz



รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 3.3 สัญญาณนาฬิกาในทางทฤษฎี

สมการคำนวณที่ใช้ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา มีดังนี้

$$Duty\ Cycle = \frac{t_L}{T} \tag{3.4}$$

$$t_L = 0.693R_B C \tag{3.5}$$

$$t_H = 0.693(R_A + R_B)C \tag{3.6}$$

$$T = t_H + t_L = 0.693(R_A + 2R_B)C \tag{3.7}$$

$$f = \frac{1}{0.693(R_A + 2R_B)C} \tag{3.8}$$

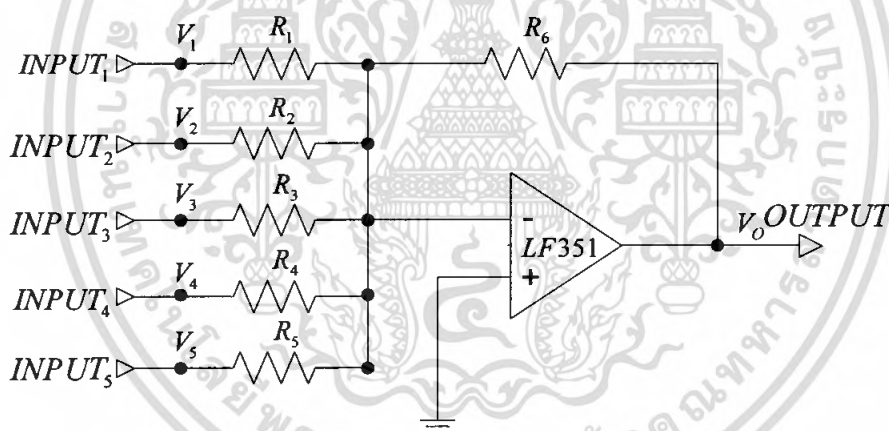
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.4) - (3.8) เราคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ดังแสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

Frequency(kHz)	Parameter			
	$C(pF)$	$R_A(K\Omega)$	$R_B(K\Omega)$	Duty cycle
10	565	5	125	49.02%
31.5	180	5	125	49.02%
100	56	5	125	49.02%
315	90	1	25	49.02%
1000	28	1	25	49.02%

### 3.1.3 วงจรขยายผลรวมแบบกลับเฟส (Inverting summing amplifier)



รูปที่ 3.4 วงจรขยายผลรวมแบบกลับเฟส

วงจรขยายผลรวมแบบกลับเฟสเป็นวงจรขยายกลับเฟสใช้ในกรณีพิเศษ วงจรชนิดนี้จะให้เฟสของสัญญาณที่เอาต์พุตตรงกันข้ามกับอินพุต แต่แรงดันที่ได้ที่เอาต์พุตจะมีค่าเทียบเท่ากับผลบวกทางพีชคณิตของผลที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตแต่ละอินพุต โดยจากรูปที่ 3.4 เราสามารถหาค่า  $V_O$  ได้ดังนี้

$$V_O = - \left\{ \left( \frac{R_6}{R_1} \right) V_1 + \left( \frac{R_6}{R_2} \right) V_2 + \left( \frac{R_6}{R_3} \right) V_3 + \left( \frac{R_6}{R_4} \right) V_4 + \left( \frac{R_6}{R_5} \right) V_5 \right\} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 และ สมการที่ (3.9) กำหนดใช้ค่า

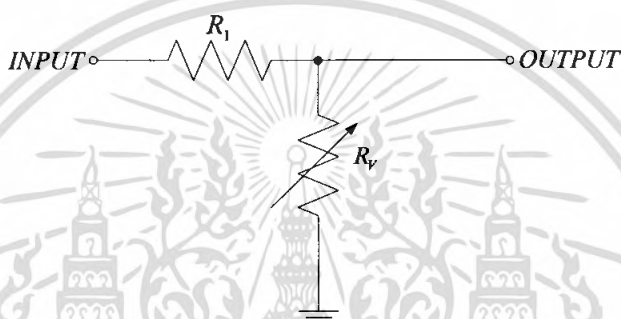
$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 1k\Omega$$

ทำให้ผลรวมค่าสัญญาณขาเข้าไม่มีอัตราการขยายมีแต่การรวมกันของสัญญาณ  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$  และ  $V_5$  ซึ่งออกแบบเพื่อให้เท่ากับจำนวนช่องสัญญาณของวงจรรีควอลิเซอร์ที่มีย่านความถี่ 5 ย่าน

### 3.2 วงจรปรับแรงดัน (Main volume)

วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่ปรับขนาดของแรงดันและรักษาระดับของแรงดันที่จะใช้ในวงจรมอดูเลตสัญญาณ ซึ่งจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน ดังนี้

#### 3.2.1 วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage divider)



รูปที่ 3.5 วงจรแบ่งแรงดัน

วงจรแบ่งแรงดัน ทำหน้าที่ในการปรับขนาดของสัญญาณ ให้เพิ่มขึ้น หรือลดลงตามความต้องการ ในโครงงานนี้จะใช้ค่า  $R_1 = 1k\Omega$  และ  $R_V = 1M\Omega$  ซึ่งคำนวณขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการที่(3.10)

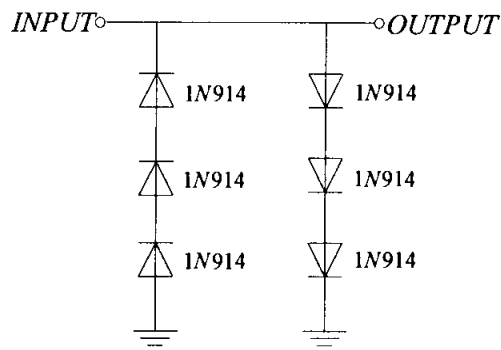
$$V_O = \frac{R_V}{R_1 + R_V} \quad (3.10)$$

$$V_{O_{MIN}} = 0$$

$$V_{O_{MAX}} \approx V_I$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 วงจรจำกัดแรงดัน (Voltage limiter)



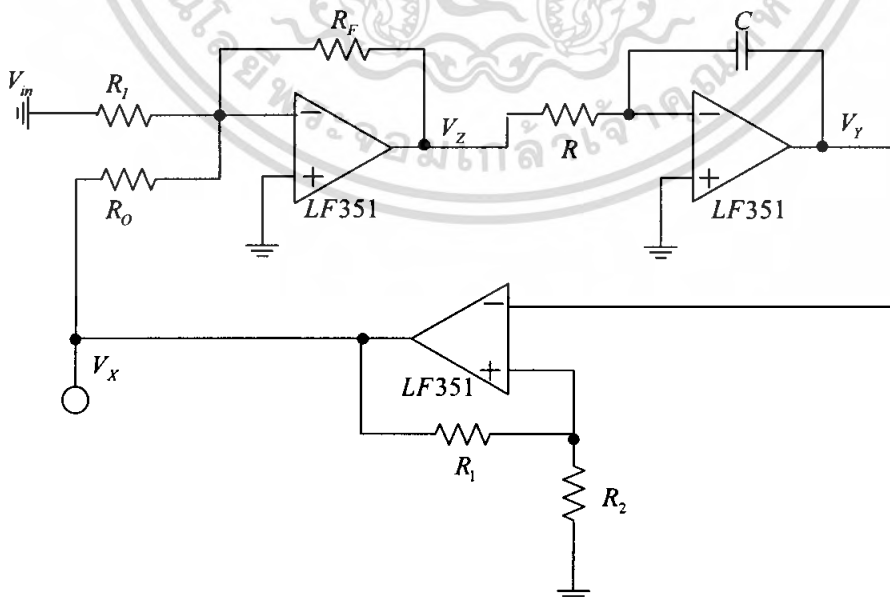
รูปที่ 3.6 วงจรจำกัดแรงดัน

วงจรจำกัดแรงดันทำหน้าที่รักษาแรงดัน ไม่ให้มีขนาดมากเกินไปกว่าขนาดของแรงดันที่ทำให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลชันของวงจรมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา โดยจะรักษาแรงดันไว้ไม่ให้มีขนาดเกิน  $4.20\text{ V}$  โดยจะนำแรงดันเอาต์พุตที่ได้เข้าสู่วงจรมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมาต่อไป

### 3.3 วงจรมอดูเลตสัญญาณ

#### 3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

ในส่วนของการมอดูเลตสัญญาณนั้น จะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมา ซึ่งปกติแล้ว การมอดูเลตสัญญาณจะต้องมีส่วนของวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา แต่โครงงานนี้จะใช้วงจรที่สามารถสร้างสัญญาณนาฬิกาได้ด้วยตนเองหรือวงจรจะทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ส่วนประกอบของวงจร

จากรูปที่ 3.7 เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา โดยการวัด จะวัดสัญญาณที่จุด  $V_X$  วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาสามารถนำมาวิเคราะห์และแบ่งเป็นส่วนต่างๆ ได้ 4 ส่วนย่อย คือ

3.3.1.1 วงจรปริพันธ์แบบกลับเฟส (Inverting integrator) จะสร้างจากออปแอมป์ ดังรูปที่ 3.7 โดยที่เมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟและคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่า อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากจนประมาณได้ว่า กระแสไม่สามารถไหลผ่านระหว่างขั้วอินพุตทั้งสองของออปแอมป์ได้ โดยจากรูปที่ 3.7 จะได้ค่าของ  $V_Y$  ดังนี้

$$V_Y(t) = - \left( \frac{1}{RC} \int_0^t V_Z(t) dt + V_C(t_0) \right) \quad (3.11)$$

เมื่อ  $V_Z(t)$  คือ แรงดันที่ป้อนให้กับวงจร ณ เวลา 0 ถึง t

$V_C(t_0)$  คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา  $t_0$

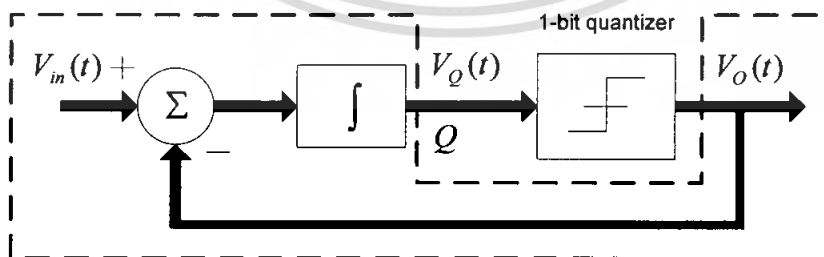
R คือ ค่าของตัวต้านทาน

C คือ ค่าของตัวเก็บประจุ

3.3.1.2 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Schmitt trigger comparator) ซึ่งในที่นี้จะใช้  $R_1, R_2$  และออปแอมป์ โดยที่ออปแอมป์จะเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำงานแบบแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Controlled Voltage Source : VCVS) ซึ่งออปแอมป์ที่ดีในทางทฤษฎีนั้นอินพุตอิมพีแดนซ์ จะมีค่านันต์ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นศูนย์ และเกนแรงดันลู่อินฟินิตี้

3.3.1.3 วงจรรวมสัญญาณ (Summing amplifier) ซึ่งจะประกอบด้วย  $R_I, R_O, R_F$  และออปแอมป์ โดยที่เมื่อยังไม่มีสัญญาณอินพุตใดๆ (ต่ออินพุตลงกราวด์) และเมื่อ  $R_I = R_O = R_F$  ทำให้ไม่มีการขยายสัญญาณใดๆ แต่จะยังคงรวมสัญญาณที่ถูกป้อนกลับเข้ามาซึ่งมาหักล้างกับค่าอินพุต 0 ที่ต่อลงกราวด์

### 3.3.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบเดลต้า-ซิกมา



รูปที่ 3.8 ขั้นตอนการมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมา

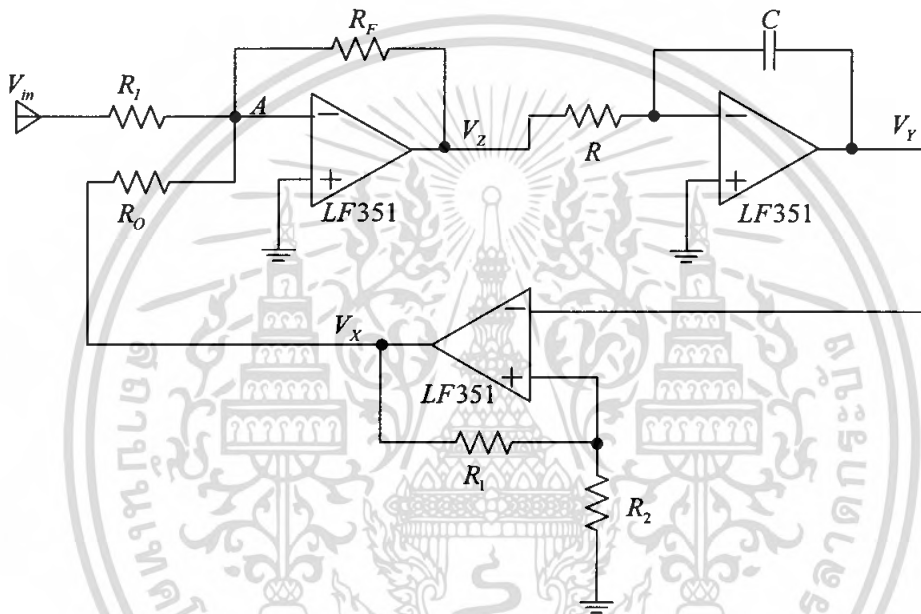
$$V_Q(t) = \int (V_m(t) - V_O(t)) dt \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_O(t)$  เป็นสัญญาณที่จุด Q  
 $V_{in}(t)$  เป็นสัญญาณอนาล็อกอินพุต  
 $V_O(t)$  เป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต

