

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การตีมัลติเพล็กซ์สัญญาณเอฟดีเอ็ม 4 ช่องสัญญาณโดยแบนด์พาสฟิลเตอร์ตัวเดียว  
4 CHANNELS FDM DEMULTIPLEXER USING ONE BAND PASS FILTER



โดย

นายอภิรักษ์

อรุณจิตต์

นายเอกสิทธิ์

เบญจพรกุลนิจ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 27887

วัน, เดือน, ปี 26 ส.ย. 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณเอฟดีเอ็ม 4 ช่องสัญญาณโดยแบนด์พาสฟิลเตอร์ตัวเดียว  
4 CHANNELS FDM DEMULTIPLEXER USING ONE BAND PASS FILTER

โดย

นายอภินันท์ อรุณจิตต์ 36014548

นายเอกสิทธิ์ เบญจพรกุลนิจ 36014586

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การตีผลติเฟล็กซ์สัญญาณเอฟดีเอ็ม 4 ช่องสัญญาณโดยแบนด์พาสฟิลเตอร์ตัวเดียว

4 CHANNELS FDM DEMULTIPLEXER USING ONE BAND PASS FILTER

ผู้จัดทำ

1. นายอภิรักษ์ อรุณจิตต์ 36014548

2. นายเอกสิทธิ์ เบนจพรกุลนิจ 36014586



อาจารย์ที่ปรึกษา

เป็ทิมทอ จดทงยหน  
ผศ.ดร.ปรทอเมททย วาดเซยยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณเอฟดีเอ็ม 4 ช่องสัญญาณโดยแบนด์พาสฟิลเตอร์ตัวเดียว

## 4 Channels FDM Demultiplexer using one Band Pass Filter

โดย นายอภิรักษ์ อรุณจิตต์ 36014548  
นายเอกสิทธิ์ เบนญพชรกุลนิจ 36014586

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการสร้างอุปกรณ์ดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณเอฟดีเอ็ม จำนวน 4 ช่องสัญญาณ โดยใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์ตัวเดียว โดยอาศัยหลักการสร้างความถี่ขึ้นมา ผสมกับสัญญาณทั้ง 4 ช่องสัญญาณ ให้ได้ค่าความถี่กลางออกมาค่าหนึ่ง ซึ่งจะช่วยลดจำนวนแบนด์พาสฟิลเตอร์ลงให้เหลือเพียงตัวเดียวได้

### ABSTRACT

This project is present about the 4 channels FDM demultiplexer using only one band pass filter, generating the frequencies to mix with signal from each channels and obtain an intermediate frequency (IF) . This method decrease the amount of band pass filter.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 หลักการและการทำงานโดยทั่วไป	2
2.2 ฟรีควอนซ์ดีวีซันมัลติเพล็กซ์	3
2.3 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ	6
2.4 การมอดูเลชันแบบเอเอ็ม	10
2.5 แอคทีฟฟิลเตอร์	16
2.6 ฟลิปฟลอป JK	20
2.7 Wien - bridge Oscillator	22
2.8 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้หลักการอิมิตเตอร์คัปเปิลแอมป์	24
2.9 การวิเคราะห์หสมการของฟิลเตอร์	36
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	37
3.1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	37
3.2 วงจรมิกเซอร์	38
3.3 การคำนวณและการสร้างวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	41
3.4 วงจรเลือกช่องสัญญาณ	42
3.5 อนาคตอกสวิตช์	44
3.6 วงจร Wien Bridge Oscillator	45
บทที่ 4 ผลการทดลอง	47
4.1 การทดลองในส่วน AM Modulator	47
4.2 การทดลองในส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์	47
4.3 ส่วนของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	48
4.4 การทดลองในส่วนของโลว์พาสฟิลเตอร์	49
4.5 ผลการทดลองเมื่อผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์	50
4.6 แสดงสัญญาณหลังผ่านวงจรแยกช่องสัญญาณในการตีเทคซ์มุล	53
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	62
5.1 สรุปผลการทดลอง	62
5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง	63
หนังสืออ้างอิง	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการและการทำงานโดยทั่วไป	2
2.2 บล็อกไดอะแกรมวงจร Sweep frequency	3
2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการตีเทคข้อมูล	3
2.4 ฟรีแควนซีดีวีซีเอ็มแอลพี	4
2.5 เครื่องรับเอฟดีเอ็ม	5
2.6 แสดงการแชนเปลลิง	5
2.7 แสดงสเปกตรัมของฟังก์ชันการแชนเปลลิง	8
2.8 สเปกตรัมของฟังก์ชันการแชนเปลลิงที่	8
2.9 แสดงตำแหน่งของสเปกตรัม	9
2.10 Nyquist Criterion	9
2.11 ก) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลชัน	11
ข) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลชัน	11
2.12 ก) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลท	12
ข) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลท	12
ค) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลท	12
ง) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลท	12
2.13 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรถิฟเฟอเรนเชียล	13
2.14 วงจรภายในไอซีเบอร์ 1496 หรือ 1596	14
2.15 ตัวอย่างวงจบบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่ใช้ไอซี	15
2.16 ตัวอย่างของมิกเซอร์ของเครื่องรับและส่ง	16
2.17 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	17
2.18 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเซคันด์ออเดอร์	18
2.19 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง	19
2.20 แสดงวงจรกรองความถี่เป็นช่วง	20
2.21 ฟลิปฟลอป JK	21
2.22 แสดงวงจร Wien - bridge oscillator	22
2.23 แสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ในเส้นทางการป้อนกลับแบบบวก	23
2.24 แสดงการต่อ trimmer เพื่อช่วยในการจูนออสซิลเลท	23
2.25 แสดงวงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลแอมป์	24
2.26 แสดงกราฟคุณลักษณะทางดีซีของอิมิตเตอร์คัปเปิลแอมป์	25

2.27 แสดงวงจรคุณสมบัติสัญญาณแบบ Two quadrant	26
2.28 การต่ออนุกรมกันของอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์	27
2.29 วงจรสเตจวาริเอเบิลฟิลเตอร์	32
2.30 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์	35
3.1 แสดงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ความถี่คัทออฟ 2.5 กิโลเฮิรท์	37
3.2 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน	38
3.3 แสดงวงจรไอซี 1496 ที่ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์	40
3.4 แสดงวงจรสเตจวาริเอเบิล	41
3.5 แสดงวงจรหาร 4 โดยใช้ JK ฟลิปฟลอป	42
3.6 ลักษณะขาของ 4017	43
3.7 timing diagram	43
3.8 แสดงขาของไอซี 4066	44
3.9 วงจร Wien bridge	45
4.1 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลท	47
4.2 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์	48
4.3 ผลการทดลองแบนด์พาสฟิลเตอร์	49
4.4 ผลการทดลองโลว์พาสฟิลเตอร์	50
4.5 - 4.10 ผลการทดลองเมื่อผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์	51
4.11-4.14 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรแยกช่องสัญญาณ	56
4.15 -4.24 ผลการทดลองเมื่อปรับค่าวงจรใหม่	56

## บทที่ 1 บทนำ

ในปัจจุบันนี้อุปกรณ์และเครื่องมือเกี่ยวกับทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ต่างก็มีการแข่งขันทั้งทางด้านการออกแบบในรูปร่างต่างๆ รวมถึงขนาดของอุปกรณ์ด้วย ซึ่งต่างก็พยายามที่จะออกแบบให้มีขนาดเล็กกะทัดรัดมากยิ่งขึ้น โดยอาศัยเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าขึ้นในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีทางการออกแบบ หรือการคิดค้นรูปแบบของวงจรใหม่ๆ โดยเฉพาะการที่เราทำให้ขนาดอุปกรณ์เล็กลงนั้น จะช่วยให้ประหยัดทรัพยากรธรรมชาติ และเพิ่มความสะดวกในการผลิตและการใช้งานอีกด้วย ทำให้ผู้ใช้มีทางเลือกมากขึ้น ยกตัวอย่างที่เห็นกันทั่วไป เช่น เทคโนโลยีในการผลิตโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้น จะเห็นว่าในสมัยก่อนนั้นเครื่องโทรศัพท์จะมีขนาดใหญ่มากทำให้ไม่สะดวกในการใช้งานและการพกพา รวมถึงมีราคาแพงมาก แต่ในปัจจุบันจะเห็นว่ามีความขนาดเล็กลงมาก และราคาก็ถูกลงด้วย อันเนื่องจากการพัฒนาอย่างต่อเนื่องของเทคโนโลยีต่างๆ ควบคู่กันไป

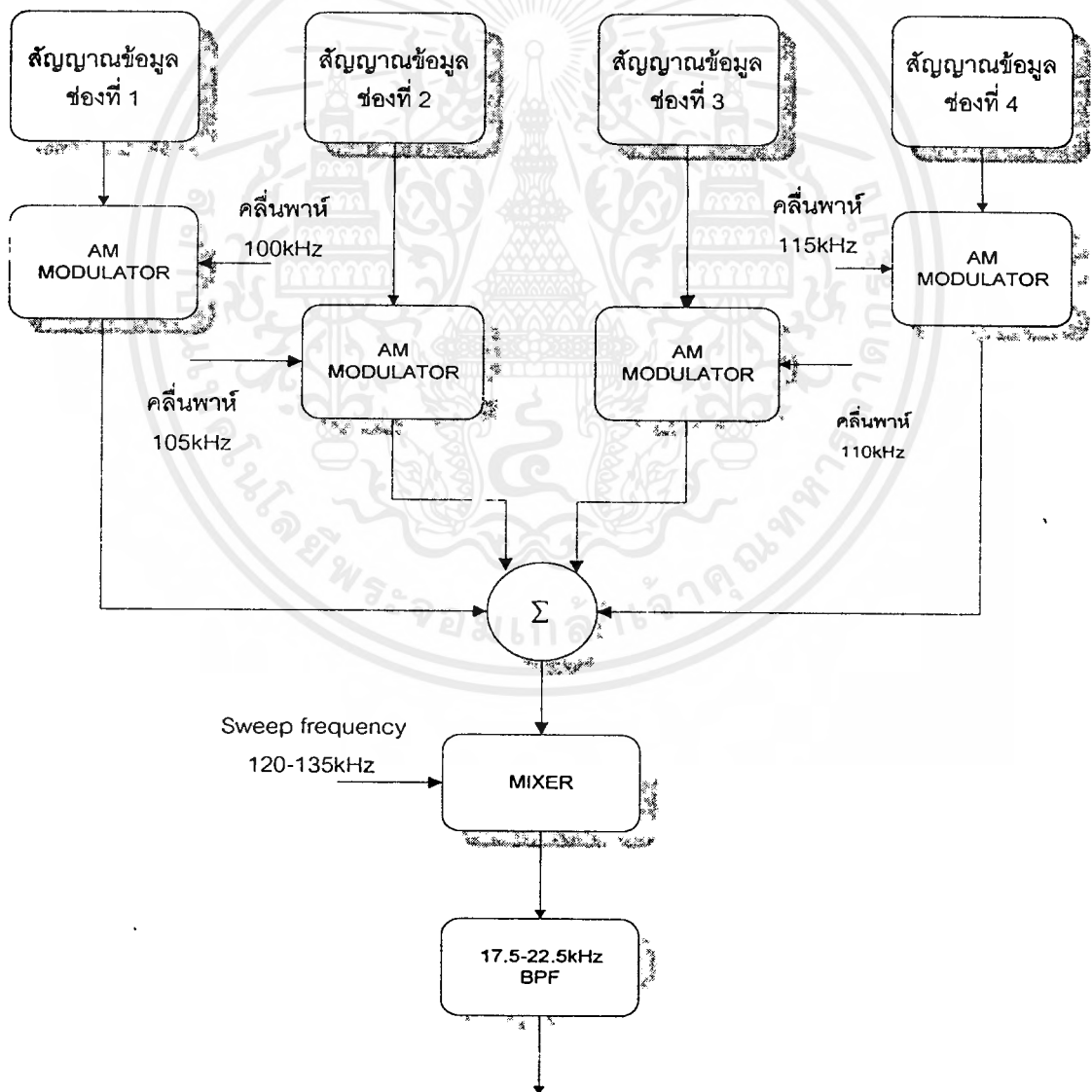
ในโครงการนี้จะเป็นการนำเสนอแนวความคิดในการพัฒนาอุปกรณ์ดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณ FDM จำนวน 4 ช่องสัญญาณ โดยใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์เพียงชุดเดียวเท่านั้น ซึ่งเปรียบเทียบกับเมื่อก่อนนั้น การดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณ FDM ก็ต้องใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์เท่ากับจำนวนช่องสัญญาณ เช่นถ้าต้องการ 4 ช่องสัญญาณเราก็ต้องใช้จำนวนแบนด์พาสฟิลเตอร์เท่ากับจำนวนช่องสัญญาณนั่นคือ ใช้ 4 ตัวนั่นเอง ทำให้เมื่อมีความต้องการในการใช้งานของจำนวนช่องสัญญาณมากขึ้น เราก็จำเป็นต้องสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์มากขึ้น จะทำให้ไม่สะดวกทั้งการออกแบบ และในแง่ของการใช้จ่าย นั่นคือเกิดการสิ้นเปลืองอุปกรณ์โดยไม่จำเป็นนั่นเอง ดังนั้นโครงการนี้จะช่วยลดความยุ่งยากและปัญหาที่จะเกิดขึ้น โดยจะลดจำนวนฟิลเตอร์ให้เหลือเพียงตัวเดียวได้ โดยจะใช้หลักการคือทำการเลือกค่าความถี่กลางขึ้นมาค่าหนึ่ง แล้วสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์ให้เลือกรองค่าความถี่กลางนั้นออกมา โดยค่าความถี่ที่จะนำมาผ่านฟิลเตอร์ตัวนี้ จะนำมาจากส่วนมิกเซอร์ซึ่งได้จากการผสมกันของสัญญาณของข่าวสารคือสัญญาณ FDM จำนวน 4 ช่องสัญญาณนั่นเอง และจากสัญญาณพาห้จากวงจรกวาดความถี่ 4 ความถี่ ที่สร้างขึ้น ซึ่งในโครงการนี้จะเลือกใช้ค่าความถี่กลางคือ 20 กิโลเฮิร์ต ซึ่งการทำงานของบล็อกไดอะแกรมนั้นจะได้อธิบายในบทที่ 2 ต่อไป