จากรูปที่ 3.8 นั้นแสดงขั้นตอนการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมาและสมการ (3.12) เป็นสมการแรงดันสัญญาณ  $V_Q(t)$

จากรูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา เมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุตแทนการต่อลงกราวด์ดังรูปที่ 3.9 จะแสดงการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของวงจรดังนี้



รูปที่ 3.9 วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมา

พิจารณาที่จุด A

$$\frac{0 - V_{in}}{R_I} + \frac{0 - V_X}{R_O} + \frac{0 - V_Z}{R_F} = 0 \quad (3.13)$$

$$V_Z = \frac{R_F}{R_I} V_{in} + \frac{R_F}{R_O} V_X \quad (3.14)$$

เมื่อ  $\frac{R_F}{R_O} = K_O$  และ  $\frac{R_F}{R_I} = K_I$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรปริพันธ์แบบกลับเฟส

ช่วงที่ 1

$$V_Y \left| \begin{array}{l} -KV_{CC} \\ +KV_{CC} \end{array} \right. = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_p} [K_O V_{CC} + K_I V_{CC}] dt \quad (3.15)$$

$$-2KV_{CC} = -\frac{T_p}{RC} [K_O V_{CC} + K_I V_{in}] \quad (3.16)$$

$$T_p = \frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} + K_I V_{in}} \quad (3.17)$$

ช่วงที่ 2

$$V_Y \left| \begin{array}{l} +KV_{CC} \\ -KV_{CC} \end{array} \right. = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_N} [-K_O V_{CC} + K_I V_{CC}] dt \quad (3.18)$$

$$2KV_{CC} = \frac{T_N}{RC} [K_O V_{CC} - K_I V_{in}] \quad (3.19)$$

$$T_N = \frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} - K_I V_{in}} \quad (3.20)$$

จากเวลาทั้ง 2 ช่วง จะได้

$$T = T_p + T_N = \frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} + K_I V_{in}} + \frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} - K_I V_{in}} \quad (3.21)$$

$$T = 2KV_{CC}RC \left[ \frac{2K_O V_{CC}}{(K_O V_{CC})^2 - (K_I V_{in})^2} \right] \quad (3.22)$$

$$D = \frac{T_p}{T_p + T_N} = \frac{\frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} + K_I V_{in}}}{\frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} + K_I V_{in}} + \frac{2KV_{CC}RC}{K_O V_{CC} - K_I V_{in}}} \quad (3.23)$$

$$D = \frac{K_O V_{CC} - K_I V_{in}}{2K_O V_{CC}} \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

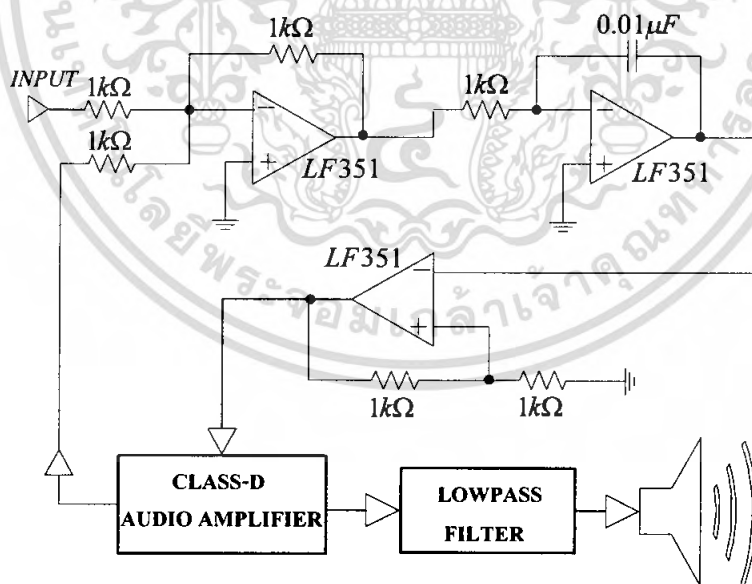
### 3.4 วงจรขยายกำลังเสียงโดยใช้การมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมา

จากหลักการขยายกำลังแบบสวิทซ์ซึ่ง ซึ่งมีขั้นตอนการมอดูเลตพัลส์อยู่ในกระบวนการด้วยนั้น การมอดูเลตดังกล่าวต้องเป็นการมอดูเลตที่ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ ที่มีองค์ประกอบทางความถี่ของข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการขยายกำลังรวมอยู่กับองค์ประกอบทางความถี่สูงของสัญญาณพัลส์ เพื่อให้เวลาที่นำสัญญาณพัลส์เข้าสู่ขั้นตอนการกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว จะสามารถแยกข้อมูลหรือเสียงกลับคืนมาได้

ในระยะแรกที่มีการคิดค้นการขยายกำลังแบบสวิทซ์ซิงคลาสติ ขั้นตอนการมอดูเลตพัลส์จะใช้การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation: PWM) เนื่องจากมีคุณสมบัติตรงตามที่ต้องการ แต่ต่อมาจะใช้การมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมาในการมอดูเลตแทน เนื่องจากการมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมาให้อเอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีองค์ประกอบของเสียงรวมอยู่กับองค์ประกอบของสัญญาณพัลส์ ซึ่งในปัจจุบันวงจรรวมที่ใช้ขยายกำลังงานเสียงแบบสวิทซ์ซิงคลาสติมักจะเปลี่ยนมาใช้การมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมาเป็นส่วนใหญ่

### 3.5 การประยุกต์ใช้วงจรเดลต้า-ซิกมา ในการขยายกำลังงานเสียง

เนื่องจากการขยายกำลังแบบสวิทซ์ซิงคลาสติที่ใช้การมอดูเลตแบบเดลต้าซิกมาในขั้นตอนมีข้อดีตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น จึงได้นำวงจรเดลต้า-ซิกมา มาประยุกต์ให้เป็นวงจรขยายกำลังแบบสวิทซ์ซิงคลาสติ โดยการนำวงจรขยายกำลังมาแทรกภายในวงจรมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมา ทำให้มีการทำงานแบบลูปิด ดังรูปที่ 3.10



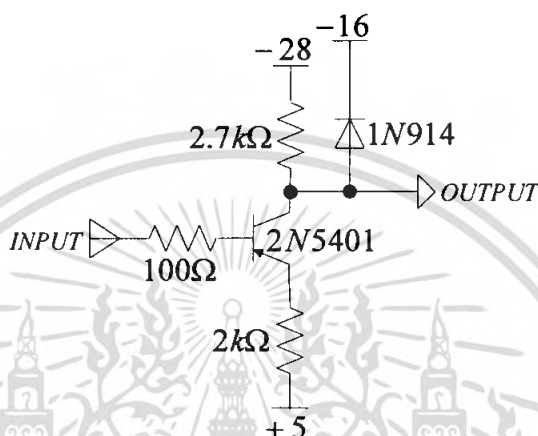
รูปที่ 3.10 ตำแหน่งในการแทรกวงจขยายกำลังงานภายในวงจรมอดูเลตแบบเดลต้า-ซิกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 มีการแทรกวงจรขยายกำลังงานเข้าไปในรูปการทำงานของวงจรเตลต้า-ซิกมา ซึ่งวงจรโดยรวมจะยังคงทำงานแบบออสซิลเลตด้วยตนเองเช่นเดิม และวงจรขยายกำลังที่เพิ่มเข้าไปนั้น มีการทำงานภายในแยกเป็นส่วนๆ ดังแสดงในบทที่ 2 รูปที่ 2.29

จากรูปที่ 3.10 สัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลตออกมาจากออปแอมป์ มีแรงดัน  $\pm 5V$  และจะเข้าสู่วงจรต่างๆ ภายในวงจรขยายกำลัง ดังต่อไปนี้

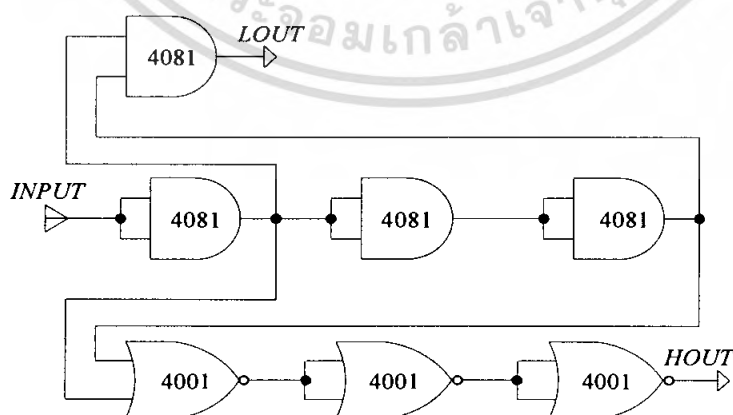
### 3.5.1 วงจรปรับระดับสัญญาณ (Level shift)



รูปที่ 3.11 วงจรปรับระดับสัญญาณ

วงจรปรับระดับสัญญาณ เป็นวงจรที่ใช้ปรับระดับแรงดันจาก  $\pm 5V$  ให้เหมาะสมกับการเลือกลอจิกดิจิทัลของไอซีลอจิกดิจิทัลในวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ ซึ่งจะทำการเลือกว่าเป็นลอจิกต่ำ ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงด้านลบ ( $-28V$ ) และเลือกว่าเป็นลอจิกสูง ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงด้านบวก ( $-16V$ )

### 3.5.2 วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ (Delay)

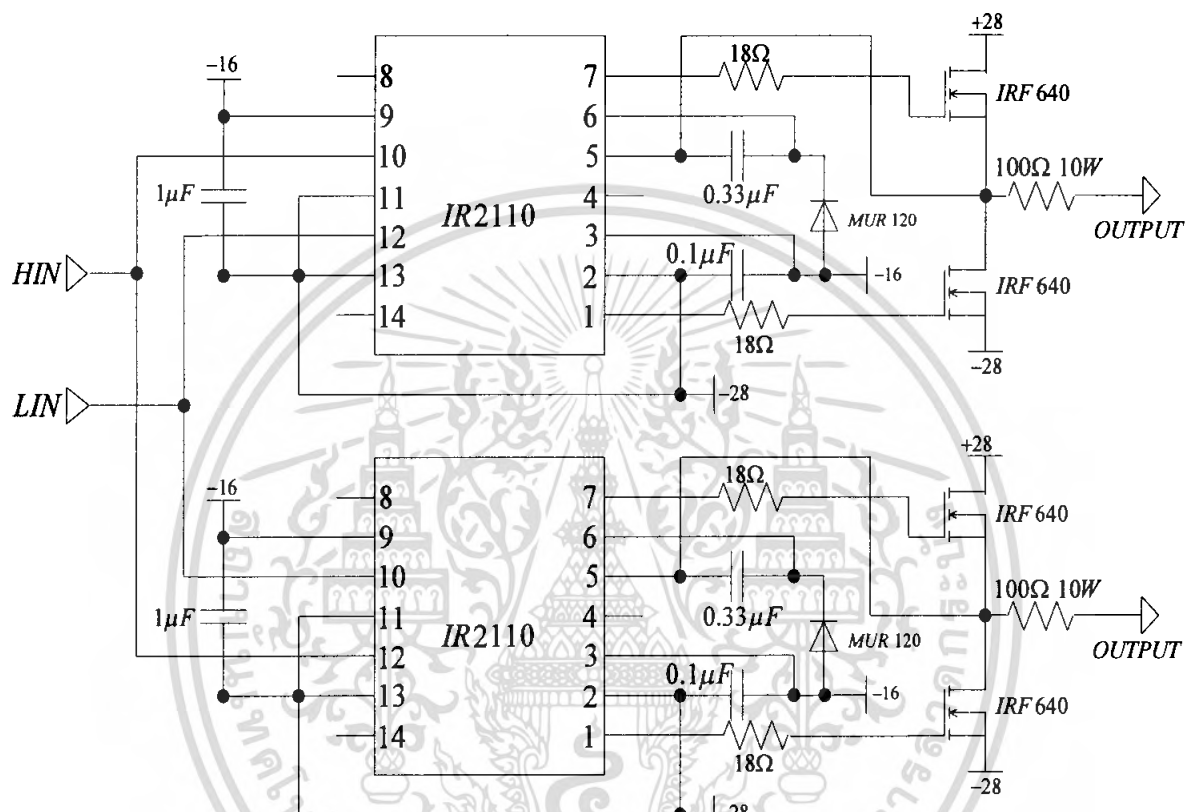


รูปที่ 3.12 วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ มีหน้าที่สร้างสัญญาณดิจิทัลสองสัญญาณที่เฟสตรงและกลับเฟส  $180^\circ$  กับสัญญาณดิจิทัลอินพุต เพื่อใช้เป็นสัญญาณขับทรานซิสเตอร์เฟต และต้องมีการหน่วงเวลาขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุต เพื่อให้มีระยะเวลาในการเปลี่ยนโหมคการทำงานได้ ในขณะที่อีกโหมคกำลังจะเข้าสู่โหมคออฟ

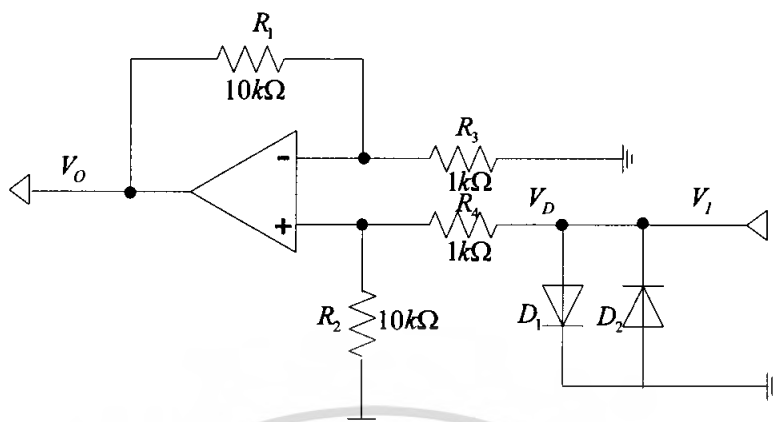
### 3.5.3 วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟต (Gate drive and mosfet)



รูปที่ 3.13 วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟต

วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟตมีหน้าที่สร้างระดับแรงดันและกระแสที่เหมาะสม เพื่อป้อนเข้าที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์เฟตทั้งสองตัวให้ทำงานในโหมคออนและโหมคออฟ โดยจะเลือกใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ที่มีหน้าที่เฉพาะในการขับขาเกตของทรานซิสเตอร์

### 3.5.4 วงจรลดทอนแรงดัน (Attenuator)



รูปที่ 3.14 วงจรลดทอนแรงดัน

วงจรลดทอนแรงดัน ใช้ลดทอนแรงดันเพื่อให้เหมาะสมกับการทำงานของวงจรมอดูเลตสัญญาณ

โดย

$$R_1 = R_2 \text{ และ } R_3 = R_4$$

จะสามารถคำนวณหา  $V_O$  ได้ดังสมการ

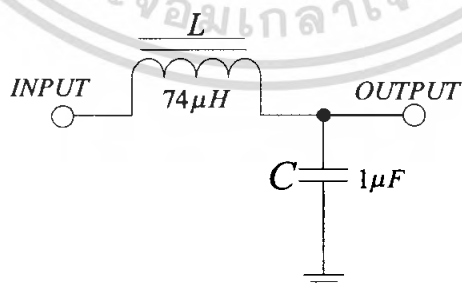
$$V_O = \left( \frac{R_2}{R_6} \right) V_D \quad (3.25)$$

วงจรขยายกำลังจำเป็นต้องลดระดับแรงดันจาก  $52V$  ให้มีขนาดเป็น  $10V$  เพื่อจะนำวนลูกลับเข้าสู่วงจรมอดูเลตสัญญาณ โดยการออกแบบ ได้ค่าพารามิเตอร์ดังนี้

$$R_1 = R_2 = 10K\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1k\Omega$$

### 3.5.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass filter)



รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 3.15 เป็นวงจรสุดท้ายก่อนที่จะได้สัญญาณเสียงเอาต์พุตออกสู่ลำโพง เพื่อกรองสัญญาณพัลส์ที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมาที่มีองค์ประกอบทางความถี่เสียงเอกลีลาเป็นเอกลีลาที่เสียงดนตรีที่ช่วยในการฟังให้ดีขึ้น เมื่อผู้ฟังได้ยินเสียงที่ชัดเจนขึ้น การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รวมอยู่กับองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เป็นคลื่นพาห้ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ีจะต้องยอมให้ผ่านเฉพาะช่วงความถี่เสียง และตัดช่วงความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่สูงออก โดยที่โครงการนนี้ ออกแบบให้ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอยู่ที่ 18 kHz

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.26)$$

เลือกใช้ค่า  $L = 74\mu H$  และ  $C = 1\mu F$

จะได้

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{74 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^{-6}}}$$

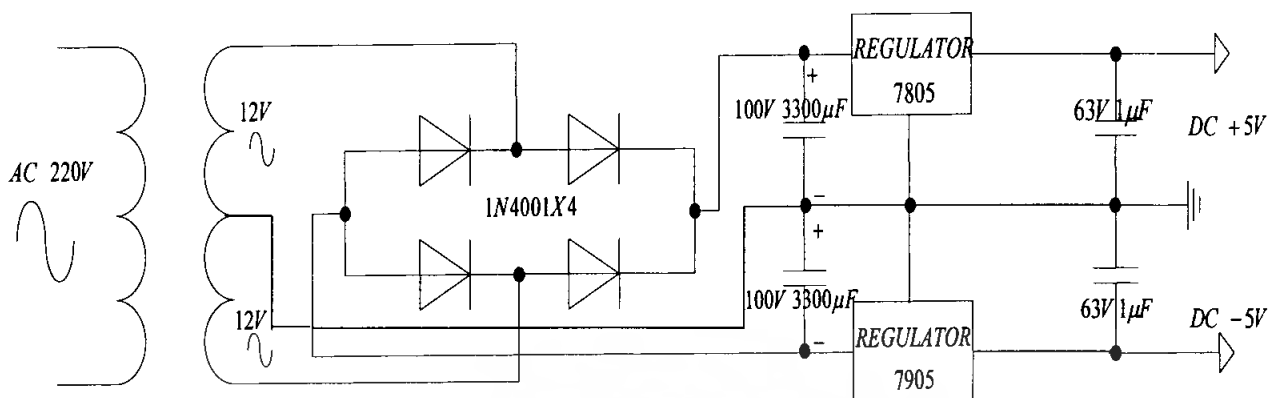
$$f_c = 18.3 \text{ kHz}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

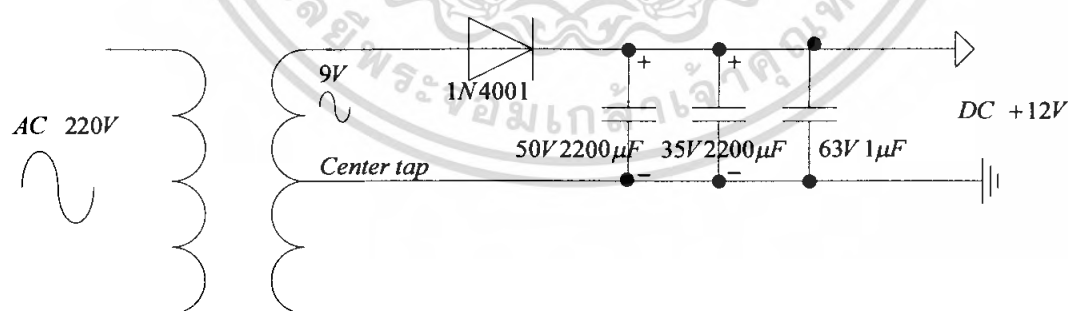


### 3.6 แหล่งจ่ายแรงดัน (Power supply)



รูปที่ 3.17 แหล่งจ่ายแรงดันไฟขนาด  $\pm 5V$

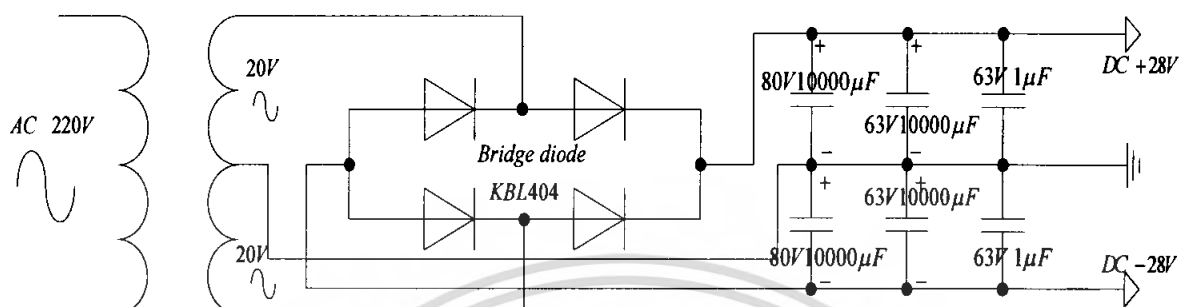
จากรูปที่ 3.17 ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 5V$  โดยใช้หม้อแปลง ซึ่งแปลงไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220V ให้มีขนาด 12V จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ดังรูปที่ 2.41 จะใช้ไดโอดต่อกันแบบบริดจ์ที่มีแท็ปกึ่งกลางหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อให้สัญญาณที่ได้เป็นแหล่งจ่ายไฟแรงดันคู่ (Dual Power Supply) ซึ่งจะต้องนำมาคูณกับค่าอาร์เอ็มเอส ทำให้ได้แรงดันที่มีขนาด  $+17V$  และ  $-17V$  และไดโอดจะทำงานโดยสลับกันนำกระแสทีละสองตัว จากนั้นนำสัญญาณมาผ่านวงจรเรียงกระแสที่มีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ เพื่อให้กระแสมีความเรียบขึ้น และในส่วนสุดท้าย เป็นส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดัน เพื่อให้แรงดันคงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาพโหลด โดยใช้ไอซี 7805 และ 7905 ทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดัน ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงออกมาอยู่ที่  $+5V$  และ  $-5V$  ตามลำดับ



รูปที่ 3.18 แหล่งจ่ายแรงดันไฟขนาด  $+12V$

จากรูปที่ 3.18 ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงขนาด  $+12V$  โดยใช้หม้อแปลง ซึ่งแปลงไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220V ให้เป็นมีขนาด 9V นำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น ซึ่งไฟฟ้ากระแสสลับจะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ค่าแรงดันได้ทั้งบวกและลบสลับกันไป แต่เมื่อสมมติให้ไดโอดเป็นชนิดอุดมคติ วงจรยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่านไปเฉพาะครึ่งสัญญาณแรงดันที่เป็นบวก เมื่อคูณกับค่าอาร์เอ็มเอสแล้ว จะทำให้ได้แรงดันที่มีขนาด  $+12V$  จากนั้นนำสัญญาณมาผ่านวงจรเรียงกระแสที่มีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ เพื่อให้กระแสมีความเรียบขึ้น



รูปที่ 3.19 แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 28V$

จากรูปที่ 3.19 เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงขนาด  $\pm 28V$  โดยใช้หม้อแปลง ซึ่งแปลงไฟฟ้ากระแสสลับขนาด  $220V$  ให้เป็นมีขนาด  $20V$  นำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ดังรูปที่ 2.41 จะใช้ไดโอดต่อกันแบบบริดจ์ที่มีแท่งกึ่งกลางหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อให้สัญญาณที่ได้เป็นแหล่งจ่ายไฟแรงดันคู่ (Dual Power Supply) ซึ่งจะต้องนำมาคูณกับค่าอาร์เอ็มเอส ทำให้ได้แรงดันที่มีขนาด  $+28V$  และ  $-28V$  และไดโอดจะทำงานโดยสลับกันนำกระแสทีละสองตัว จากนั้นนำสัญญาณมาผ่านวงจรเรียงกระแสที่มีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ เพื่อให้กระแสมีความเรียบขึ้น