ซึ่งจะเห็นว่าโครงการนี้เราสามารถที่จะทำการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณในการใช้งานให้มากขึ้นได้ให้เพียงพอกับการใช้งาน โดยการใช้ฟิลเตอร์เพียงตัวเดียวก็เพียงพอกับการใช้งานแล้ว โดยที่เราจะต้องไปเพิ่มในส่วนของสัญญาณพาห้ให้มีค่าเท่ากับจำนวนช่องสัญญาณแทนซึ่งสามารถออกแบบและสร้างได้ง่ายกว่าแบบเก่ามาก ทำให้สะดวกและสามารถขยายให้เพียงพอแก่การใช้งานในอนาคต

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 หลักการและการทำงานโดยทั่วไป

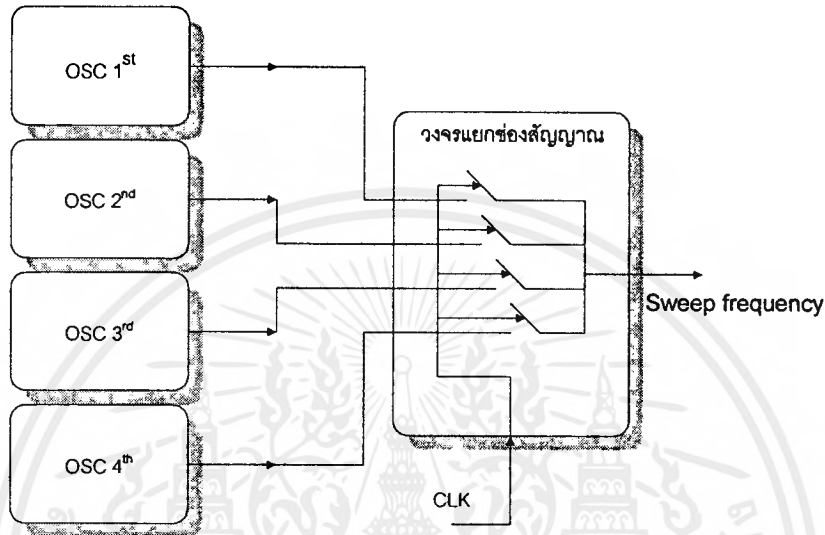
อุปกรณ์ดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplex) สัญญาณ FDM (Frequency Division Multiplex) จะใช้แบนด์พาสฟิลเตอร์เพียงชุดเดียวสำหรับทุกช่องสัญญาณ สำหรับสัญญาณอินพุทในแต่ละช่องสัญญาณจะถูกมอดูเลท (Modulate) แบบเอเอ็ม โดยมีแคเรียร์ของแต่ละสัญญาณดังนี้คือ 100 ,105 ,110 ,115 kHz ซึ่งสัญญาณทั้งสี่ช่องสัญญาณนี้ จะถูกนำมาแซมปิ้ง ( Sampling ) ด้วยสัญญาณจากเอาต์พุทของวงจรรววดความถี่ โดยที่สัญญาณข้อมูลข้างต้นจะถูกแซมปิ้งด้วยพัลส์ที่ถูกมอดูเลทกับความถี่ 120,125,130 และ 135 kHzตามลำดับ แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรมัลติเพล็กซ์ ที่ออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 20 kHz และนำสัญญาณที่ได้ไปแยกแต่ละช่องออกมาด้วยภาคดีมัลติเพล็กซ์ ต่อไป



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของการมัลติเพล็กซ์และการแซมปิ้งข้อมูล

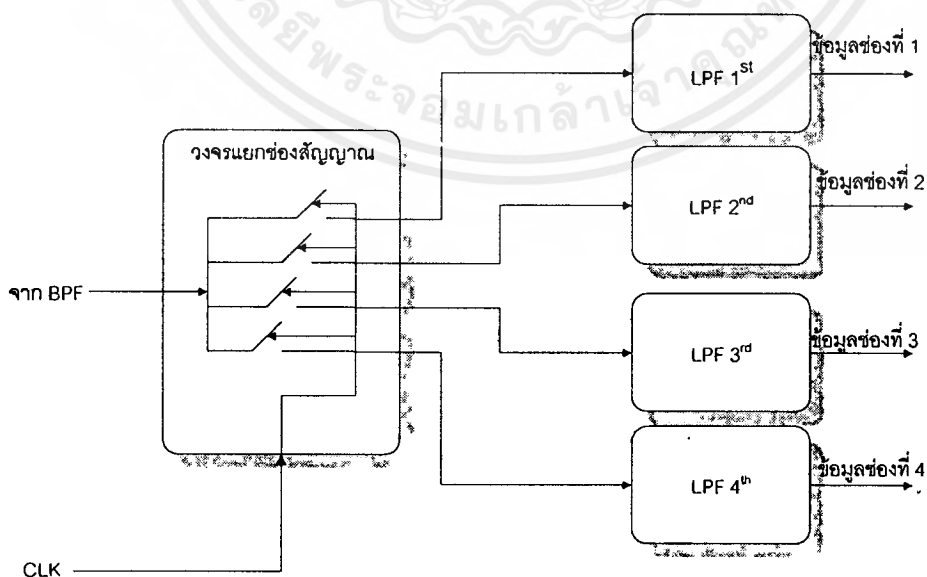
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของวงจรถอดความถี่ (Sweep Frequency Generator) จะอาศัยการสร้างสัญญาณความถี่ (Oscillator) ขึ้นมา 4 ชุดโดยแต่ละชุดจะมีความถี่ดังนี้คือ 120 , 125 , 130 และ 135 kHz แล้วนำความถี่ทั้งสี่ค่านี้ไปผ่านในส่วนของวงจรถอดสัญญาณเพื่อให้เลือกความถี่ออกมาแซมบิงกับข้อมูลดังบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรถอดความถี่ Sweep frequency generator

ส่วนของภาคดีมัลติเพล็กซ์นั้นจะนำสัญญาณจากแบนด์พาสฟิลเตอร์ไปผ่านวงจรถอดสัญญาณเพื่อจัดข้อมูลที่ถูกเป็นช่วงเวลาที่เหมาะสมออกไปยังช่องข้อมูลที่ถูกต้องแล้วทำการดีเทคข้อมูลกลับมาอีกครั้งดังแสดงในบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการดีเทคข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ฟรีควเอนซีดิวิชันมัลติเพล็กซ์ (Frequency division multiplexing)

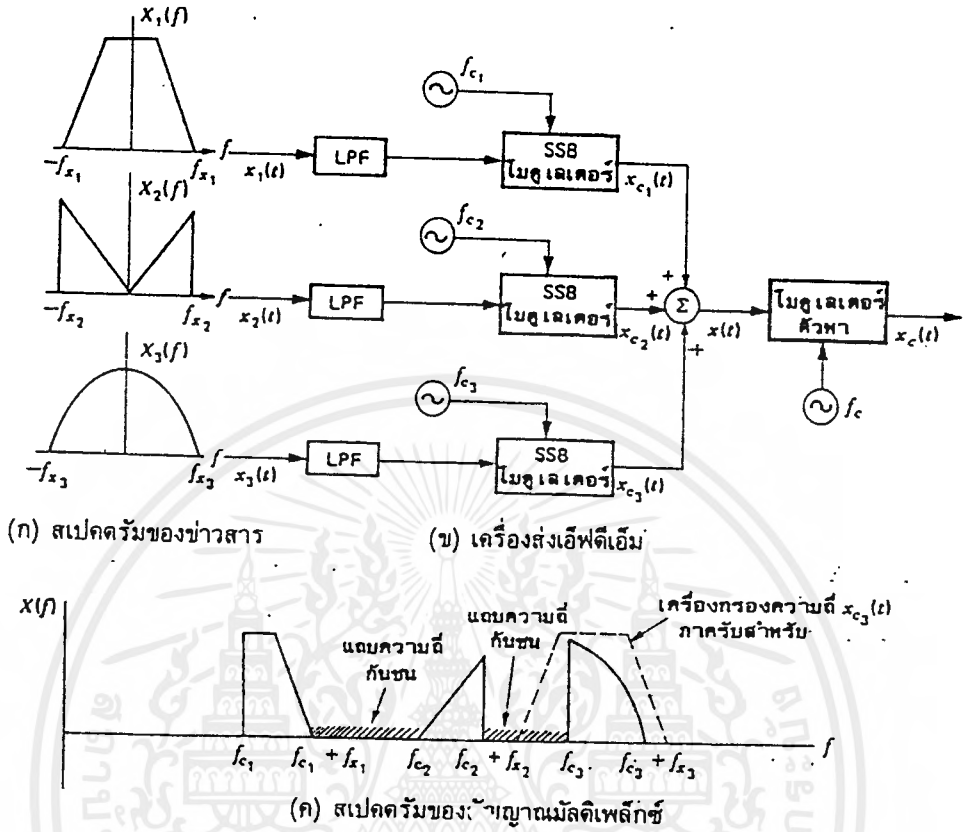
ในระบบสื่อสารที่ต้องการส่งข่าวสารจำนวนมากๆ พร้อมกัน เราจะใช้วิธีการที่เรียกว่า มัลติเพล็กซ์(multiplexing) ซึ่งก็คือการส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณภายใต้พาหะ(carrier) ตัวเดียวกัน มัลติเพล็กซ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

- 1) ฟรีควเอนซีดิวิชันมัลติเพล็กซ์ (Frequency division multiplexing) ซึ่งจะกล่าวละเอียดในที่นี้
- 2) ไทม์ดิวิชันมัลติเพล็กซ์ (Time division multiplexing)

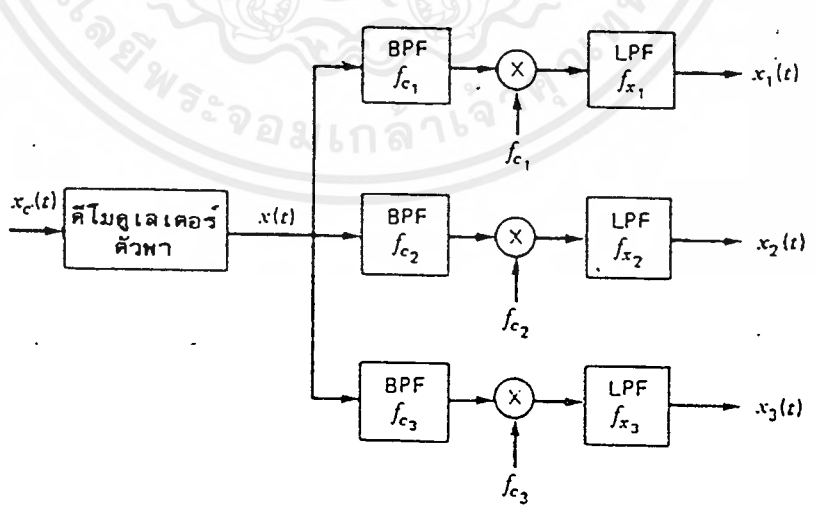
ฟรีควเอนซีดิวิชันมัลติเพล็กซ์ หรือที่เรียกว่า FDM คือการแบ่งแถบความถี่( bandwidth ) เป็นช่องๆ ไม่เหลื่อมล้ำกันให้แก่สัญญาณข่าวสารจำนวนมากสัญญาณละ 1 ช่อง แล้วนำสัญญาณเหล่านี้ไปมอดูเลทกับพาหะตัวเดียวกัน เพื่อส่งต่อไปสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนี้สามารถเอาออกมาจากสัญญาณเอพดีเอ็มได้ตมอดูเลทสัญญาณเอพดีเอ็มก่อนแล้วผ่านเครื่องกรองความถี่ที่มีความถี่ตรงกัน

หลักการกำเนิดเอพดีเอ็มแสดงในรูป 2.4 สำหรับสัญญาณข่าวสาร  $n$  ตัวซึ่งสมมติว่าถูกจำกัดแถบความถี่ โดยทั่วไปแล้ว ถ้าสัญญาณข่าวสารไม่ถูกจำกัดความถี่ก็ให้ผ่านตัวกรองความถี่ต่ำแทนสัญญาณที่ถูกจำกัดแถบความถี่แต่ละตัวจะมอดูเลทตัวพาหะรอง (subcarrier) ที่ความถี่  $f_{c1}, f_{c2}, \dots$  และ  $f_{cn}$  การมอดูเลทตัวพาหะรอง ที่แสดงในตัวอย่างนี้คือ สัญญาณที่ถูกมอดูเลทแล้ว (modulated signal) จะรวมกันเป็นสัญญาณรวมกัน  $X(t)$  ( composite multiplexed signal ) ถ้าเราเลือกความถี่ของพาหะรองอย่างเหมาะสมแล้ว แต่ละสัญญาณข่าวสารก็จะครอบครองช่วงความถี่ที่ไม่เหลื่อมล้ำกับช่วงความถี่อื่น ในขณะที่สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณสามารถแยกให้เห็นชัดเจนในเชิงความถี่ (frequency domain) สัญญาณที่ถูก มัลติเพล็กซ์แล้ว จะไม่มีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณข่าวสารทั้งในเชิงความถี่และเวลา (time domain) สัญญาณที่ถูกมัลติเพล็กซ์แล้วอาจจะส่งโดยตรงหรือนำไปมอดูเลทกับตัวพาหะที่ความถี่  $f_c$  ก่อนส่ง

การกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิมนั้นแสดงในรูป 2.5 ขั้นแรกในการกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิมคือ การดีมอดูเลทเพื่อให้ได้สัญญาณมัลติเพล็กซ์รวม  $X(t)$  จาก  $X_c(t)$  สัญญาณ  $X_{c1}(t), X_{c2}(t), \dots$  และ  $X_{cn}(t)$  แยกจาก  $X_{cn}(t)$  ได้โดยผ่านเครื่องกรองความถี่ในที่สุดก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาโดยการดีมอดูเลท  $X_{c1}(t), X_{c2}(t), \dots$  และ  $X_{cn}(t)$  อุปกรณ์การมัลติเพล็กซ์และการดีมัลติเพล็กซ์ มักจะเรียกชื่อย่อกันว่า "มัลซ์" (MUX)



รูปที่ 2.4 ฟริควนซีดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์



รูปที่ 2.5 เครื่องรับเอพดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ

ในการสื่อสารระบบดิจิทัล ถ้าแหล่งกำเนิดสัญญาณนั้น ให้เอาท์พุทออกมาเป็นสัญญาณดิจิทัลอยู่แล้ว เช่น เอาท์พุทของคอมพิวเตอร์ หรือจากโทรพิมพ์ เป็นต้นนั้น เราก็สามารถใช้สัญญาณเอาท์พุทนั้นส่งผ่านระบบสื่อสารไปได้ทันทีโดยไม่มีปัญหาอะไร อย่างไรก็ตามในบางสถานการณ์นั้น เราเกิดความจำเป็นที่จะส่งสัญญาณอนาลอกผ่านระบบการสื่อสารที่เป็นระบบดิจิทัล ในกรณีเช่นนี้ เราจำเป็นต้องเปลี่ยนสัญญาณอนาลอก ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D: Analog to Digital transformation) เสียก่อน และเมื่อทำการส่งสัญญาณนั้น ให้กับเครื่องรับแล้ว จึงค่อยเปลี่ยนสัญญาณนั้นกลับจากสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก (D/A: Digital to Analog transformation) อีกครั้งหนึ่งภายหลังใน การที่จะทำ A/D ได้นั้น ขั้นตอนที่สำคัญระหว่างกลางนั้น ก็คือ

จะต้องเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกมาเป็นสัญญาณดิสครีทนั้น ไปเป็นสัญญาณดิจิทัลอีกต่อหนึ่ง ในทำนองเดียวกัน ถ้าเราต้องการจะทำ D/A เราก็ต้อง เปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณดิสครีทเสียก่อน แล้วจึงทำการเปลี่ยนสัญญาณดิสครีทนั้น ให้เป็นสัญญาณอนาลอกในที่สุด ญแจดอกสำคัญที่ว่านี้ก็คือ “ ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ ” (Sampling Theorem) ใจความสำคัญของทฤษฎีนี้มีดังต่อไปนี้คือ สำหรับสัญญาณอนาลอก ที่มีสเปคตรัมอยู่ในย่านความถี่ที่จำกัด โดยมีความถี่สูงสุด คือ  $f_b$  นั้น เพียงแต่การอาศัยค่าที่ได้จากการเลือกสุ่มเอาค่าของสัญญาณนั้น ที่ขณะเวลาต่างๆที่ห่างกันทุกๆ  $T$  วินาที มาใช้สร้างสัญญาณใหม่เท่านั้น เราก็สามารถ ที่จะสร้างสัญญาณใหม่ที่เหมือนกันทุกประการกับสัญญาณอนาลอกเดิมนั้น กลับขึ้นมาใหม่ได้ เมื่อช่วงเวลา  $T$  ที่ใช้ในการสุ่มค่าสัญญาณนั้นมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่า  $1/(2f_b)$  วินาที

ตามใจความของทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ ดังกล่าวแล้ว เมื่อกล่าวอีกนัยหนึ่งเพื่อช่วยประกอบทำความเข้าใจเพิ่มขึ้น จะกล่าวได้ว่า ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณอนาลอกที่มีคุณสมบัติตามเงื่อนไขทฤษฎีข้างต้น ถ้าเราใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณเท่ากับ  $f_s$  ความถี่  $f_s$  นี้ต้องมากกว่า หรืออย่างน้อยที่สุดต้องเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดที่มีประกอบอยู่ในสัญญาณอนาลอกนั้น กล่าวคือ

$$f_s > 2f_b$$

สำหรับปัญหาที่ว่า ถ้าเราต้องการที่จะสุ่มตัวอย่างสัญญาณของสัญญาณเสียงที่ใช้ในการสื่อสารโทรศัพท์นั้น เราควรใช้ความถี่ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียงนี้สักเท่าไร คำตอบของปัญหานี้เราพิจารณาได้ว่า เนื่องจากในการสื่อสารโทรศัพท์นั้น สเปคตรัมแบนด์วิดท์ของเสียงที่ใช้ในนั้นคือ 300 - 3400 Hz ดังนั้นความถี่ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนี้ก็จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 6800 Hz

สังเกตว่าสัญญาณที่เกิดขึ้นจากผลของการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณนั้นเป็นสัญญาณดิสครีท ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณที่ได้จากผลของการสุ่มตัวอย่างนั้น จะเกิดมีค่าขึ้นก็เฉพาะเวลาที่เรทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณนั้นออกมาเท่านั้น ในการที่จะแปลงสัญญาณดิสครีทที่เกิดจากการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณให้กลับเป็นสัญญาณอนาลอกเหมือนอย่างเดิมนั้นทำได้ง่าย โดยเพียงแต่เราทำการส่งสัญญาณ

ดิสครีตดังกล่าวนั้นผ่านวงจร LPF และเมื่อเลือก LPF นั้นจะต้องมีความถี่ที่จุดตัด (cutoff frequency)  $f_c$  ไม่ต่ำกว่าความถี่  $f_b$  แต่ทว่าต้องไม่สูงเกินกว่าความถี่  $(2f_s - f_b)$  กล่าวคือ

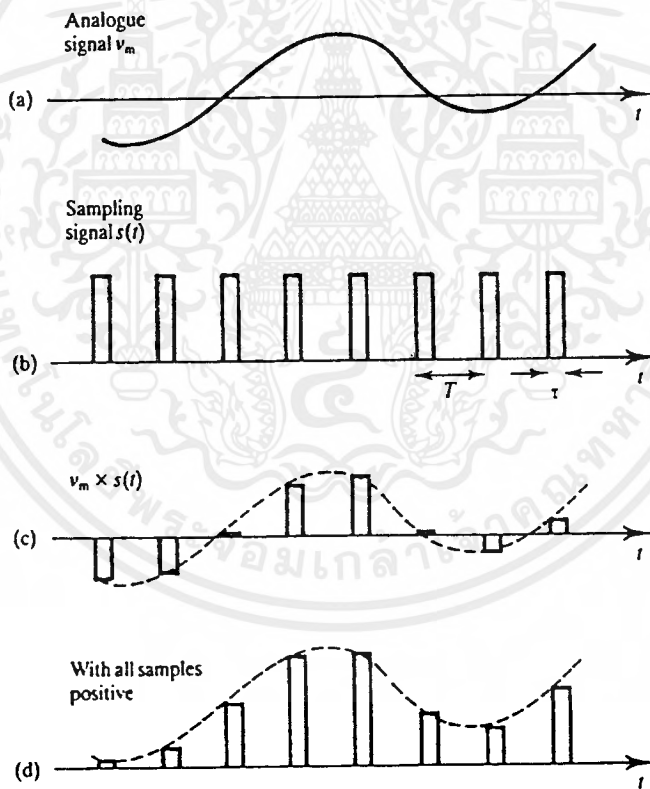
$$f_b < f_c < 2f_s - f_b \quad \dots\dots\dots 1$$

แล้วเราก็จะได้สัญญาณอนาล็อก ที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณเดิมกลับคืนมา

2.3.1 กระบวนการแซมปลิง(The Action of sampling)

กระบวนการพื้นฐานในการแซมปลิง คือ การเกทติง (gating) สัญญาณอนาล็อก โดยใช้ ขบวนการพัลส์ที่มีความคาบเวลาที่แน่นอน โดยยอมให้สัญญาณผ่านเมื่อมีพัลส์แต่ละพัลส์เท่านั้น

สัญญาณเกตติงหรือแซมปลิงฟังก์ชัน  $S(t)$  เป็นพัลส์ที่มีความสูง , ความกว้าง  $\tau$  วินาที และ ห่างกัน  $T$  วินาทีดังที่แสดงในรูป.2.6 (ข) สัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณเบสแบนด์ ( $V_m$ ) ถูกยกระดับ ทำให้ไม่มีส่วนที่เป็นลบ ทำให้มีส่วนที่เป็นบวกหมดดังแสดงในรูป 2.6 (ง)



รูปที่ 2.6 แสดงการแซมปลิง ( Action of sampling )

สมมติสัญญาณพื้นฐานโคไซน์  $V_m = 1 + \cos \omega_m t$

สัญญาณพื้นฐานที่ได้จากการนำ  $V_m * S(t)$  แสดงดังรูป 2.6 (ค) และ 2.6(ง)

$T$  คือระยะห่างของการพัลส์ ( sampling interval )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\tau$  คือความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ (sampling time)

$\tau \leq T$  จุดพีคของขบวนพัลส์ของสัญญาณแซมปลิงแสดงถึงความสูงพื้นฐานตัวอย่าง

$$V_s = V_m * S(t)$$

### 2.3.2 ฟังก์ชันการแซมปลิง(The Sampling Function)

$S(t)$  เป็นขบวนพัลส์แคบๆ แสดงเป็นสมการฟูเรียร์ในรูปของสเปกตรัมดังนี้

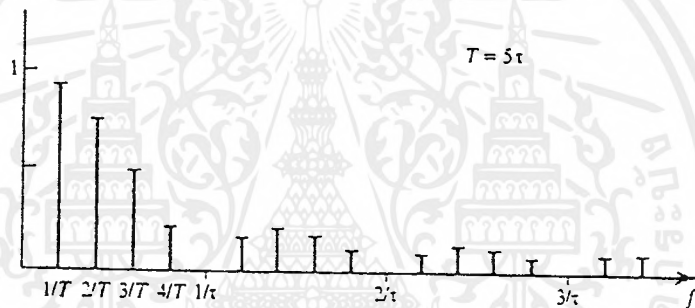
$$S(t) = \tau/T \{ 1 + 2[(\text{sinc}\pi\tau/T)\cos\omega_c + (\text{sinc}2\pi\tau/T)\cos2\omega_c t + \dots] \}$$

แสดงการพล็อตกราฟของอนุกรมฮาร์โมนิกของพัลส์ที่มีความถี่ =  $1/T = f_s$  และที่ฮาร์โมนิก

$1/\tau$  จะมีขนาดเป็น 0 ดังรูป 2.7

เพราะว่า  $\tau \ll T$  ดังนั้น

$$\text{sinc}(n\pi\tau/T) \cong 1$$

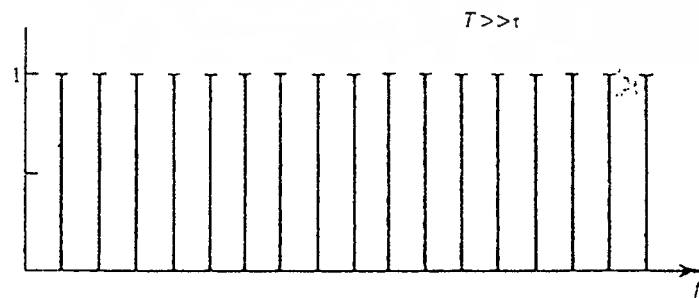


รูปที่ 2.7 แสดงสเปกตรัมของฟังก์ชันการแซมปลิง

และ

$$S(t) = \tau/T ( 1 + 2\cos\omega_s t + 2\cos2\omega_s t + 2\cos3\omega_s t + \dots )$$

ซึ่งจะให้สมการที่มีค่าแอมพลิจูดของสเปกตรัมแสดงดังในรูป 2.8

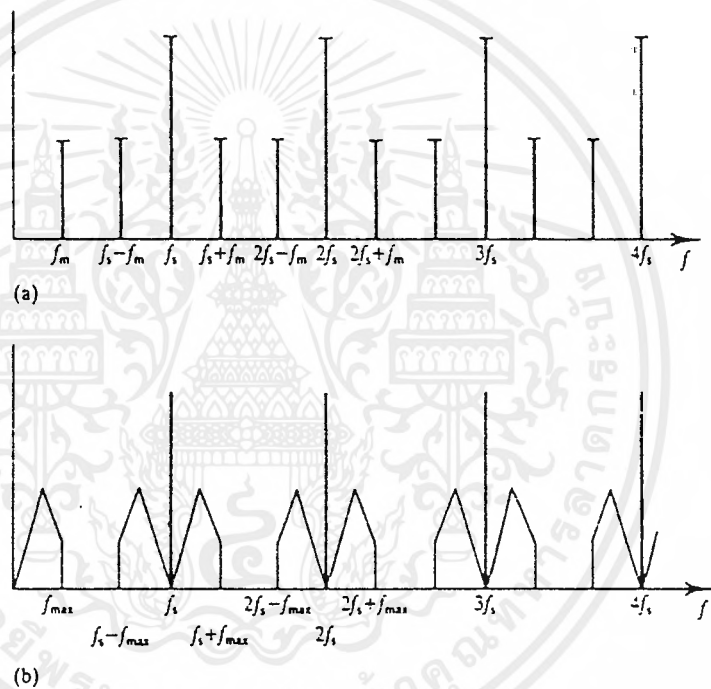


รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของฟังก์ชันการแซมปลิงที่  $\tau \ll T$