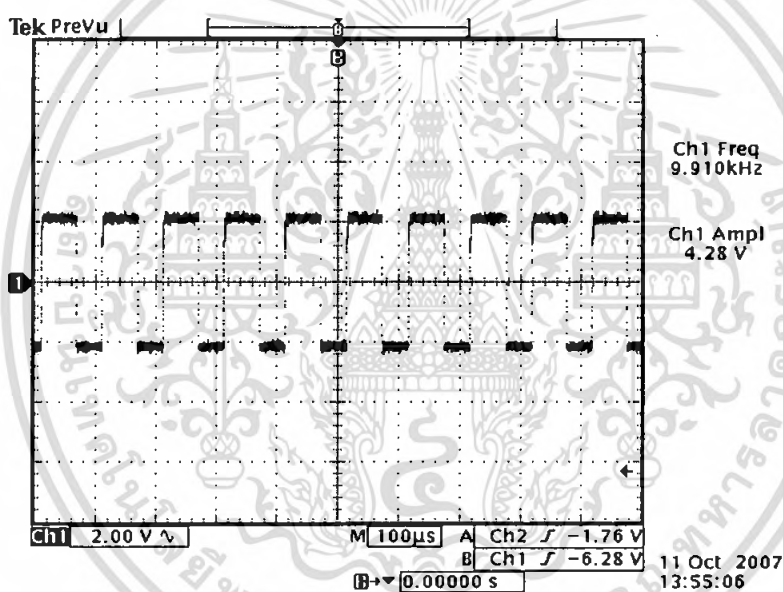
## บทที่ 4

## การทดลองและผลการทดลอง

## 4.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์

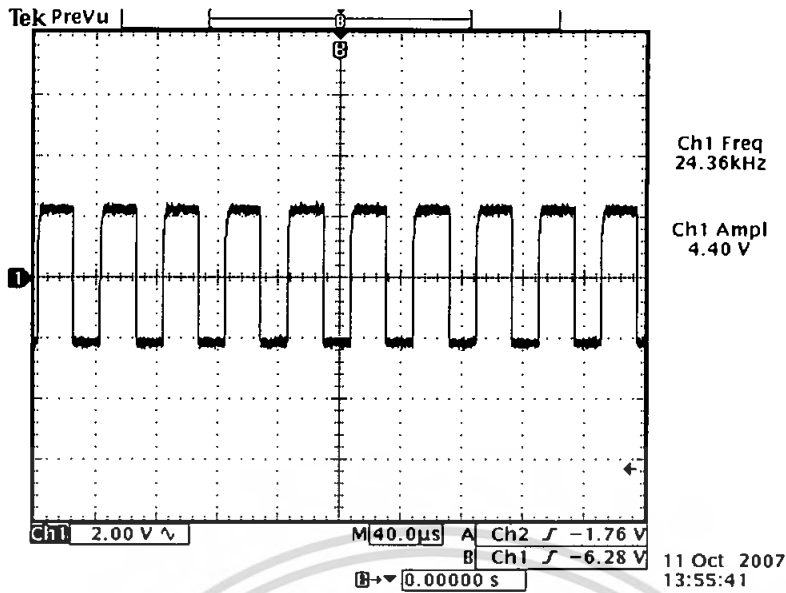
## 4.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

จากบทที่ 2 และ 3 วงจรออสซิลเลเตอร์ในโครงงานนี้จะใช้ไอซี MF10 สร้างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในแต่ละย่าน โดยที่วงจรนี้จำเป็นต้องมีสัญญาณนาฬิกาเพื่อป้อนให้กับไอซี ดังนั้นต้องสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาเพื่อป้อนสัญญาณที่ได้ให้กับวงจร โดยใช้ค่าที่คำนวณได้ในแต่ละความถี่สัญญาณนาฬิกาที่เราต้องการทั้ง 5 ความถี่ ซึ่งออกแบบได้ดังตารางที่ 3.2 และต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.2 เมื่อป้อนแรงดัน  $5V$  ให้กับไอซี 555 แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซี 555 จะได้สัญญาณนาฬิกาออกมา 5 ความถี่ ดังรูปที่ 4.1 , 4.2 , 4.3 , 4.4 และ 4.5



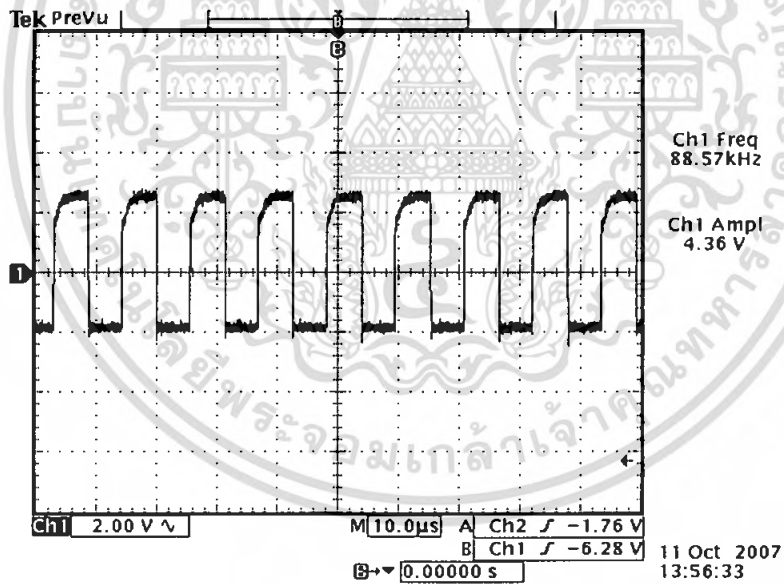
Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด  $4.28 V$  ความถี่  $9.91 kHz$

รูปที่ 4.1 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน  $0.050-0.150 kHz$



Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด 4.40 V ความถี่ 24.36 kHz

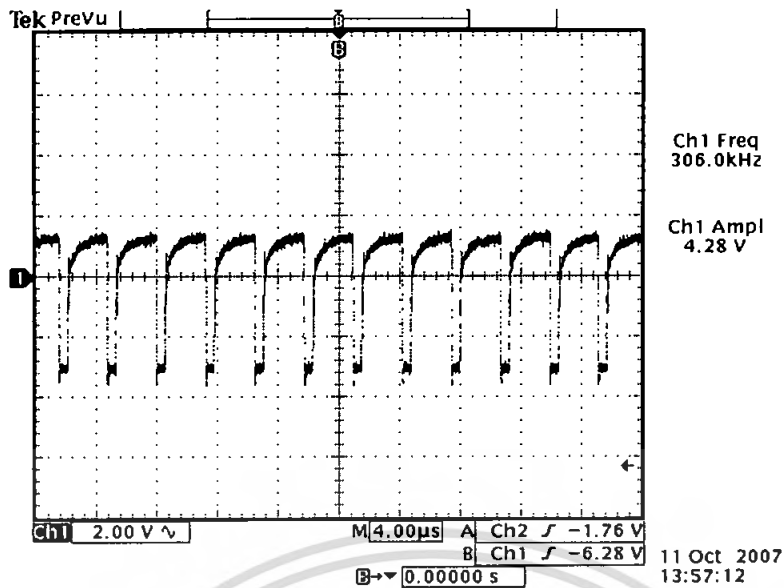
รูปที่ 4.2 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 0.158-0.473 kHz



Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด 4.36 V ความถี่ 88.57 kHz

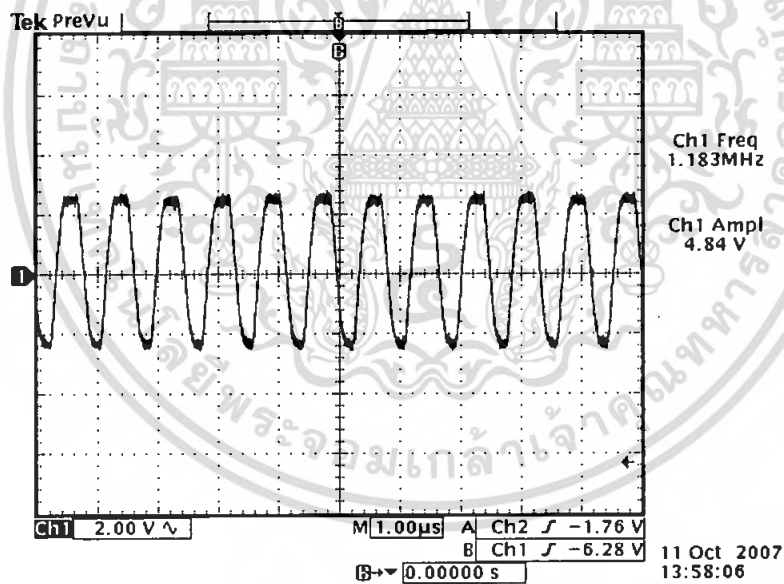
รูปที่ 4.3 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 0.500-1.500 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด 4.28 V ความถี่ 306.0 kHz

รูปที่ 4.4 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 1.600-4.800 kHz



Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด 4.84 V ความถี่ 1.183 MHz

รูปที่ 4.5 สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านในย่าน 5.000-16.000 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำมาประยุกต์เป็นอิกวอไลเซอร์ เมื่อต่อวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จะใช้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ดังตารางที่ 3.1 แล้วป้อนสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากการทดลองที่ 4.1.1 เข้าไปในวงจร

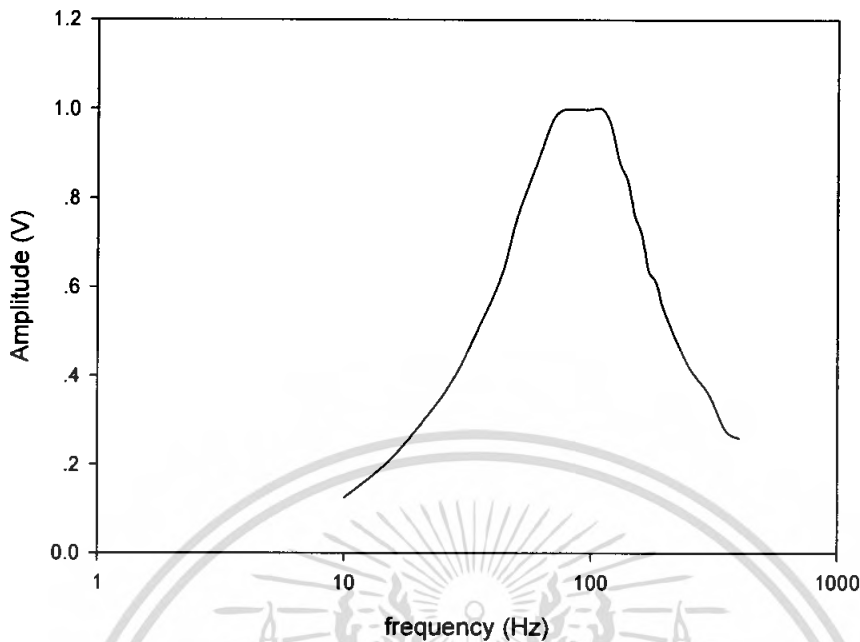
#### 4.1.2.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1 (0.050-0.150 kHz)

จากตารางที่ 3.1 แทนค่า  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ที่ด้านของ  $R_B$  ในรูปที่ 3.1 และป้อนสัญญาณนาฬิกาจากผลการทดลองรูปที่ 4.1 เข้าที่ขา 11 ของ ไอซี MF10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาด  $1.000V$  ที่จุด  $V_{IN_B}$  ปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่  $10\text{ Hz}$  ถึง  $400\text{ Hz}$  ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.1 และเขียนกราฟลอการิทึมได้ดังรูปที่ 4.6

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1 (0.050-0.150 kHz )

ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
10.0000	0.1250	110.0000	1.0000
15.0000	0.2050	120.0000	0.9600
20.0000	0.2850	130.0000	0.8800
25.0000	0.3550	140.0000	0.8400
30.0000	0.4300	150.0000	0.7600
35.0000	0.5100	160.0000	0.7200
40.0000	0.5800	170.0000	0.6400
45.0000	0.6600	180.0000	0.6200
50.0000	0.7600	190.0000	0.5800
60.0000	0.8800	200.0000	0.5400
70.0000	0.9800	250.0000	0.4200
80.0000	1.0000	300.0000	0.3600
90.0000	1.0000	350.0000	0.2800
100.0000	1.0000	400.0000	0.2600

Bandpass filter  
(frequency 50 - 150 Hz)



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1 (0.050-0.150 kHz)

#### 4.1.2.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2 (0.158-0.473 kHz)

ตารางที่ 3.1 จะแทนค่า  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ด้าน  $R_A$  ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และป้อนสัญญาณนาฬิกาจากผลการทดลองรูปที่ 4.2 เข้าที่ขา 10 ของ ไอซี MF10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาด  $1.000\text{ V}$  ที่จุด  $V_{IN_A}$  ปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่  $50\text{ Hz}$  ถึง  $1200\text{ Hz}$  ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.2 และเขียนกราฟลอการิทึม ได้ดังรูปที่ 4.7

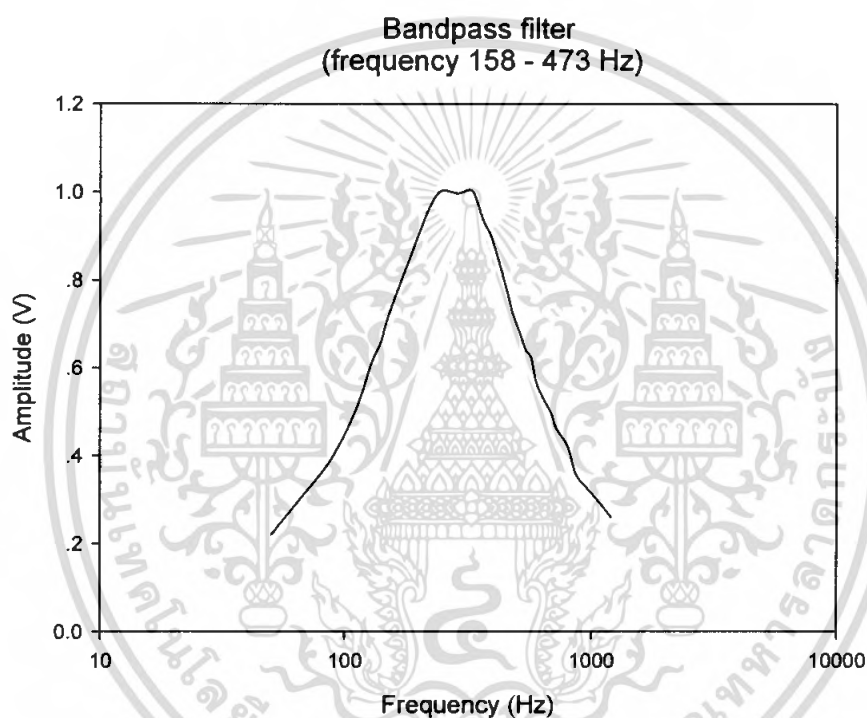
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2 (0.158-0.473 kHz)

ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
50.0000	0.2200	210.0000	0.9400
70.0000	0.3200	240.0000	1.0000
90.0000	0.4000	270.0000	1.0000
110.0000	0.5000	300.0000	1.0000
120.0000	0.5600	330.0000	1.0000
130.0000	0.6200	360.0000	0.9400
140.0000	0.6600	390.0000	0.9000
150.0000	0.7200	420.0000	0.8400
180.0000	0.8400	450.0000	0.7800

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2 (0.158-0.473 kHz) (ต่อ)

ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
480.0000	0.7200	720.0000	0.4600
510.0000	0.6800	800.0000	0.4200
540.0000	0.6400	860.0000	0.3600
570.0000	0.6200	980.0000	0.3200
600.0000	0.5600	1200.0000	0.2600
680.0000	0.5000		



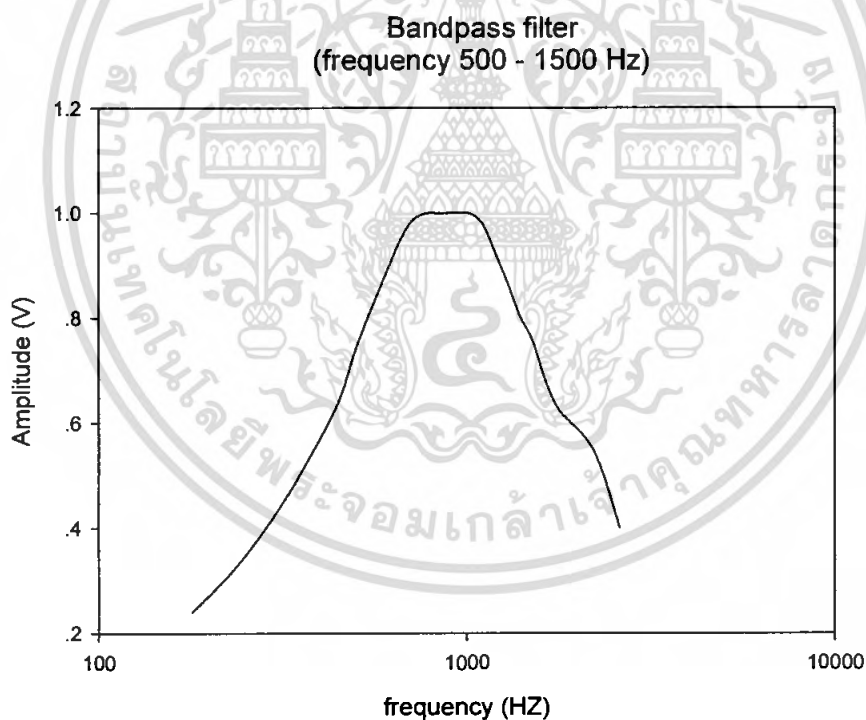
รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 2 (0.158-0.473 kHz)

#### 4.1.2.3 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3 (0.500-1.500 kHz)

ตารางที่ 3.1 จะแทนค่า  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ด้าน  $R_B$  ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และป้อนสัญญาณนาฬิกาจากผลการทดลองรูปที่ 4.3 เข้าที่ขา 11 ของ ไอซี MF10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาด 1.000 V ที่จุด  $V_{IN_B}$  ปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 180 Hz ถึง 2600 Hz ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.3 และเขียนกราฟลอการิทึมได้ดังรูปที่ 4.8

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3 (0.500-1.500 kHz )

ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
180.0000	0.2400	900.0000	1.0000
220.0000	0.3000	1000.0000	1.0000
260.0000	0.3600	1100.0000	0.9800
300.0000	0.4200	1200.0000	0.9200
340.0000	0.4800	1300.0000	0.8600
380.0000	0.5400	1400.0000	0.8000
450.0000	0.6400	1500.0000	0.7600
500.0000	0.7400	1600.0000	0.7000
600.0000	0.8800	1800.0000	0.6200
700.0000	0.9800	2200.0000	0.5500
800.0000	1.0000	2600.0000	0.4000



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 3 (0.500-1.500 kHz )

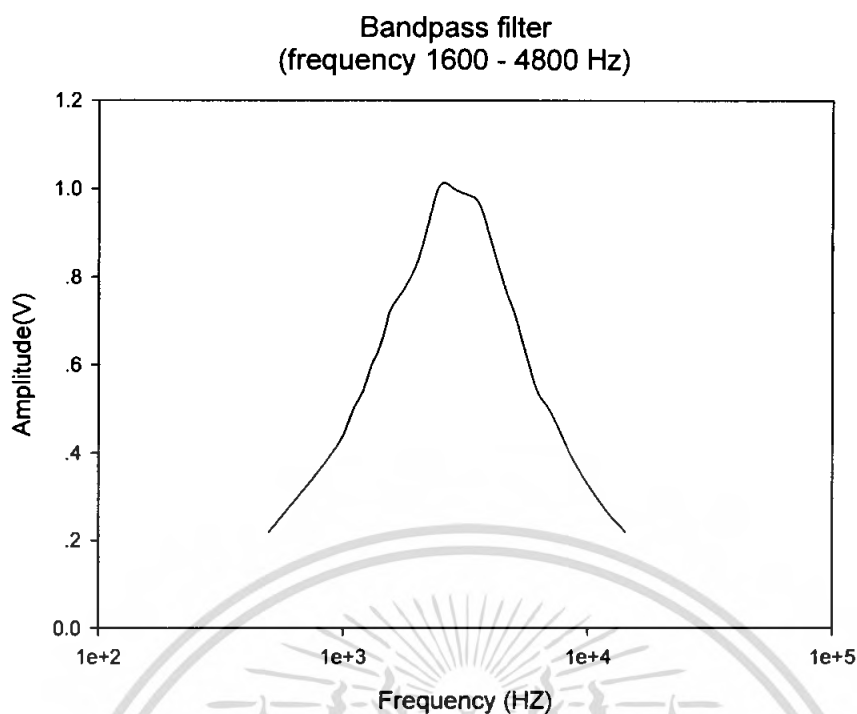
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.2.4 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4 (1.600-4.800 kHz)

ตารางที่ 3.1 จะแทนค่า  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ด้าน  $R_4$  ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และป้อนสัญญาณนาฬิกาจากผลการทดลองรูปที่ 4.4 เข้าที่ขา 10 ของ ไอซี MF10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาด  $1.000\text{ V}$  ที่จุด  $V_{IN_4}$  ปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่  $500\text{ Hz}$  ถึง  $14200\text{ Hz}$  ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.4 และเขียนกราฟลอการิทึมได้ดังรูปที่ 4.9

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4 (1.600-4.800 kHz)

ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
500.0000	0.2200	3800.0000	0.9200
800.0000	0.3600	4400.0000	0.8000
1000.0000	0.4400	4800.0000	0.7400
1100.0000	0.5000	5200.0000	0.6800
1200.0000	0.5400	6000.0000	0.5600
1300.0000	0.6000	6500.0000	0.5200
1400.0000	0.6400	7200.0000	0.4800
1500.0000	0.7000	8400.0000	0.4000
1600.0000	0.7400	9200.0000	0.3600
2000.0000	0.8400	10200.0000	0.3200
2400.0000	1.0000	12200.0000	0.2600
2800.0000	1.0000	13200.0000	0.2400
3400.0000	0.9800	14200.0000	0.2200



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 4 (1.600-4.800 kHz)

#### 4.1.2.5 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5 (5.000 -16.000 kHz)

ตารางที่ 3.1 จะแทนค่า  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ด้าน  $R_B$  ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และป้อนสัญญาณนาฬิกาจากผลการทดลองรูปที่ 4.5 เข้าที่ขา 11 ของ ไอซี MF10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่มีขนาด  $1.000\text{ V}$  ที่จุด  $V_{IN_B}$  ปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ความถี่  $1000\text{ Hz}$  ถึง  $34000\text{ Hz}$  ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.5 และเขียนกราฟลอการิทึมได้ดังรูปที่ 4.10

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5 (5.000 -16.000 kHz)

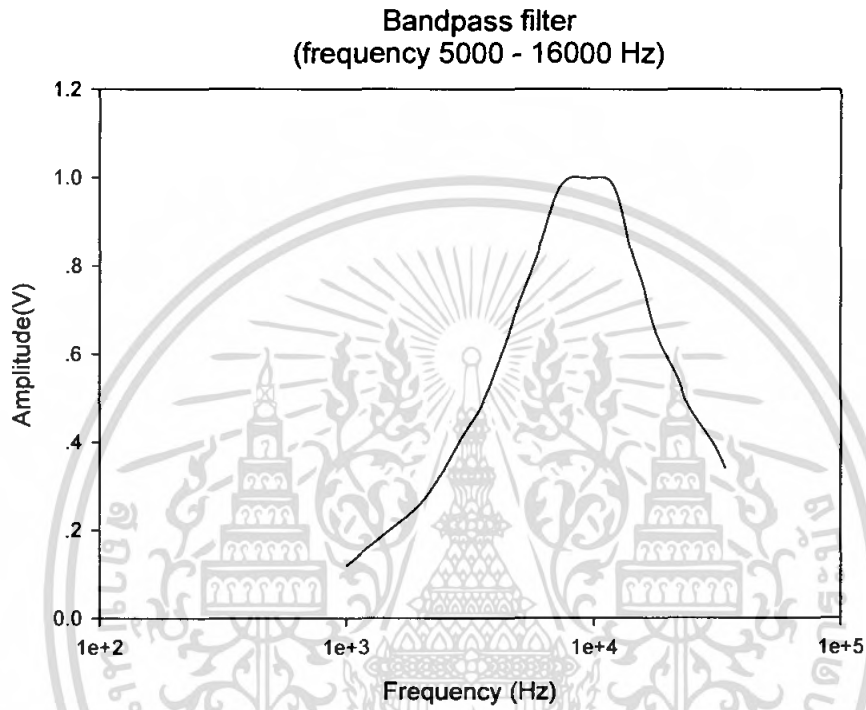
ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
1000.0000	0.1200	7000.0000	0.9600
1500.0000	0.2000	8000.0000	1.0000
2000.0000	0.2600	9000.0000	1.0000
2500.0000	0.3400	10000.0000	1.0000
3000.0000	0.4200	11000.0000	1.0000
3500.0000	0.4800	12000.0000	0.9800
4000.0000	0.5600	13000.0000	0.9200
4500.0000	0.6400	14000.0000	0.8400
5000.0000	0.7200	15000.0000	0.7900
6000.0000	0.8400	16000.0000	0.7400

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5 (5.000 -16.000 kHz ) (ต่อ)