### การวิเคราะห์การแซมปลิง (Analysis of Sampling)

$$\begin{aligned}
 V_s &= V_m(t) * S(t) \\
 &= E_m (1 + \cos \omega_m t) \tau / T (1 + 2\cos \omega_s t + 2\cos 2\omega_s t + \dots) \\
 &= E_m \tau / T (1 + \cos \omega_m t + 2\cos \omega_s t + 2\cos \omega_s t \cos \omega_m t + 2\cos 2\omega_s t + 2\cos \omega_s t \cos \omega_m t + \dots) \\
 &= E_m \tau / T (1 + \cos \omega_m t + \cos(\omega_s - \omega_m)t + 2\cos \omega_s t + \cos(\omega_s + \omega_m)t + \cos(2\omega_s - \omega_m)t + \\
 &\quad 2\cos 2\omega_s t + \cos(\omega_s + \omega_m)t + \dots)
 \end{aligned}$$

สเปกตรัมแสดงดังรูป 2.9 ( ก ) และแสดงตำแหน่งของสเปกตรัมอย่างชัดเจนโดยแสดงถึงความถี่จริงของสัญญาณเบสแบนด์ด้วยดังรูป 2.9 ( ข )



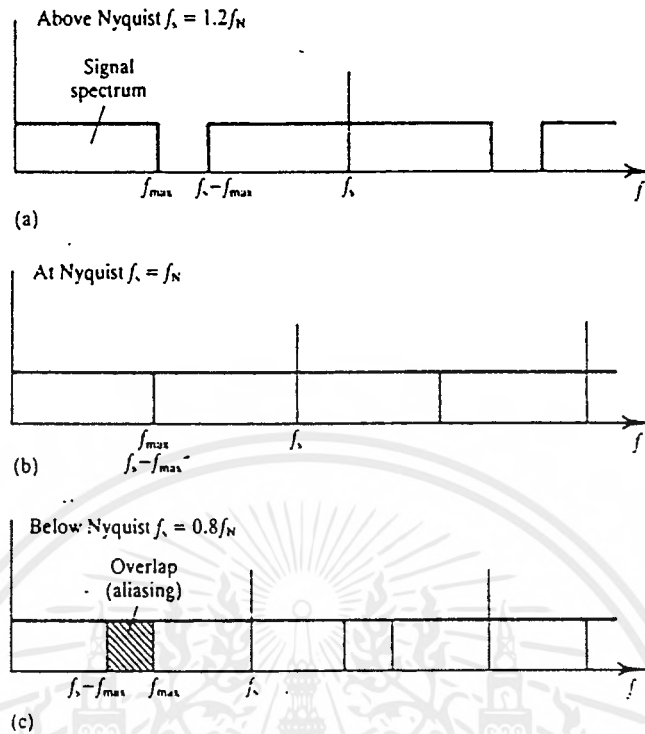
รูปที่ 2.9 แสดงตำแหน่งของสเปกตรัม

### Nyquist criterion

$$f_s \geq 2f_m (= f_N)$$

เมื่อมีการแซมปลิงด้วยความถี่  $2f_m$  ซึ่งจะเรียกว่า Nyquist frequency ( $f_N$ ) ดังแสดงใน

รูป 2.10



รูปที่ 2.10 Nyquist Criterion

ถ้ามีการแซมปลิงที่ช้าเกินไป ด้าน lower sideband ( $f_s - f_m$ ) ของความถี่การแซมปลิงจะซ้อนทับกับความถี่ Nyquist ทำให้ต้องใช้ฟิลเตอร์ในทางอุดมคติเท่านั้นที่นำสัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมาได้ ซึ่งไม่มีจริงในทางปฏิบัติ ในทางปฏิบัติควรใช้ความถี่ที่มากกว่า  $f_N$  เพื่อทำให้เกิดช่องว่างสำหรับฟิลเตอร์อย่างน้อยที่สุด  $0.2f_N$  ดังแสดงในรูป 2.10 (ก)

การใช้ความถี่ในการแซมปลิงสูงจะดีกว่า เพราะจะทำให้เกิดช่องว่างสำหรับการฟิลเตอร์กว้างกว่า แต่ก็มีข้อเสียเพราะว่า การแซมปลิงสูงจะทำให้เกิดการขีดกันของเวลามาก และข้อได้เปรียบข้อใหญ่ที่เสียไป คือ time - multiplex ระหว่างสัญญาณแซมปลิงอื่น ๆ ในช่วงที่เป็นช่องสัญญาณช่องว่างของสัญญาณแซมปลิงนี้

## 2.4 การมอดูเลชันแบบเอเอ็ม (AM Modulation)

ถ้าจะกล่าวว่า การมอดูเลชันคือหัวใจของการสื่อสารวิทยุก็ไม่ผิด ทั้งนี้ก็เพราะว่าการมอดูเลชัน คือการฝากข้อมูลไปกับคลื่นพาห์ ซึ่งคลื่นพาห์จะเป็นตัวช่วยนำสัญญาณข้อมูลนั้น ผ่านสายอากาศของเครื่องส่ง ออกอากาศไปยังสายอากาศของเครื่องรับได้ การมอดูเลชันที่นิยมใช้อยู่ในระบบวิทยุและโทรทัศน์ทั่วไปนั้น นิยมใช้อยู่ 2 แบบ คือ AM (Amplitude Modulation) และ FM (Frequency Modulation) ความแตกต่างของกระบวนการทั้งสองนั้น ก็คือ ขบวนการมอดูเลชันแบบ AM นั้นเป็นการฝากข้อมูลไปกับขนาด (amplitude) ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยยังคง

รักษาความถี่ของคลื่นพหุนั้นให้มีค่าคงที่ตลอดเวลา แต่ทว่าขบวนการมอดูเลชันแบบ FM นั้นเป็นการฝากข้อมูลไปกับความถี่ของคลื่นพหุนั้น เป็นขบวนการที่ทำให้ความถี่ (frequency) ของคลื่นพหุนั้นเปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณของสัญญาณข้อมูล โดยยังคงรักษาขนาดของคลื่นพหุนั้นไว้ให้มีค่าคงที่อยู่เสมอ ประโยชน์ของขบวนการมอดูเลชันที่สำคัญ ก็คือ ทำให้เกิดการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณขึ้น และทำให้สัญญาณข้อมูลถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนจากภายนอกน้อยลง

การย้ายสเปกตรัมของ สัญญาณข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบ AM สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ คือ สมมติว่าทั้งสัญญาณข้อมูลและคลื่นพหุนั้นเป็นสัญญาณรูปไซน์ทั้งคู่ คือ

สัญญาณข้อมูล :  $g_m(t) = A \cos(2\pi f_m t)$  ...1  
 คลื่นพหุนั้น :  $g_c(t) = B \cos(2\pi f_c t)$  .....2

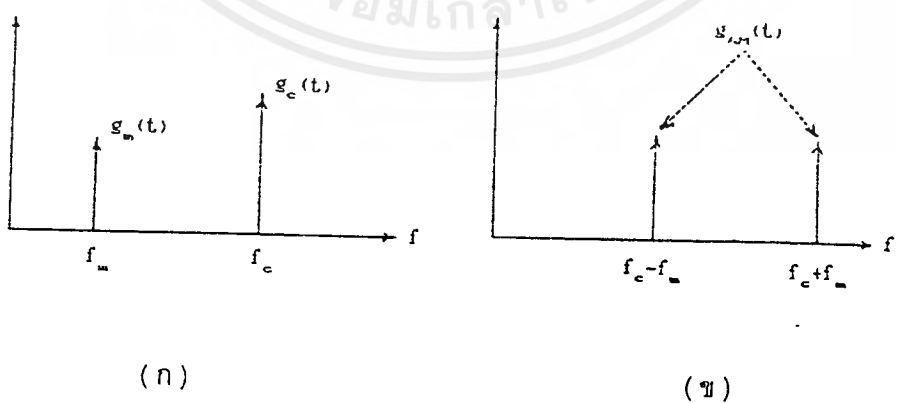
ตามคำจำกัดความของ AM ที่กล่าวมาแล้ว ก็คือการทำให้นขนาด B ของคลื่นพหุนั้น  $g_c(t)$  เปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณข้อมูล  $g_m(t)$  กล่าวคือ  $B = k g_m(t)$  เมื่อ k คือค่าคงที่ที่เกิดขึ้นโดยกระบวนการมอดูเลชันนั้น ดังนั้นคลื่นที่เกิดขึ้นหลังจากการมอดูเลชันแล้ว จะเป็นดังต่อไปนี้คือ

$g_{AM}(t) = (k g_m(t)) \cos(2\pi f_c t)$   
 $= k A \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t)$  .....3

เมื่อใช้ความรู้ทางตรีโกณมิติคือ  $\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2} [\cos(x-y) + \cos(x+y)]$  มาช่วยแล้ว จะได้

$g_{AM}(t) = (kA/2) \cos\{ 2\pi(f_c - f_m)t \} + (kA/2) \cos\{ 2\pi(f_c + f_m)t \}$  .....4

จาก 1,2 และ 4 เราจะเห็นว่า เดิมสัญญาณข้อมูลมีความถี่  $f_m$  และคลื่นพหุนั้นมีความถี่  $f_c$  แต่เมื่อสัญญาณทั้งสองมอดูเลชันกันแล้ว จะได้สัญญาณ  $g_{AM}(t)$  ออกมาโดยมีความถี่เกิดขึ้นใหม่ 2 ความถี่ คือ  $(f_c - f_m)$  และ  $(f_c + f_m)$  ดังนั้นถ้าเราเขียนสเปกตรัมก่อนและหลังการมอดูเลชัน นั้นจะแสดงได้ดังใน รูป 2.15 จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูล  $g_m(t)$  ถูกย้ายจากความถี่  $f_m$  ไปอยู่ที่ความถี่  $(f_c - f_m)$  และ  $(f_c + f_m)$



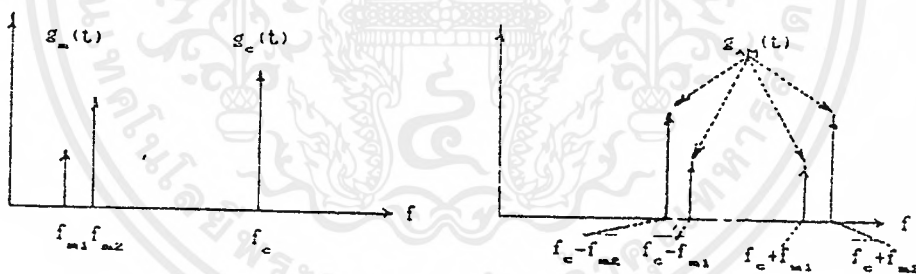
( ก ) ( ข )  
 รูป 2.11 ก) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลชัน  
 ข) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลชัน

ต่อไปถ้าเราสมมติว่า สัญญาณข้อมูล  $g_m(t)$  มีส่วนประกอบของสัญญาณเพิ่มขึ้นอีกเป็น 2 ความถี่ คือ  $f_{m1}$  และ  $f_{m2}$  ตามสเปกตรัมที่แสดงในรูป 2.12(ก) กล่าวคือ

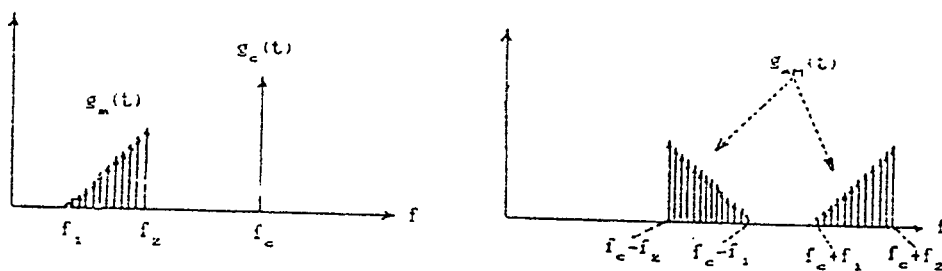
$$g_m(t) = A_1 \cos(2\pi f_{m1} t) + A_2 \cos(2\pi f_{m2} t) \quad \dots\dots\dots 5$$

ดังนั้นตามหลักการที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อได้ทำการมอดูเลชันแล้ว สัญญาณผลลัพธ์จะมีความถี่เกิดขึ้นเป็น 4 ความถี่ ดังแสดงในรูป 2.12(ข)

แต่ตามปกติทั่วไป สัญญาณข้อมูลโดยทั่วไป จะประกอบขึ้นมาจากสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่ต่างๆมากมาย ดังนั้นสมมติว่า สัญญาณข้อมูล  $g_m(t)$  มีสเปกตรัมดังแสดงในรูป 2.12(ค) แล้วสัญญาณ  $g_{AM}(t)$  ที่เกิดจากการมอดูเลต  $g_m(t)$  เข้ากับคลื่นพาห้  $g_c(t)$  จะมีสเปกตรัมดังแสดงในรูป 2.12(ง) เพราะฉะนั้นเราจะเห็นว่าในระบบ AM นั้น สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นหลังจากการมอดูเลชันแล้ว จะมีเป็นสองกลุ่ม กลุ่มหนึ่งจะเกิดขึ้นที่ย่านความถี่ที่สูงกว่า ความถี่ของคลื่นพาห้  $f_c$  และมีลักษณะของสเปกตรัมเหมือนสเปกตรัมของสัญญาณเดิมทุกประการ สัญญาณกลุ่มนี้มีชื่อเรียกเฉพาะว่า “upper side band” ส่วนสัญญาณอีกกลุ่มหนึ่งเกิดขึ้นในย่านความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่  $f_c$  จะมีลักษณะของสเปกตรัมเหมือนกับเงาสะท้อนของ upper side band สมมาตรกันเสมือนมีระนาบความถี่  $f_c$  เป็นแนวอ้างอิง กลุ่มของสัญญาณกลุ่มนี้มีชื่อว่า “lower side band” สังเกตว่าการมอดูเลชันแบบนี้จะไม่มีคลื่นพาห้ที่ความถี่  $f_c$  เลย เสมือนกับว่า การมอดูเลชันแบบนี้ทำการกดคลื่นพาห้ให้หายไป ดังนั้นการมอดูเลชันแบบนี้ จึงมีชื่อเรียกลงไปเฉพาะอีกว่า “AM-double side band suppressed carrier” (AM-DSB-DSC)



รูปที่ 2.12 (ก) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลต (ข) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลต



(ค) สเปกตรัมของสัญญาณก่อนทำการมอดูเลต (ง) สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

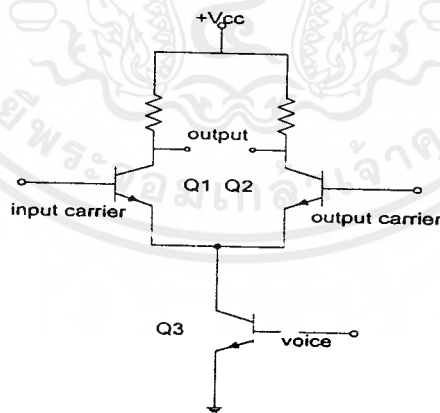
จากการที่อธิบายที่ผ่านมา จะทำให้เกิดความเข้าใจในการย้ายสเปค ตรีมพอสสมควร แต่อย่างไรก็ตาม สำหรับขบวนการย้ายสเปคตรีมของสัญญาณข้อมูลที่เกิดขึ้นในขบวนการมอดูเลชันในระบบ FM นั้น ไม่สามารถที่จะอธิบายได้ง่ายๆ คล้ายกับขบวนการของ AM ได้ เพราะต้องใช้คณิตศาสตร์ชั้นสูงมาช่วยอธิบาย ดังนั้นสำหรับกรณีของ FM เราขอเพียงกล่าวสรุปไว้ในที่นี้ว่า ในระบบ FM ก็จะมีการย้ายของสเปคตรีมของข้อมูลด้วยแต่รูปร่างของสเปคตรีมที่เกิดขึ้นใหม่นั้น จะแตกต่างจากสเปคตรีมของสัญญาณข้อมูลเดิมโดยสิ้นเชิง

โดยธรรมชาติแล้ว AM จะถูกรบกวนโดยสัญญาณอื่นๆได้ง่ายกว่า FM ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณรบกวนสามารถที่จะทำให้ขนาดของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลง

เป็นที่น่าสังเกตว่า AM-DSB-DSC นั้น ทำให้เกิดการกระจายสเปคตรีมเป็นสอง side band แต่ละ band นั้น ต่างก็มีข้อมูลของสัญญาณอินพุทอยู่อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นเพื่อให้เกิดการสงวน ย่านความถี่ใช้งานภายในช่องสัญญาณหรือภายใต้ตัวกลางไว้ จึงเกิดการส่งสัญญาณ AM นี้ออกไปเพียง side band ข้างใดข้างหนึ่งเพียง band เดียว โดยใช้ฟิลเตอร์กรองสัญญาณในแบนด์ที่ไม่ต้องการออกไป สัญญาณ AM ที่มี side band เพียงข้างเดียวนี้มีชื่อว่า single side band ซึ่งเขียนย่อว่า SSB

#### 2.4.1 มอดูเลเตอร์ชนิดไอซี ( MC1496 )

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอด ก็คือวงจรดิฟเฟอเรนเชียล Q3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับ Q1 กับ Q2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q1 และ Q2 มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุท สภาวะนี้จะเป็นการกำจัดโหมดร่วมของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองไปหมด



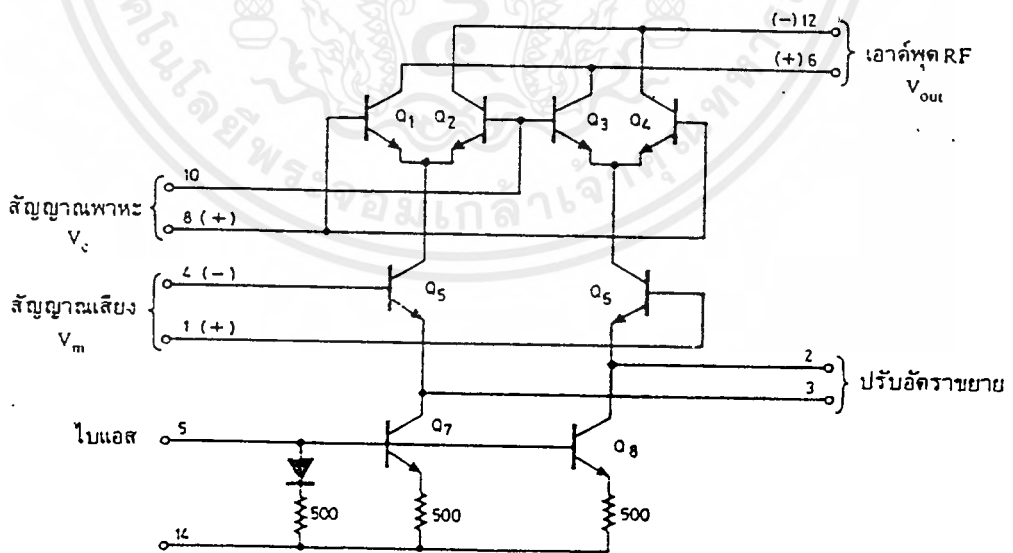
รูปที่ 2.13 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q3 สมดุลของวงจรจะเสียไปทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่ Q1 กับ Q2 การผสมแบบนอนลิเนียร์นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุท อย่างไรก็ตามพาหะก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมดร่วมถูกกำจัดออกไป

วงจรดีฟเฟอเรนเชียลที่ติดตั้งใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตช์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็นไอซี ในรูปที่ 2.17 เป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นบาลานซ์มอดโดยเฉพาะ โดยในที่นี้จะกล่าวถึงไอซีเบอร์ 1496 วงจรนี้ใช้หลักการวงจรดีฟเฟอเรนเชียลที่กล่าวมาแล้ว การกำจัดพาหะสูงถึง 65 เดซิเบลที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ต ซึ่งไอซีเบอร์นี้นอกจากจะทำหน้าที่เป็นบาลานซ์มอดได้อีกแล้ว เราอาจต่อให้เป็นวงจรมัลติพลายวงจรมอดูเลเตอร์ AM หรือเป็นวงจรดีเทกเตอร์ก็ได้ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะการทำงานเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์เท่านั้น

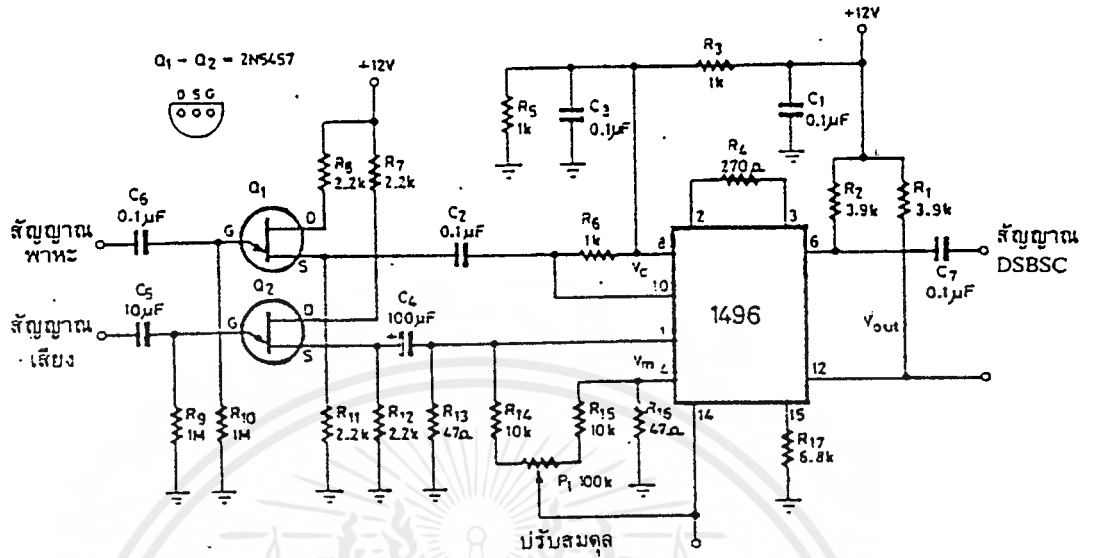
วงจรภายในตัวไอซี ดังรูปที่ 2.14 Q7 และ Q8 เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสคงที่ สัญญาณพาหะจะป้อนให้แก่ Q1Q4 กับ Q2Q3 ให้สลับกัน on และ off ทำให้เอาท์พุทปรากฏเป็นสัญญาณมอดูเลตสลับกันไปมา สัญญาณนี้เป็นสัญญาณ DBSC ตัวอย่างการใช้ไอซีต่อเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์จะเป็นดังรูปที่สังเกตว่าสัญญาณพาหะที่ป้อนที่ขา 8 และ 10 ผ่าน FET อีกตัวหนึ่ง การปรับสมดุลเพื่อให้พาหะถูกกำจัดเป็นศูนย์ทำได้โดยการปรับตัวต้านทานค่า P1 เมื่อป้อนสัญญาณเสียงแก่วงจรมอดูเลเตอร์ เอาท์พุทจะได้เป็นสัญญาณ DSBSC ที่ขา 6 และขา 2

การกำจัดพาหะขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณของพาหะที่ป้อน ถ้าพาหะไม่แรงพอ วงจรขยายพาหะจะขยายไม่เต็มที่ แต่ถ้าแรงเกินไปพาหะก็จะผ่านทะลุ (feed through) ออกไปยังเอาท์พุทได้ ระดับสัญญาณที่เหมาะสมอยู่ในช่วง 300-500 มิลลิโวลท์ที่คัพพิด สัญญาณมอดูเลตต้องมีแอมพลิจูดมากกว่าพาหะประมาณ 2 เท่า ความสามารถการกำจัดพาหะของวงจรมอดูเลเตอร์ได้ถึง 50-65 เดซิเบลขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งาน



รูปที่ 2.14 วงจรภายใน IC เบอร์ 1496 หรือ 1596

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

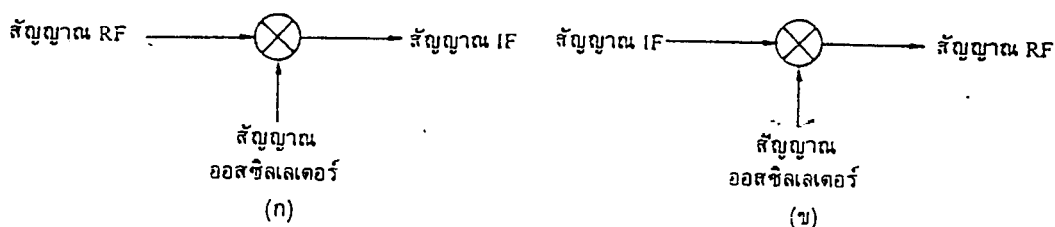


รูปที่ 2.15 ตัวอย่างวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ IC

ถ้าเราดัดแปลงวงจรอีกเพียงเล็กน้อย ไอซีเบอร์ 1496 นี้สามารถทำงานเป็นวงจรมอดูเลตสัญญาณ SSB ได้ดังรูปที่ 2.15 โดยการป้อนพาหะที่กำเนิดใหม่ (regenerated) เข้าทางขา 8 และ 10 ส่วนสัญญาณ SSB เข้าที่ขา 1 และ 4 ขนาดของสัญญาณต้องแรงพอ (ในช่วง 300-1400 มิลลิโวลท์ที่คัพพิค) เอาท์พุทที่ได้ จะเป็นผลคูณของสัญญาณพาหะกับสัญญาณ SSB เกิดเป็นสัญญาณเสียงที่ขา 6 และขา 12 ซึ่งเป็นเอาท์พุท 2 ทางโดยทางหนึ่งป้อนไปวงจรขยายเสียง ส่วนอีกทางหนึ่งก็จะป้อนไปวงจร AGC

### 2.4.2 วงจรมิกเซอร์

แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือประเภท แอททิฟ ใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซีรวมมทั้งอุปกรณ์อื่นๆ ที่ให้อัตราการขยาย (ในการผสมคลื่น) และประเภทพาสซีฟ ใช้ไดโอด ซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ นอกจากนี้เรายังแบ่งมิกเซอร์แบ่งเป็น 2 ประเภทคือ แบบสมดุลหรือบาลานซ์ กับแบบไม่สมดุลหรืออิมบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์เราต้องวงจรให้ขั้วอินพุทหรือเอาท์พุทของวงจรมิกเซอร์ ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เราเรียกว่าไอโซเลชัน (isolation) คงจำได้ว่าขั้วอินพุทของวงจรมิกเซอร์มี 2 ขั้วคือสัญญาณ RF (หรือ IF) กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาท์พุท 1 ขั้ว คือสัญญาณ IF (หรือ RF) ดูรูปที่ 2.16 ลองพิจารณา ในกรณีของภาคเครื่องรับจะเห็นว่าการแยกขั้วระหว่าง RF และขั้วออสซิลเลเตอร์จะช่วยมิให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับออกสู่สายอากาศ แม้กระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกขั้วระหว่างขั้ว RF กับขั้ว IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่พอดีตรงกับความถี่ IF เล็ดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ(n) และมิกเซอร์ภาคเครื่องส่ง(ข) .

สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลนั้น มีคุณสมบัติไอโซเลชันไม่ดี เหมือนกับ แบบสมดุล ถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณอีกต่างหาก

## 2.5 แอคทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter)

แอคทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) ทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ เป็นวงจรที่ประกอบด้วย ภาควิทยุ เช่น ทรานซิสเตอร์ (Transistor) หรือไอซีเลือกความถี่ (Frequency Selective network) จำพวกรีซิสเตอร์กับคาปาซิเตอร์ วงจรให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้นหรือลดทอนสัญญาณ นอกเหนือช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ปรากฏที่เอาต์พุต (output)

กล่าวโดยทั่วไป Filter แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ

1. ฟิลเตอร์ ชนิด อนุกรม (Analog) หรือ ชนิดดิจิทัล (Digital)
2. ฟิลเตอร์ ประเภท แพลสซีฟ (Passive) หรือ แอคทีฟ
3. ฟิลเตอร์ ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือ ย่านวิทยุ (Radio Frequency)

อนุกรมฟิลเตอร์ ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนุกรม ส่วนดิจิทัลฟิลเตอร์ ใช้งานกับสัญญาณอนุกรม โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัล มาช่วย ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ แบ่งออกเป็นประเภทแพสซีฟ หรือแอคทีฟ ชิ้นส่วนที่ใช้ในวงจรแพสซีฟ ฟิลเตอร์ได้แก่ตัวรีซิสเตอร์, คาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ส่วน Active Filter ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวก ทรานซิสเตอร์ หรือไอซีในรูปออปแอมป์ และรีซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์ ทำงานร่วมกันรีซิสเตอร์ ,คาปาซิเตอร์และ อินดักเตอร์ ถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทแพสซีฟ การจะเลือกใช้ชิ้นส่วนชนิดใดนั้น ขึ้นกับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรฟิลเตอร์ ทำงาน ยกตัวอย่างอาร์ซี (RC) ฟิลเตอร์ ใช้กับย่านความถี่เสียงหรือใช้กับย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่ แอลซี (LC) ฟิลเตอร์ หรืออาจจะกล่าวไปถึงคริสตัล (Crystal) ฟิลเตอร์ เหมาะที่จะใช้ในย่านความถี่วิทยุหรือย่านความถี่สูง (High Frequency) และโดยเฉพาะอย่างยิ่งเนื่องจากค่า Q หรือ

Figure of merit ที่สูงของตัวคริสตัล ที่สูงของตัวคริสตัลฟิลเตอร์ มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงมากๆ ดีกว่าแอลซีฟิลเตอร์ อีกด้วย

ในส่วนนี้จะทำการวิเคราะห์และออกแบบอาร์ซีแอกทีฟฟิลเตอร์ ชนิดอะนาลอก ในย่านความถี่เสียงอาศัยออปแอมป์ เราไม่นำอินดีคเตอร์มาใช้อย่างความถี่เสียง เพราะย่านความถี่ต่ำเช่นนี้ อินดีคเตอร์มีขนาดใหญ่ สิ้นเปลืองกำลังงานในตัวมาก มีราคาแพงตามขนาด และยังกระจายสนามแม่เหล็กออกไปรอบๆ ตัวรบกวนชิ้นส่วนหรืออุปกรณ์ข้างเคียง

2.5.1 ข้อดีของแอกทีฟฟิลเตอร์ ที่มีเหนือกว่าแพสซีฟฟิลเตอร์

1. การปรับอัตราขยายและปรับความถี่เป็นอิสระต่อกัน เราสามารถจัดค่าอัตราขยายของ ออปแอมป์ ขดเคี้ยวกับอัตราลดทอนสัญญาณของวงจรวจรอาร์ซี หรือเพิ่มอัตราขยายของวงจรทั้งหมดด้วยการจัดค่าชิ้นส่วนอุปกรณ์ในส่วนของวงจรวจรขยายออปแอมป์ และการปรับเปลี่ยนความถี่ก็อยู่ที่ค่าอาร์ซีเท่านั้น

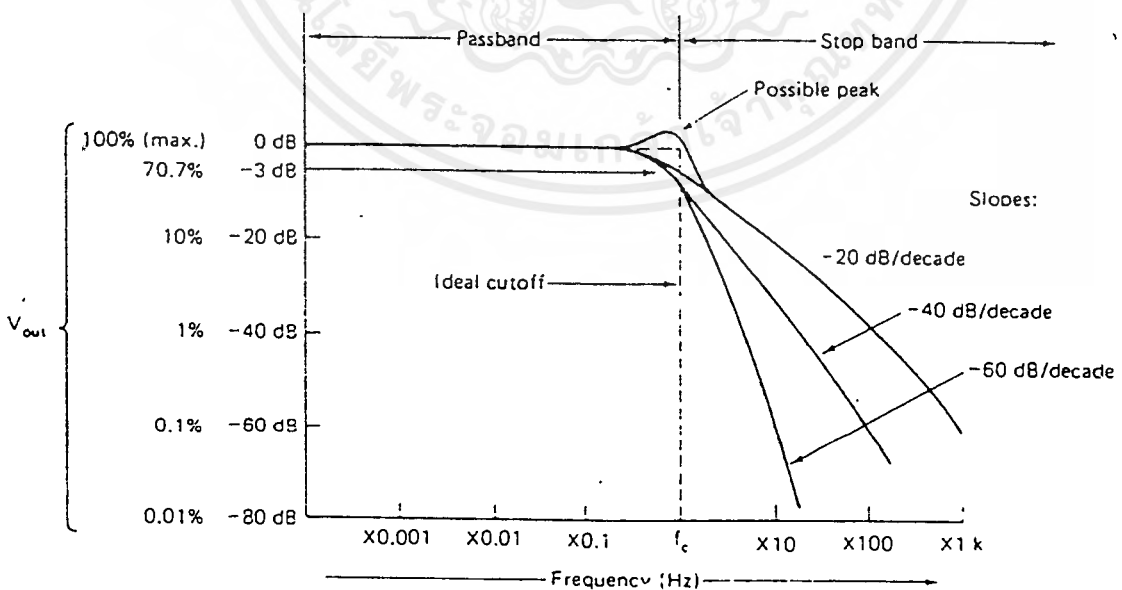
2. ไม่มีปัญหาโหลดดึง (Loading) จากการที่ออปแอมป์ มีคุณสมบัติของอินพุทอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ อาศัยออปแอมป์จึงไม่เกิดปัญหาโหลดดึง กับเอาต์พุทและ อินพุท ของวงจร ณ จุดที่นำ แอกทีฟฟิลเตอร์ เข้าไปต่อ

3. ราคาถูก แอกทีฟฟิลเตอร์ มีราคาถูกกว่า แพสซีฟฟิลเตอร์ เพราะไม่ต้องอาศัย อินดีคเตอร์ ที่มีราคาแพงและยังใช้ออปแอมป์ ซึ่งปัจจุบันราคาในท้องตลาดถูกมาก

2.5.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)

ในการใช้งานวงจรอิเล็กทรอนิกส์บางครั้ง เราอาจต้องการให้สัญญาณบางความถี่ผ่านเข้ามาเท่านั้น โดยที่สัญญาณซึ่งมีความถี่นอกเหนือจากนี้จะถูกกำจัดออกไป และนี่คือประโยชน์

ของวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ โดยเริ่มศึกษาวงจรกรองความถี่ต่ำเป็นชนิดแรก

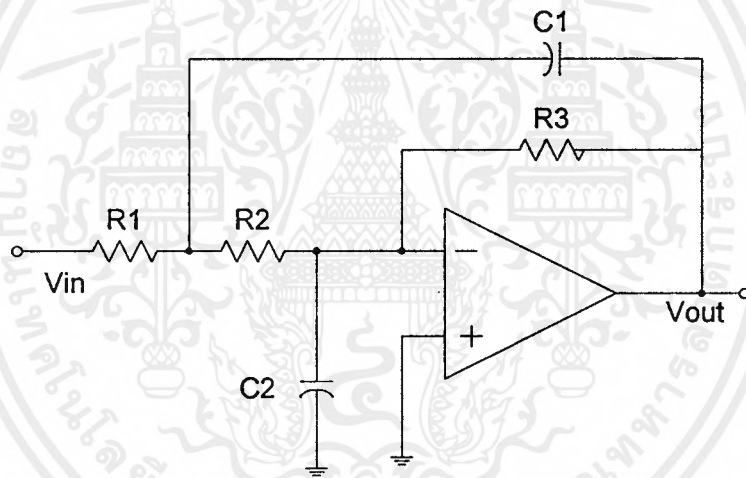


รูปที่ 2.17 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในอุดมคติวงจรกรองความถี่ต่ำจะกันไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ( $f_c$ ) ผ่านเข้าไปในวงจรเลยหากสัญญาณมีความถี่สูงกว่า  $f_c$  เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติ ลักษณะของความถี่สูงที่ถูกกันออกไปนั้นจะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อย ๆ จุดที่ความถี่มีค่าเท่า  $f_c$  ถูกเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ  $V_{out}$  ลดลงเหลือเพียง 70.7 % เทียบกับ  $V_{in}$  สูงสุด) ความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุม เป็นต้น กล่าวโดยสรุปแล้ว วงจรนี้จะลดทอนขนาดของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า  $f_c$  ว่า ช่วงที่ผ่านได้ (Pass Band) และช่วงที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  ว่า ช่วงที่ถูกกัน (Stop Band)

จากรูป 2.17 พบว่า เมื่อสัญญาณมีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟแล้ว สัญญาณบางเส้นอาจถูกลดทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าสัญญาณเส้นอื่น เช่น สัญญาณที่มีความชัน -20 dB / decade (อัตราขยายลดลง 20 dB ต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น 10 เท่า) จะมีความชันน้อยกว่าสัญญาณที่มีค่า -60 dB / decade คุณสมบัติที่เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรกรองความถี่และเป็นที่น่าสนใจว่า ยิ่งค่าความชันมีขนาดลบบมากเท่าใด วงจรก็จะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรในอุดมคติมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเซคันด์ออเดอร์

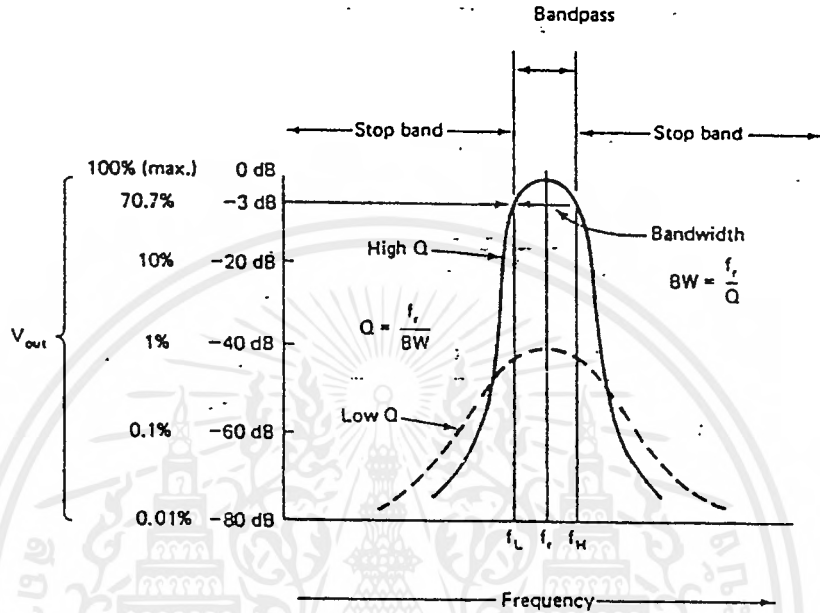
จากรูปที่ 2.18 แสดงวงจรที่ถูกปรับปรุงให้มีความชันถึง -40 dB / decade โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่เช่นเดิม แต่เพิ่มตัวเก็บประจุ  $C_1$  ในการป้อนสัญญาณกลับมากล้ากับสัญญาณอินพุตที่ความถี่สูง (เนื่องจาก  $X_{C_1}$  จะมีค่าลดลง) และเราสามารถหาความถี่คัทออฟจากสมการได้ดังนี้

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

สมการนี้จะให้ผลแม่นยำมากถ้าความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ที่ใช้มีขนาดเท่ากัน และตัวเก็บประจุ  $C_1$  มีค่าปาสซีแต้นซ์สูงกว่า  $C_2$  และ  $R_3$  ควรมีค่าเท่ากับ  $R_1 + R_2$  เพื่อสัญญาณเอาต์พุตจะได้มีลักษณะใกล้เคียงกับอินพุตที่สุด และยังช่วยในการปรับออฟเซตให้เกิดสมดุลอีกด้วย

2.5.3 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band Pass Filter)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงหรือแบนด์พาสฟิลเตอร์ คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้น