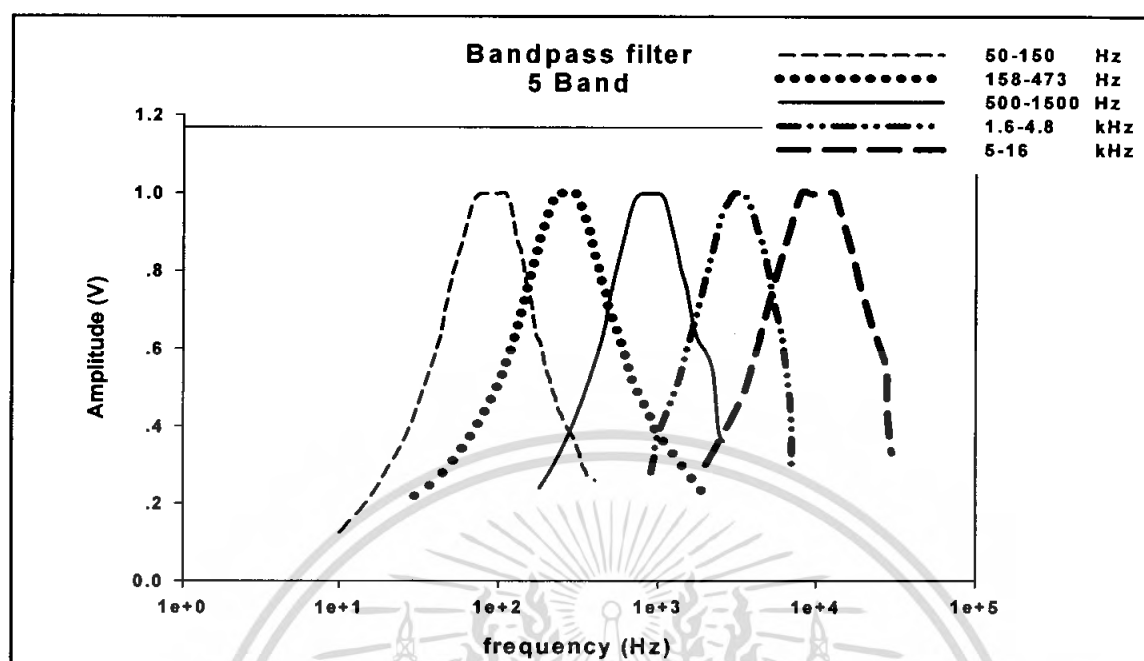
ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)	ความถี่ (Hz)	ขนาด (V)
18000.0000	0.6400	30000.0000	0.4000
22000.0000	0.5400	34000.0000	0.3400
24000.0000	0.4800		



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 5 (5.000 -16.000 kHz )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.2.6 ผลการรวมวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ใช้เป็นอิกวอไลเซอร์ 5 ย่าน



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้ง 5 ย่านความถี่

อัตราการขยายและการลดทอนในแต่ละย่านความถี่ จะหาได้จาก สมการที่ (3.3) โดยที่จากวงจร ใช้ค่า  $R_3 = 1k\Omega$ ,  $R_1$  ปรับค่าได้ตั้งแต่  $80\Omega$  ถึง  $10k\Omega$  จะได้อัตราการขยายสูงสุดคือ

$$\left| \frac{-R_3}{R_1} \right| = \frac{1k}{80} = 12.5 \text{ เท่า}$$

พิจารณาในหน่วย  $dB$  จะได้

$$dB = 20 \log(GAIN) = 20 \log(12.5) = 22dB$$

อัตราการลดทอนต่ำสุดคือ

$$-\left| \frac{R_3}{R_1} \right| = -\frac{1k}{10k} = -0.1 \text{ เท่า}$$

พิจารณาในหน่วย  $dB$  จะได้

$$dB = 20 \log(GAIN) = 20 \log(0.1) = -20dB$$

ดังนั้น อิกวอไลเซอร์ที่จัดทำขึ้นในโครงงานนี้มีการปรับอัตราการขยายและอัตราการลดทอนที่

$$-20dB \text{ ถึง } 22dB$$

## 4.2 วงจรขยายสัญญาณเสียง

### 4.2.1 วงจรมอดูเลตสัญญาณ

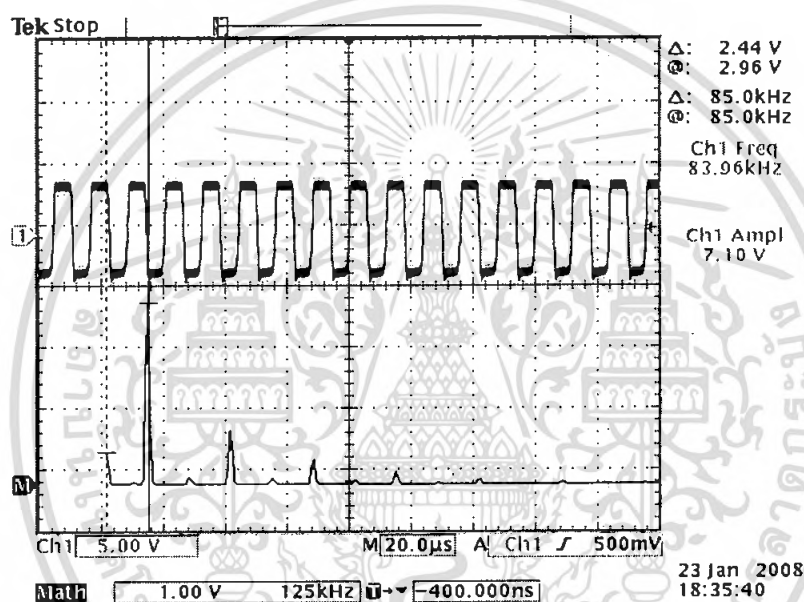
#### 4.2.1.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

เมื่อต่อวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ดังแสดงในรูปที่ 3.7 แล้วพิจารณาตามสมการที่ (3.17) และ (3.20) เมื่อต้องการสัญญาณคลื่นพลาที่ 85 kHz จะได้ค่าพารามิเตอร์ ดังนี้

$$R_I = R_O = R_F = R = R_1 = R_2 = 1k\Omega$$

$$C = 0.01\mu F$$

โดยการต่อสัญญาณ  $V_{IN}$  ลงกราวด์ และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่  $V_X$  โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง ออปแอมป์  $\pm 5V$  สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นดังรูปที่ 4.12



Ch1 คือ สัญญาณนาฬิกา ขนาด  $7.1 V_{p-p}$  ความถี่ 85 kHz

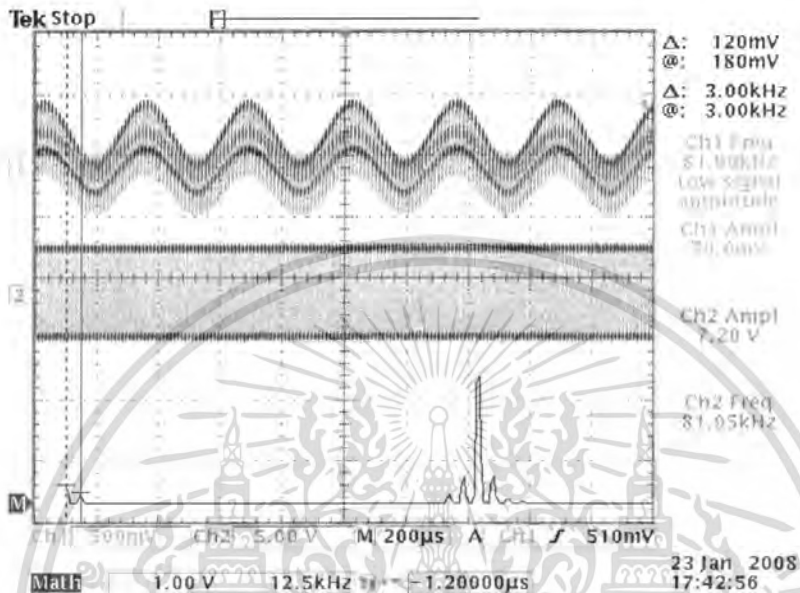
M คือ สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพลา

รูปที่ 4.12 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการมอดูเลต

จากรูปที่ 4.12 จะเป็นสัญญาณนาฬิกาซึ่งเกิดจากวงจรมอดูเลตแบบเคลด้า-ซิกมา เมื่อต่อสัญญาณ อินพุตลงกราวด์ โดยที่ความถี่ที่แสดงออกมานั้นจะเป็นความถี่ของสัญญาณคลื่นพลา ดังนั้นคลื่นพลาที่ใช้ สำหรับมอดูเลตสัญญาณในโครงการนี้คือ 85 kHz

#### 4.2.1.2 ผลการทดลองวงจรมอดูเลตเคลตต้า-ซิกมา

จากการทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณ ปรับการป้อนสัญญาณที่ขา  $V_{IN}$  จากการต่อลงกราวด์ เป็นการป้อนสัญญาณไซน์ ขนาด  $700\text{ mV}$  ความถี่  $3\text{ kHz}$  วัดสัญญาณที่ขา  $V_X$  สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ เป็นดังรูปที่ 4.13



Ch1 คือ สัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด  $700\text{ mV}$

Ch2 คือ สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมา ขนาด  $7.20\text{ V}$

M คือ สเปกตรัมของสัญญาณประกอบด้วยสัญญาณอินพุต, สัญญาณคลื่นพาห้ และสัญญาณหลังการมอดูเลต

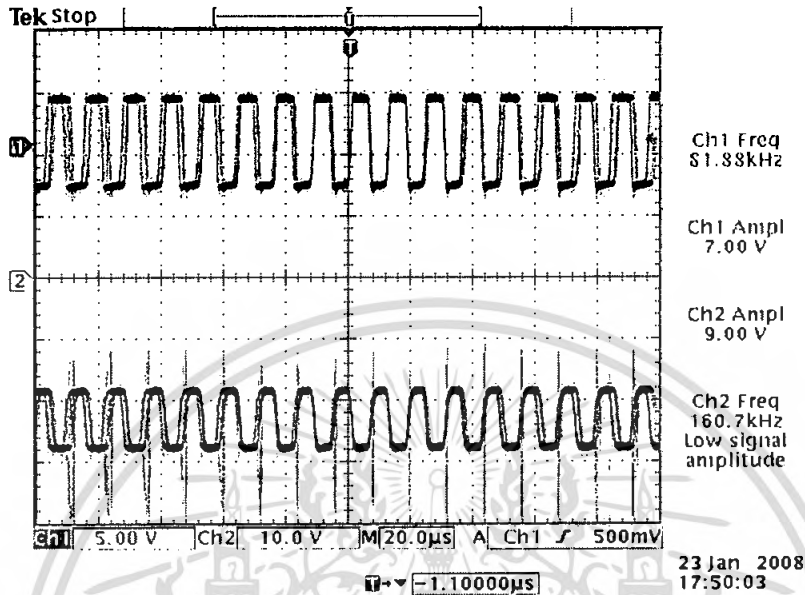
รูปที่ 4.13 การมอดูเลตวงจรเคลตต้า-ซิกมาด้วยสัญญาณรูปไซน์

จากรูปที่ 4.13 ช่องสัญญาณ Ch1 เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่ใช้ทดสอบแทนสัญญาณข่าวสารที่ต้องการมอดูเลตมีขนาด  $700\text{ mV}$  ความถี่  $3\text{ kHz}$  ช่องสัญญาณ Ch2 เป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลตต้า-ซิกมา ขนาด  $7.20\text{ V}$  ความถี่  $85\text{ kHz}$  โดยลักษณะของสัญญาณจะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ และช่องสัญญาณ M เป็นสเปกตรัมของสัญญาณหลังการมอดูเลชัน ซึ่งจากรูปที่ 4.12 แสดงให้เห็นว่ามีสัญญาณที่ความถี่ที่  $3\text{ kHz}$  และความถี่คลื่นพาห้ที่ใช้ในการมอดูเลตรวมอยู่ด้วย

## 4.2.2 วงจรขยายกำลังงาน

### 4.2.2.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรปรับระดับสัญญาณ

เมื่อต่อวงจรปรับระดับสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 3.11 นำสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา จากรูปที่ 4.13 ป้อนเข้าที่ขาอินพุต แล้ววัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุต จะได้ดังรูปที่ 4.14



Ch1 คือ สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา ขนาด 7.00 V

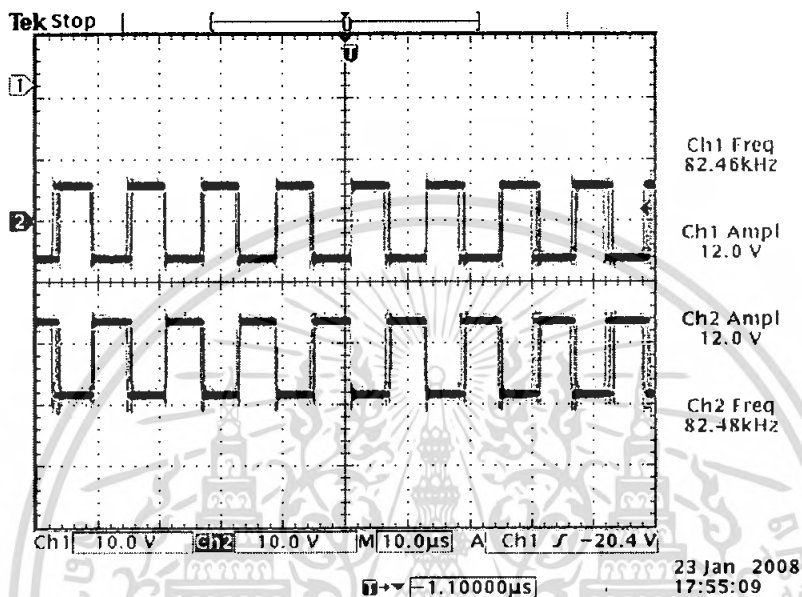
Ch2 คือ สัญญาณที่ได้วงจรปรับระดับสัญญาณ มีขนาด 9.00 V