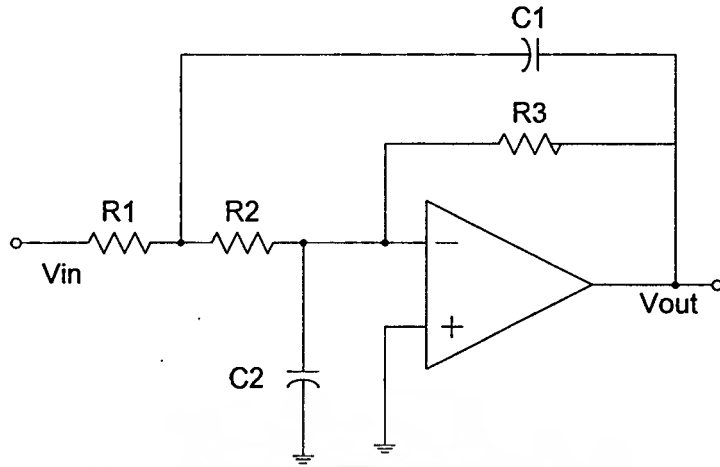
รูปที่ 2.19 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง

จากรูป 2.19 พบว่า ที่ความถี่เอาท์พุทมีขนาดสูงสุด เรียกว่า ความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาท์พุทลดลงเหลือ 70.7 % ทั้งด้านที่ความถี่สูงขึ้นและที่ความถี่ลดลง เรียกว่า ความถี่  $f_H$  และ  $f_L$  ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ ( $f_H - f_L$ ) จะแสดงแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจร ถ้า BW มีขนาดต่ำกว่า 10 % ของ  $f_r$  จะเรียกวงจรนี้ว่า วงจรฟิลเตอร์ช่วงแคบ แต่จะเรียกว่าเป็นวงจรฟิลเตอร์ช่วงกว้าง หากแบนด์วิดท์มีค่าสูงกว่า 10 % ของ  $f_r$  นอกจากนี้ยังให้นิยามสำหรับค่า Q (Quality factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เรโซแนนท์และแบนด์วิดท์ ดังสมการ

$$Q = \frac{f_r}{BW}$$

วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใด แบนด์วิดท์ก็จะยิ่งแคบเท่านั้น (เข้าใจวงจรมอดูลิตีซึ่งต้องการเลือกความถี่ที่ผ่านวงจรกรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาท์พุทก็จะมีขนาดสูงขึ้นด้วย เส้นประในรูป 2.19 แสดงวงจรกรองแบนด์พาสที่มีค่า Q ค่อนข้างต่ำ

จากรูป 2.20 แสดงถึงการรวมวงจรความถี่สูงและวงจรกรองความถี่ต่ำเข้าด้วยกัน (โดยที่วงจรใดมาก่อนก็ได้)  $R_1$  และ  $C_2$  คืออุปกรณ์ในการกรองความถี่ต่ำ ส่วน  $R_2$  และ  $C_1$  ใช้กรองความถี่สูง และสามารถหาความถี่เรโซแนนท์  $f_r$  ได้จากสมการ



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรกรองความถี่เป็นช่วง

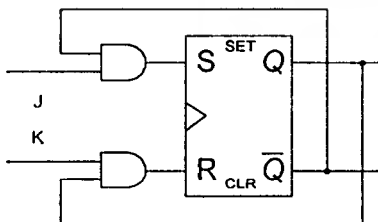
$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_p R_3 C_1 C_2}}$$

โดย  $R_p = R_1 // R_2$   
และหาค่า Q ได้จากสมการ

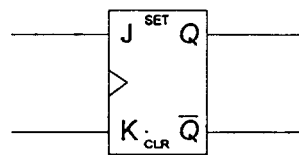
$$Q = \sqrt{\frac{R_3}{R_p}} \quad \text{เมื่อ } C_1 = C_2$$

**2.6 ฟลิปฟลอป JK**

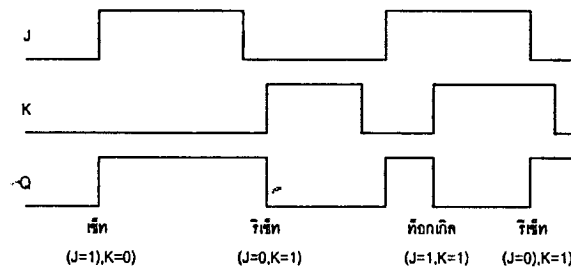
เป็นการรวมเอาการทำงานของฟลิป-ฟลอป RS และฟลิป-ฟลอป T เข้าด้วยกันเรียกชื่อว่า ฟลิป-ฟลอป JK การทำงานของฟลิป-ฟลอป JK จะทำงานเหมือนกับฟลิป-ฟลอป RS โดยขา J เทียบได้กับขา S และขา K เทียบได้กับขา R และกรณีที่ J และ K เท่ากับ 1 นั้นการทำงานจะเหมือนกับการทำงานของฟลิป-ฟลอป T ฟลิป-ฟลอป JK นั้นอาจสร้างจากฟลิป-ฟลอป RS ได้ ดังแสดงในรูป 2.21(ก) สัญลักษณ์ทางตรรกและแผนภูมิของฟลิป-ฟลอป JK นั้นแสดงใน รูป2.21(ข) และ 2.21(ค) ตามลำดับ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.21 ฟลิปฟลอป J-K

ตารางแสดงความจริงของฟลิป-ฟลอป JK

อินพุต		สถานะ $t_n$	สถานะหลังอินพุต
J ( $t_n$ )	K ( $t_n$ )	Q ( $t_n$ )	Q ( $t_{n+1}$ )
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

เราสามารถอธิบายการทำงานของวงจรมันได้ดังนี้

- 1) เมื่อ  $J=0$  และ  $K=0$  ค่าของ JK นี้ไม่ทำให้แอนด์เกตทำงาน ฉะนั้นเอาท์พุท Q และ Q จะคงค่าเดิมกรณี NC
- 2) เมื่อ  $J=0$  และ  $K=1$  แอนด์เกตตัวล่างจะทำงานถ้า  $Q=1$  ฉะนั้นหากเดิม  $Q=1$  อยู่ก็จะเปลี่ยนเป็น 0 แต่หาก  $Q=0$  อยู่แล้วก็คงอยู่อย่างเดิมเพราะไม่มีอินพุตเข้าที่ขา R คือกรณีรีเซ็ตในตาราง
- 3) เมื่อ  $J=1$  และ  $K=0$  การทำงานจะตรงข้ามกับข้อ 2 กล่าวคือ แอนด์เกตตัวล่างไม่ทำงานแอนด์เกตตัวบนจะทำงานเมื่อ  $Q=1$  ทำให้มีอินพุตเข้าที่ขา S ฟลิป-ฟลอปจะถูกเซตทำให้  $Q=1$  หาก  $Q=0$  และ  $Q=1$  อยู่ก่อนแล้ว วงจรมันทำงานค่า Q คงอยู่ที่ 1 คือกรณีเซตในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $J=1$  และ  $K=1$  ถ้า  $Q=0$  ก็จะทำให้แอมป์เกตตัวล่างไม่ทำงาน แต่แอมป์เกตตัวบนทำงานมีเอาต์พุตออกไปเข้าขา S วงจรถูกเซ็ท ค่า  $Q=1$  อยู่ก่อนแอมป์เกตตัวล่างมีเอาต์พุตออกไปที่ขา R วงจรถูกรีเซ็ททำให้  $Q=1$  หรือ  $Q=0$  จะเห็นว่าเมื่อ  $J=1$  และ  $K=1$  ค่าเอาต์พุตจะถูกกลับให้เป็นค่าตรงข้าม 1 ซึ่งเปรียบเสมือนการทำงานของฟลิป-ฟลอป T

## 2.7 Wien - bridge Oscillator

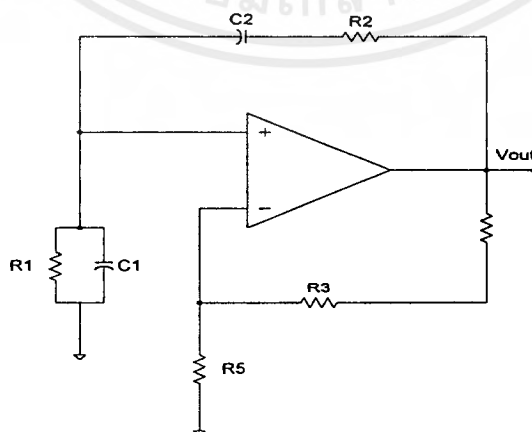
ใช้ออปแอมป์และการป้อนกลับ 2 การป้อนกลับ ( feedback ) การป้อนกลับแบบบวกใช้ควบคุมความถี่ในการทำงาน ( operating frequency ) ของวงจร และการป้อนกลับแบบลบใช้ควบคุมค่าเกน โดยในโครงสร้างของการป้อนกลับทั้งแบบบวกและแบบลบจะมีตัวเปลี่ยนค่าได้ ซึ่งจะทำให้สามารถปรับตั้งค่าความถี่ในการทำงานและค่าเกนของวงจรได้

วงจร Wien - bridge oscillator มี upper limit ของความถี่อยู่ที่ 1 MHz. สำหรับความถี่ที่มีค่าสูงกว่านี้ ความมีเสถียรภาพของการออสซิลเลเตอร์จะเริ่มลดลง ดังนั้นถ้าต้องการความถี่ในการทำงานที่เป็นความถี่สูงควรใช้วงจร LC oscillator

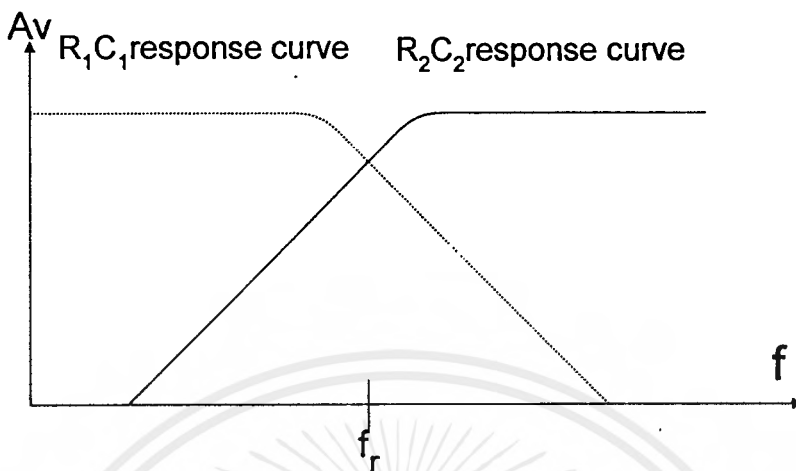
ในวงจรนี้ทั้งส่วนที่เป็นแอมพลิฟายเออร์และส่วนการป้อนกลับจะไม่เกิดเฟสชิฟขึ้นหรือพูดอีกอย่างหนึ่งว่า การสร้างใหม่ ( regenerative ) ของการป้อนกลับจะไม่ทำให้เกิดเฟสชิฟขึ้น

### 2.7.1 เส้นทางป้อนกลับแบบบวก ( The Feedback Path )

การป้อนกลับแบบบวกประกอบด้วย  $R_1, C_1, R_2, C_2$  โดย  $R_1, C_1$  เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) และ  $R_2, C_2$  เป็นวงจรกรองความถี่สูง (HPF) ซึ่งการนำทั้งสองวงจรมานำต่อรวมกันจะได้เป็นวงจรกรองช่วงความถี่ (BPF) วงจรนี้จะเกิดการออสซิลเลทที่ความถี่เรโซแนนท์ของวงจรกรองช่วงความถี่ ถ้า  $R_1 = R_2$  และ  $C_1 = C_2$  หมายความว่า วงจรทั้งสองมีความถี่คutoff เท่ากัน ผลแสดงดังรูป 2.23 ทำให้จุดตัดของกราฟผลการตอบสนองของแอมพลิจูดของแต่ละวงจร ( $f_r$ ) เป็นความถี่ที่ทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลท



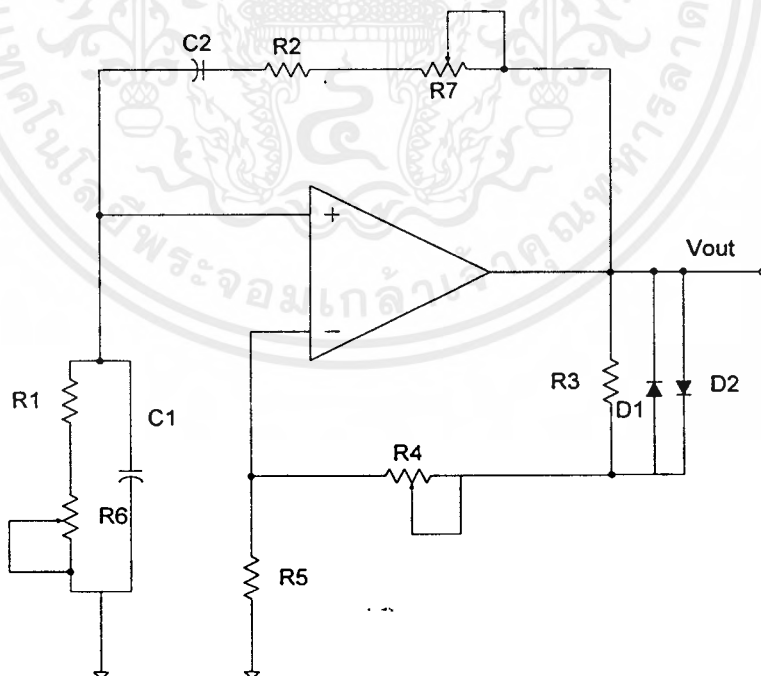
รูปที่ 2.22 แสดงวงจร Wien - bridge oscillator