รูปที่ 4.14 สัญญาณรูปพัลส์ที่ได้จากวงจรปรับระดับสัญญาณ

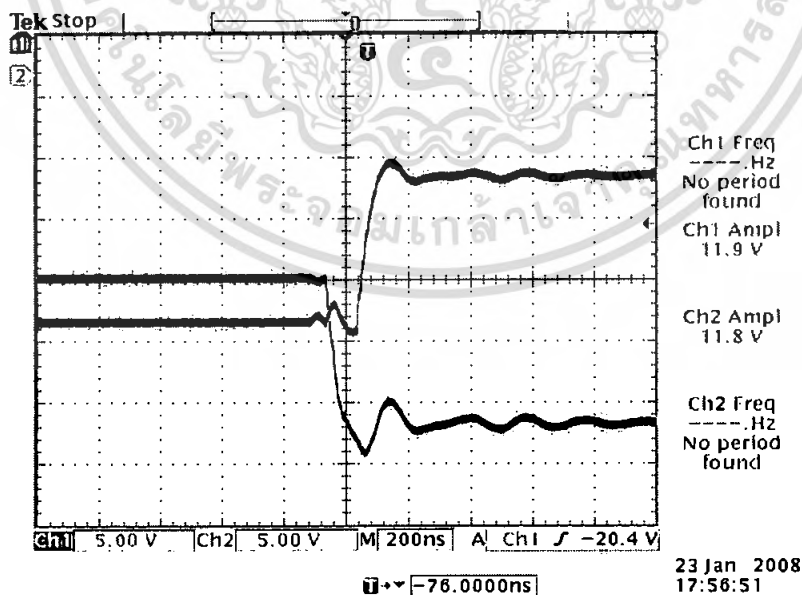
จากรูปที่ 4.14 ช่องสัญญาณ Ch1 เป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมา และจะนำไปเข้าวงจรยกระดับสัญญาณ ช่องสัญญาณ Ch2 เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรยกระดับสัญญาณ มีขนาดประมาณ 9.00 V โดยสัญญาณถูกปรับให้มีลอจิกสูง อยู่ที่  $-17V$  และลอจิกต่ำอยู่ที่  $-28V$  หลังจากนั้นจะนำสัญญาณจากวงจรปรับระดับสัญญาณ ไปผ่านวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์

#### 4.2.2.2 การทดลองและผลการทดลองวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์

เมื่อต่อวงจรดังรูปที่ 3.12 นำสัญญาณจากวงจรปรับระดับสัญญาณจากรูปที่ 4.14 ป้อนเข้าที่ขา อินพุต การป้อนแรงดันไฟเลี้ยงให้กับไอซี 4001 และ 4081 ที่ขา 7 ของไอซี ป้อนแรงดัน  $-28V$  , ที่ขา 14 ป้อนแรงดัน  $-16V$  (หรือ  $V_{DD}$ ) วัดสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ขา  $LOUT$  และ  $HOUT$  สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นดังรูปที่ 4.15, 4.16



Ch1 และ Ch2 คือ สัญญาณที่กลับเฟสกัน 180 องศา ขนาด 12 V  
รูปที่ 4.15 สัญญาณจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์



Ch1 คือ ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยนจากโหมคอฟเป็นโหมคออน

Ch2 คือ ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยนจากโหมคออนเป็นโหมคอฟ

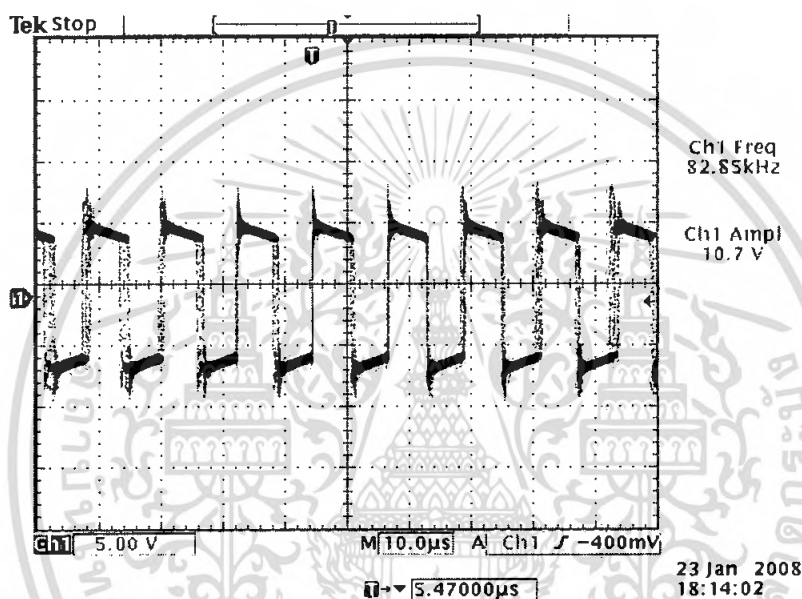
รูปที่ 4.16 ภาพขยายสัญญาณจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ จากรูปที่ 4.15 ช่องสัญญาณ Ch1 และ ช่องสัญญาณ Ch2 จะมีลักษณะกลับเฟสกัน  $180^\circ$  ส่วนรูปที่ 4.16 แสดงให้เห็นถึงสัญญาณขณะเปลี่ยน โหมดการทำงานและจะมีช่วงเวลาดีเลย์ที่เรียกว่า เดทไทม์

#### 4.2.2.3 การทดลองและผลการทดลองวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด

เมื่อต่อวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด ดังแสดงในรูปที่ 3.13 นำสัญญาณ *LOUT* และ *HOUT* จากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์จากรูปที่ 4.15 นำมาป้อนเข้าสู่วงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟดที่ ขา *LIN* และ *HIN* ป้อนแรงดันไฟเลี้ยง  $-16V$  และ  $-28V$  ในส่วนวงจรขับทรานซิสเตอร์เฟดทั้งสองตัวใช้แรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 28V$  วัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุต จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.17



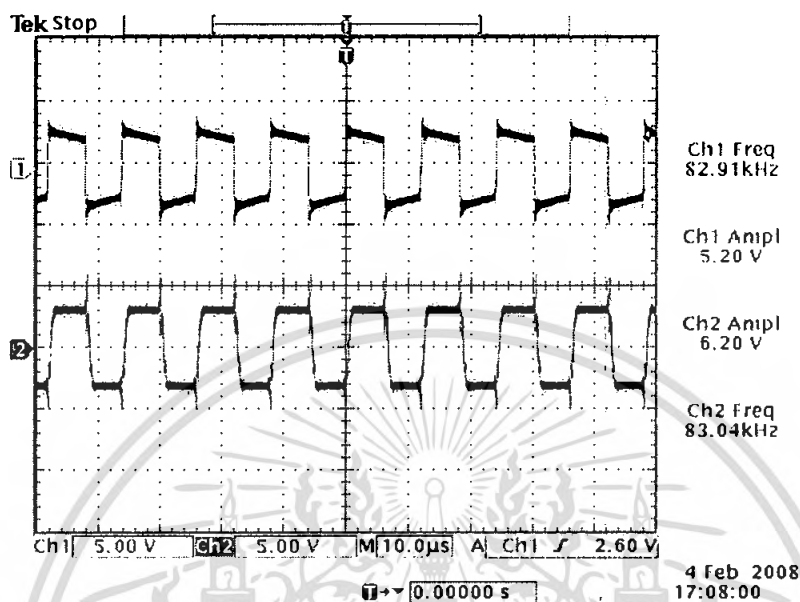
Ch1 สัญญาณที่ออกจากรวมวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด ขนาด 107 V (ใช้สายวัดสัญญาณที่มีการลดทอนสัญญาณ 10 เท่า)

รูปที่ 4.17 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด

จากรูปที่ 4.17 ช่องสัญญาณ Ch1 เป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟด มีแรงดัน 97V สัญญาณที่ได้จะนำไปผ่านวงจรลดทอนแรงดันเพื่อทำการวนลูกลับป้อนให้กับวงจรมอ-คูเลชัน อีกส่วนจะนำไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา และนำไปขับออกสู่ ลำโพง

#### 4.2.2.4 การทดลองและผลการทดลองวงจรลดทอนแรงดัน

จากรูปที่ 3.14 จะป้อนสัญญาณที่ออกมาจากวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟตจากรูปที่ 4.17 เข้าที่ขา  $V_{IN}$  ป้อนแรงดันไฟเลี้ยงออฟแอมป์  $\pm 5V$  วัดสัญญาณที่ขา  $V_O$  สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ดังรูปที่ 4.18



Ch1 สัญญาณที่ออกจากวงจรขับและทรานซิสเตอร์เฟต ขนาด 52 V (ใช้สายวัดสัญญาณที่มีการลดทอนสัญญาณ 10 เท่า)

Ch2 คือ สัญญาณที่ผ่านการลดทอนแรงดัน มีขนาด 6.20 V

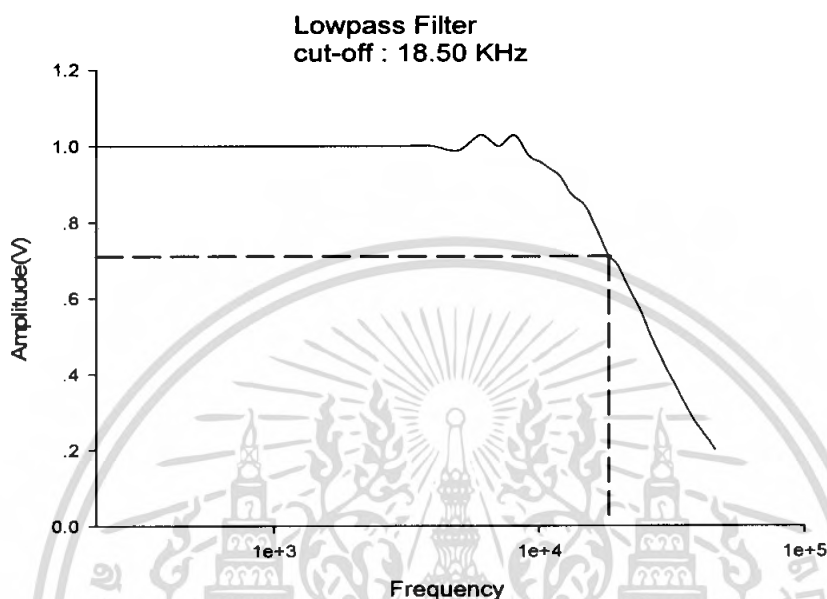
รูปที่ 4.18 สัญญาณที่ได้จากวงจรลดทอนแรงดัน

วงจรจะมีการลดทอนแรงดันจากแรงดันขนาด 52 V ให้เหลือขนาด 6.20 V เพื่อทำการวนกลับสัญญาณเข้าสู่จรมอดูลสัญญาณ โดยให้มีการทำงานแบบลูปิด

### 4.2.3 วงจรคีมอคูเลตสัญญาณ

#### 4.2.3.1 การทดลองและผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 3.15 เมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาด  $1\text{ V}$  ความถี่  $100\text{ Hz}$  และทำการปรับความถี่เพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆ ได้ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนี้

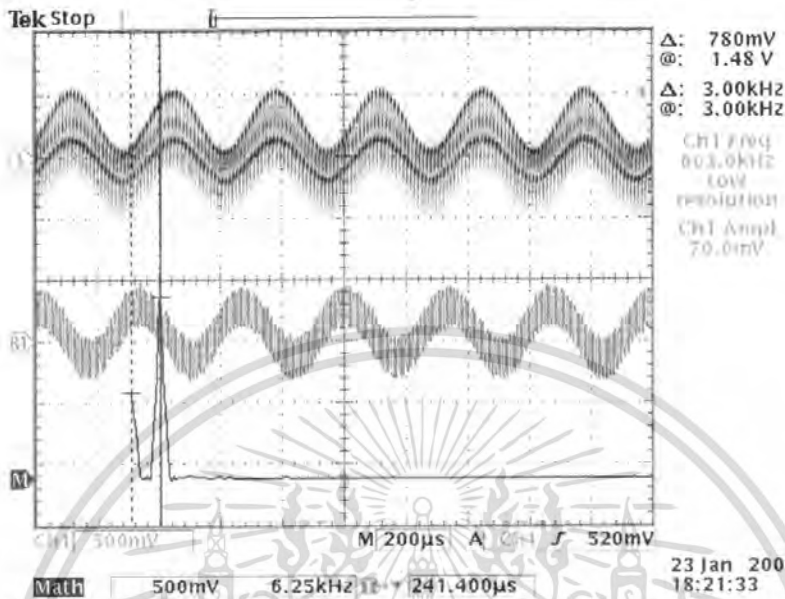


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 3.15 เมื่อป้อนสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตและผ่านการขยายกำลังงานเข้าสู่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ขาอินพุต วัสดุสัญญาณที่ขาเอาต์พุต จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.20

#### 4.2.3.2 การทดลองและผลการทดลองสัญญาณก่อนการมอดูเลตและหลังการดีมอดูเลต

วัดสัญญาณอินพุตก่อนการมอดูเลตสัญญาณและวัดสัญญาณเอาต์พุตหลังจากการขยายและดีมอดูเลตสัญญาณ นำมาเปรียบเทียบกัน ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.20



Ch1 คือ สัญญาณอนาล็อกอินพุตรูปไซน์ก่อนการมอดูเลตสัญญาณ มีขนาด  $700 \text{ mV}$

Ch2 คือ สัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตรูปไซน์หลังการดีมอดูเลตสัญญาณ มีขนาด  $8 \text{ V}$

M คือ สเปกตรัมสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตรูปไซน์หลังการดีมอดูเลตสัญญาณ

รูปที่ 4.20 สัญญาณก่อนการมอดูเลตและหลังการดีมอดูเลต

จากผลการทดลองจะเห็นว่าสัญญาณก่อนการมอดูเลต สัญญาณจะมีขนาด  $700 \text{ mV}$  ส่วนสัญญาณหลังการดีมอดูเลตสัญญาณจะมีขนาด  $8 \text{ V}$  ดังนั้น อัตราการขยายของสัญญาณเท่ากับ

$$GAIN = \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = \left| \frac{8}{0.7} \right| = 11.4 \text{ เท่า}$$

พิจารณาในหน่วย  $dB$  จะได้

$$dB = 20 \log(Gain) = 20 \log(11.4) = 21.14 dB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การวิเคราะห์คุณภาพของวงจร

#### 4.3.1 ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

การวัดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของวงจร วัดได้โดยวัดจากสเปกตรัมของสัญญาณ จากการทดลอง จะป้อนสัญญาณที่ 5 kHz ผ่านเข้าไปในวงจรแล้ววัดค่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ฮาร์มอนิกต่างๆ ได้ดังนี้

ตารางที่ 4.6 ขนาดสัญญาณของฮาร์มอนิกต่างๆ โดยป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ความถี่ 5 kHz

ฮาร์มอนิก	ความถี่ (kHz)	ขนาด (V)
1	3	1.480
2	6	0.020
3	9	0.014
4	12	0.004
5	15	0.002
6	18	0.002
7	21	0.002
8	24	0.002
9	27	0.002
10	30	0.002
11	33	0.002

จากการทดลอง ได้ค่าขนาดของสัญญาณข้างสาร 11 ฮาร์มอนิก โดยวิธีคำนวณค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม จะคำนวณตามสมการที่ (2.71) ดังนี้

$$THD = \frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + V_8^2 + V_9^2 + V_{10}^2 + V_{11}^2}{V_1^2} \times 100\%$$

$$THD = \frac{(0.020)^2 + (0.014)^2 + (0.004)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2 + (0.002)^2}{(1.48)^2} \times 100\%$$

$$THD = 0.029\%$$

#### 4.3.2 ประสิทธิภาพ

ค่าประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังคำนวณได้ตามสมการที่(2.72) โดยใช้โหลดเป็นตัวต้านทาน 15.5Ω (ค่าความต้านทานลำโพง 8Ω และตัวต้านทานแบบเซรามิกซ์ 7.5Ω) และสัญญาณไซน์อินพุตที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใหญ่ที่สุด ที่ยังไม่เกิดความผิดเพี้ยนและยังไม่เกิดการโอเวอร์มอดูเลชัน เอาต์พุตมีขนาด 23V ขณะที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง 28V จ่ายกระแส 512mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta = \frac{P_{RF(OUT)}}{P_{DC(IN)}} \times 100\%$$

เมื่อ  $P_{RF(out)}$  คือ กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการขยายกำลัง  
 $P_{DC(in)}$  คือ กำลังงานที่แหล่งจ่ายไฟป้อนให้วงจรขยายกำลัง

ซึ่งคำนวณค่า  $P_{RF(out)}$  ได้ดังสมการที่(4.1)

$$P_{RF(out)} = \frac{V_p^2}{2R} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $V_p$  คือ ค่าครึ่งหนึ่งของระดับความต่าง ระหว่างระดับแรงดันสูงสุด  
 และระดับแรงดันต่ำสุดของสัญญาณเอาต์พุต

$R$  คือ โหลดที่ต่อกร่อมเอาต์พุตของวงจรถยายกำลัง

จะได้

$$P_{RF(out)} = \frac{(23)^2}{2(15.5)} = 17.06$$

และคำนวณค่า  $P_{DC}$  ได้ดังสมการที่(4.2)

$$P_{DC} = I_{SUPPLY} \times V_{SUPPLY} \quad (4.2)$$

เมื่อ  $V_{SUPPLY}$  คือ ระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรถยายกำลัง

$I_{SUPPLY}$  คือ กระแสจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรถยายกำลัง

จะได้

$$P_{DC} = 0.659 \times 28 = 18.452$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าประสิทธิภาพ

$$\eta = \frac{17.06}{18.452} \times 100\%$$

$$\eta = 92.456\%$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง

#### 5.1 สรุปผลการทดลอง

โครงการนี้ได้ออกแบบอคูไลเซอร์ให้มีการทำงานทั้งหมด 5 ย่านความถี่ ซึ่งแต่ละย่านสามารถปรับอัตราการลดทอนและอัตราการขยายได้ตั้งแต่  $-20dB$  ถึง  $22dB$  ทำให้ผู้ฟังสามารถปรับแต่งสัญญาณได้ตามที่ต้องการ ส่วนการมอดูเลตสัญญาณจะใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมาที่มีการออสซิลเลตด้วยตนเอง โดยความถี่ของการออสซิลเลตเมื่อยังไม่ป้อนสัญญาณอนาลอกอินพุตจะเป็นความถี่ของคลื่นพาห์ เมื่อผ่านการมอดูเลตแบบเคลต้า-ซิกมาแล้ว จะนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรขยายสัญญาณแบบสวิตชิง คลาสซี ซึ่งมีอัตราการขยาย  $21.14dB$  และเมื่อผ่านการดีมอดูเลตด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา ซึ่งก็คือสัญญาณเสียง แล้วนำไปขับออกลำโพง

#### 5.2 วิจารณ์การทดลอง

จากวงจรอคูไลเซอร์พบว่าสัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้นให้ค่าความถี่และคิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ไม่เป็นไปตามทฤษฎีการคำนวณ ซึ่งมีผลต่อค่าความถี่คัทออฟของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ส่วนวงจรขยายสัญญาณแบบเคลต้า-ซิกมา ยังมีข้อเสียในส่วนของการมอดูเลต กล่าวคือ การควอนไทซ์สัญญาณ 1 บิตจะมีค่าความผิดพลาดจากการควอนไทซ์เกิดขึ้นและเมื่อผ่านสัญญาณเข้าวงจรต่างๆของวงจรขยายคลาสซีแล้วเอาท์พุทของแต่ละวงจรจะมีผลของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นอีกเช่น ช่วงเวลาเดทไทม์ที่เกิดขึ้นจากวงจรสร้างคู่สัญญาณกลับเฟสและดีเลย์ ความไม่คงที่ของแหล่งจ่ายแรงดัน การรบกวนจากคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำให้เมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณออกมาแล้ว จะได้สัญญาณข่าวสารที่ไม่สมบูรณ์กลับคืนมา

## หนังสืออ้างอิง

- 1 จีรสุดา โกษีย์ยาภรณ์ , ปราโมทย์ วาดเขียน , ปานวิทย์ ชูวะนุติ , วรพล เอี่ยมศิริ , วงจรซิกมา-เดลต้า มอดูเลชันอย่างง่าย การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 43 , 1-4 กุมภาพันธ์ 2548.
- 2 จีรสุดา โกษีย์ยาภรณ์ , ปราโมทย์ วาดเขียน , ปานวิทย์ ชูวะนุติ , วรพล เอี่ยมศิริ , สุรพล บุญจันทร์ , วงจรขยายกำลังงานเสียงคลาสดี โดยวงจรซิกมา-เดลต้า และเดลต้ามอดูเลชันอย่างง่าย การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 44 , 30 มกราคม – 2 กุมภาพันธ์ 2549.
- 3 จีรสุดา โกษีย์ยาภรณ์ , ปราโมทย์ วาดเขียน , เอกสารประกอบการเรียนการสอน , Engineering Electronics ชั้นปีที่ 2 ปีการศึกษา 2548.
- 4 ธรรมสุดิ สอนหมวก, ปฐมพงษ์ เพ็ชรอดวงศ์ , เครื่องขยายเสียงโดยใช้เทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็ม วิทยานิพนธ์สำหรับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
- 5 มนตรี ศิริปรัชญานันท์ , เอกสารประกอบการสอน วิชา 222210 การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ , ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- 6 วรพล เอี่ยมศิริ , การประยุกต์ใช้งานวงจรซิกมา-เดลต้าและเดลต้ามอดูเลชันอย่างง่ายในการสร้างวงจรขยายกำลังงานเสียง วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2549.
- 7 วิภา แสงพิลลิตี , การประยุกต์ใช้วงจรทำปริพันธ์ และอนุพันธ์เพื่อทำการยกกำลังสัญญาณและการตีเทคต์สัญญาณเอเอ็ม , วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545.
- 8 วิวัฒน์ กิรานนท์ , วิศวกรรมการสื่อสาร , อักษรสยามการพิมพ์ , พิมพ์ครั้งที่ 2 , กรกฎาคม 2540.
- 9 สุกเดช ธรรมชาติชัย , เศรษฐพงษ์ แก้วสุพรรณ , การประยุกต์ใช้งานการเข้ารหัสแบบเดลต้าซิกมา , วิทยานิพนธ์สำหรับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545.

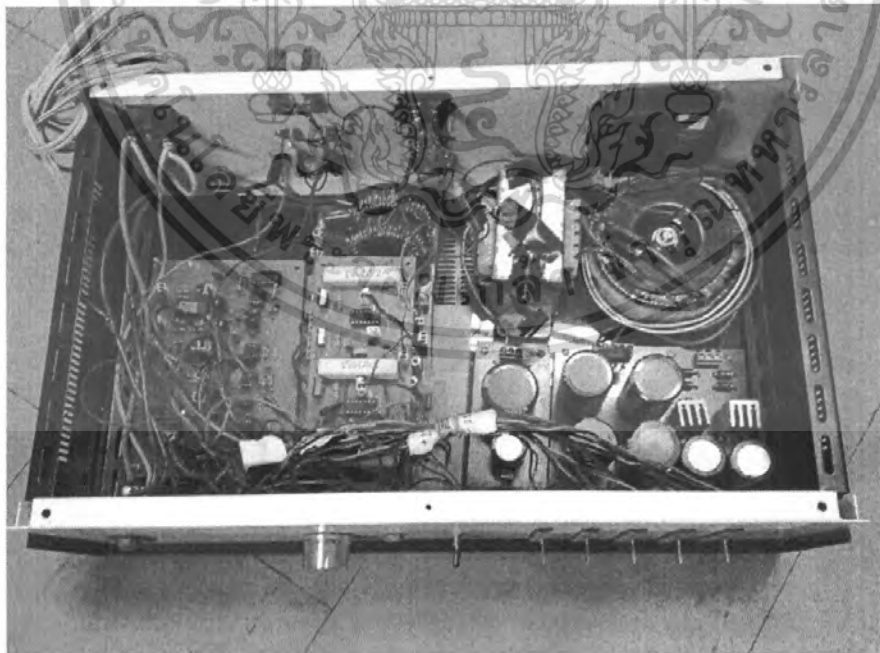
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เครื่องขยายกำลังงานเสียงกลาสติด้วยเทคนิคเดสต้า-ซิกมามอดูเลชัน



### โครงสร้างภายในเครื่องขยายกำลังงานเสียงกลาสติด้วยเทคนิคเดสต้า-ซิกมามอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้