รูปที่ 2.23 แสดงผลการตอบสนองของความถี่ในเส้นทางการป้อนกลับแบบบวก

ในส่วนของวงจรกรองช่วงความถี่จะไม่เกิดเฟสขีฟขึ้น และรวมทั้งจะไม่เกิดเฟสขีพระหว่างขาอินพุทนอนอินเวอร์ตึงและเอาต์พุท ดังนั้นสัญญาณอินพุทและสัญญาณเอาต์พุทจะมีเฟสเดียวกัน

$R_7, R_6$  เรียกว่า trimmer potentiometer โดยต่อเข้ากับ  $R_1, R_2$  แบบอนุกรมกันตามลำดับดังรูป 2.24 trimmer จะทำหน้าที่ จูนให้ได้ค่าความถี่ตามต้องการที่ทำให้เกิดการออสซิลเลท



รูปที่ 2.24 แสดงการต่อ trimmer เพื่อช่วยในการจูนการออสซิลเลท

2.7.2เส้นทางการป้อนกลับแบบลบ (The Negative Feedback Path)

ใช้ในการตั้งค่า close - loop voltage gain ( $A_{CL}$ ) ของวงจร ความแตกต่างระหว่างเส้นทางการป้อนกลับแบบนี้และเส้นทางการป้อนกลับแบบลบแบบอื่นๆ คือ

1. ใช้ potentiometer ( $R_4$ )
2. ใช้ไดโอดต่อขนานกับ  $R_3$

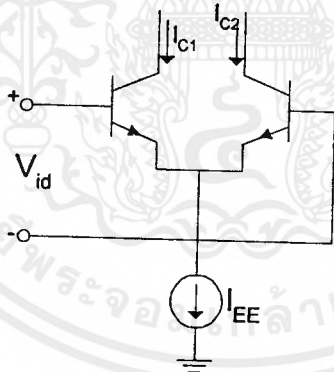
$R_4$  ใช้ปรับตั้งค่า  $A_{CL}$  ไดโอดใช้จำกัดค่าเกนออสซิลเลเตอร์ โดยถ้าเอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์มีค่าเกินมากกว่า  $V_{R4} + V_{R5}$  โดยจะมากกว่า 0.7v ไดโอดตัวใดตัวหนึ่งจะทำงาน ,short  $R_3$  หึ่งไป ซึ่งเกิดจากการเพิ่มกระแสการป้อนกลับและทำการลดค่าเกนของออปแอมป์

ในขณะที่ทำการเพิ่มค่าความถี่ในการทำงานของออปแอมป์ขึ้นเรื่อยๆ ที่จุดหนึ่งจะพบว่า จะเกิดเฟสชิปขึ้นระหว่าง ขาอินพุทนอนอินเวอร์สดีงและขาเอาท์พุท ซึ่งเกิดจากสาเหตุของ propagation - delay ของออปแอมป์ Propagation delay คือ ค่าเวลาที่ต้องการสำหรับสัญญาณที่จะต้องเดินทางผ่านองค์ประกอบต่างๆในวงจรซึ่งการที่เกิดเฟสชิปขึ้นนี้จะทำให้มีเสถียรภาพของการเกิดการออสซิลเลเตอร์ลดน้อยลง

2.8 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้หลักการอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

(The Emitter - Couple Pair as a Simple Multiplier)

อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ ที่แสดงในรูปที่ 2.25 สามารถหาค่ากระแสเอาท์พุท ที่สัมพันธ์กับผลต่างของโวลต์เดจอินพุท ดังนี้



รูป 2.25 แสดงวงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(1)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(2)$$

โดยถือว่ากระแสเบสมีค่าน้อยมากจนตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการที่ 5 และ 6 สามารถจัดให้อยู่ในรูปผลต่างของกระแสเอมิทพุทได้ดังนี้

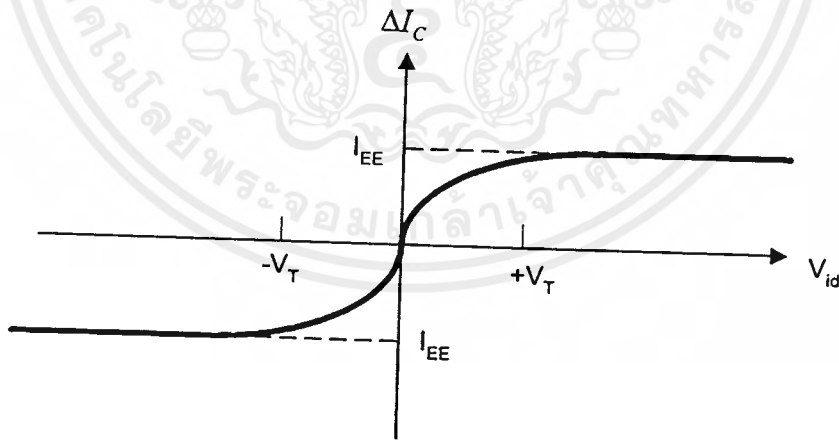
$$\begin{aligned} \Delta I_C &= I_{C1} - I_{C2} \\ &= I_{EE} \tanh\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right) \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังรูป 2.26 และความสัมพันธ์สามารถแสดงว่าตัวอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ สามารถใช้งานเป็นตัวคูณขั้นต้นได้ (primitive multiplier) เราจะทำการสมมติขั้นแรกว่า  $V_{id}$  น้อยกว่า  $V_T$  มากๆ ซึ่งถ้าเงื่อนไขนี้เป็นจริง เราจะได้ว่า

$$\tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \approx \frac{V_{id}}{2V_T}, \quad \frac{V_{id}}{2V_T} \ll 1$$

และ สมการ (3) จะกลายเป็น

$$\Delta I_C = I_{EE} \left( \frac{V_{id}}{2V_T} \right) \dots \dots \dots (4)$$



รูป 2.26 แสดงกราฟคุณลักษณะทาง dc ของอิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์

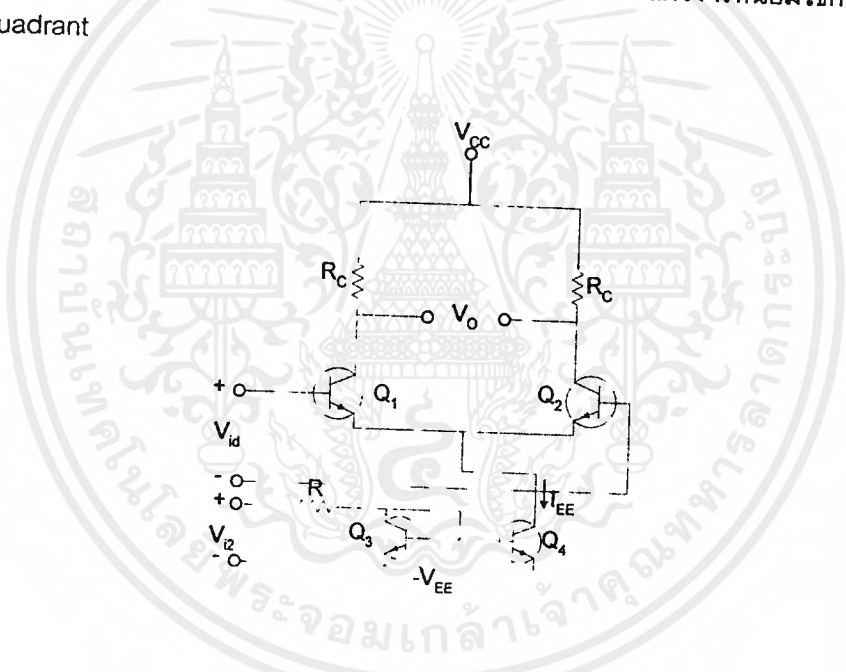
กระแส  $I_{EE}$  จะเป็นกระแสที่ไบอัส อิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ ซึ่งในวงจรต่อไปเราจะทำให้  $I_{EE}$  มีค่าขึ้นอยู่กับ  $V_{i2}$  ที่แสดงในรูปที่ 2.35 เราจะได้ว่า

$$I_{EE} \cong K_0(V_{i2} - V_{BE(on)}) \dots \dots \dots (5)$$

ซึ่งกระแสผลต่างเอาท์พุทจะสามารถคำนวณโดยแทนค่า (5) ลงใน (4)

$$\Delta I_C = \frac{K_0 V_{id} [V_{i2} - V_{BE(on)}]}{2V_T}$$

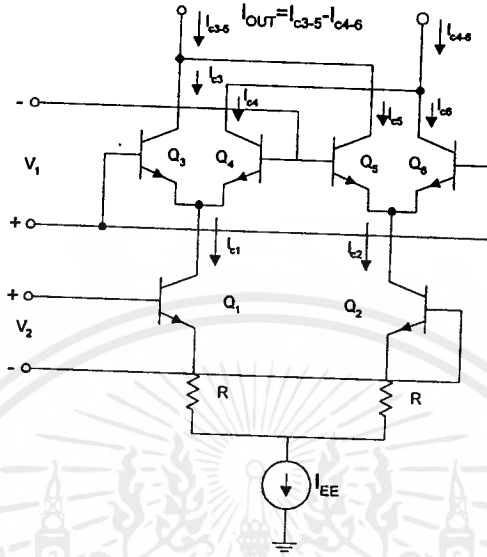
ดังนั้นเราจะได้ผลลัพธ์ของวงจรในรูปของฟังก์ชันการคูณภายใต้การสมมติที่ว่า  $V_{id}$  มีค่าน้อย และ  $V_{i2}$  มีค่ามากกว่า  $V_{BE(on)}$  ดังนั้นวงจรคูณนี้จึงเป็นฟังก์ชันของ  $V_{id} \cdot V_{i2}$  และเรียกวงจรนี้ว่า two quadrant multiplier แต่วงจรมีจะเป็นเพียงหนึ่งในหลายๆ วงจรทางระบบสื่อสาร แต่วงจรมักนิยมใช้กันมากที่สุดได้แก่ วงจร four quadrant



รูป 2.27 แสดงวงจรคูณสัญญาณแบบ Two - quadrant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Gibert multiplier cell ในรูปที่ 2.28 เป็นวงจรแบบ ซิมิตเตอร์คัปเปิลเซล ซึ่งใช้ในการคูณแบบ four quadrant ซึ่งวงจรมีจะนำมาใช้ในวงจรรวมของระบบการคูณแบบสมดุล (balance multiplier) โดยการต่อแบบอนุกรมกันของ ซิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์ กับทวอครอสคัปเปิล (two cross couple)



รูปที่ 2.28 การต่อแบบอนุกรมกันของ ซิมิตเตอร์คัปเปิลแพร์กับทวอครอสคัปเปิล

การวิเคราะห์ทางดิสครีตโดยใช้วิธีของ Gibert Multiplier Cell

ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะสมมติว่า ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ โดยให้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ กระแสไบอัสแหล่งจ่ายกระแส และกระแสเบสสามารถตัดทิ้งได้ สำหรับ Gibert cell ที่แสดงในรูปที่ 2.28 สามารถหาค่ากระแสคอลเลคเตอร์ ของ Q<sub>3</sub> และ Q<sub>4</sub> โดยใช้สมการ 1 และ 2

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(6)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(7)$$

ในทางเดียวกัน

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(8)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(9)$$

ค่ากระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C2}$  สามารถนำมาสัมพันธ์กับค่า  $V_2$  โดยใช้สมการที่ 1 และ 2

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(10)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)} \dots\dots\dots(11)$$

จากสมการ 6 ถึง 11 เราสามารถแสดงค่ากระแสคอลเลคเตอร์  $I_{C3}-I_{C6}$  ในเทอมของ  $V_1$  และ  $V_2$  ได้

$$I_{C3} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right]}$$

$$I_{C4} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right]}$$

$$I_{C5} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right]}$$

$$I_{C6} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right]}$$

ผลต่างของกระแสเอาต์พุตจะได้

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_{C3-5} - I_{C4-6} = I_{C3} + I_{C5} - (I_{C6} + I_{C4}) \\ &= (I_{C3} - I_{C6}) - (I_{C4} - I_{C5}) \\ &= I_{EE} \left[ \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \right] \left[ \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \right] \dots\dots\dots(12) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทาง DC จะอยู่ในรูปผลคูณของ hyperbolic tangent ของ 2 อินพุต

การใช้งาน multiplier cell สามารถแบ่งเหตุการณ์ได้ 3 เหตุการณ์ตามความสัมพันธ์ กับ  $V_T$  ของสัญญาณ  $V_1$  และ  $V_2$

1. ถ้าขนาดของ  $V_1$  และ  $V_2$  มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับ  $V_T$  ค่า hyperbolic tangent สามารถประมาณเป็นเชิงเส้นและวงจรมีพฤติกรรมเป็นตัวคูณสัญญาณตาม  $V_1$  และ  $V_2$  อย่างไรก็ตาม ถ้ารวมความไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อชดเชยสำหรับฟังก์ชัน ของ hyperbolic tangent อนุกรมเข้ากับแต่ละอินพุตทำให้มีช่วงความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น ดังนั้นเทคนิคนี้จึงเรียกได้ว่าเป็น four-quadrant analog multiplier

2. ถ้ามีอินพุตตัวใดมีค่ามากกว่า  $V_T$  จะทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่มีอินพุตมาก ประพฤติตัวคล้ายสวิตช์ซึ่งไม่ค่อยที่จะเป็นอุปกรณ์เชิงเส้น ซึ่งผลของการคูณสัญญาณขนาดเล็กด้วยสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ในโหมดการทำงานนี้จะเหมือนการทำงานของตัวโมดูลเลเตอร์

3. ถ้าสัญญาณทั้งคู่มีขนาดมากกว่า  $V_T$  จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งหกตัวในวงจรประพฤติตัวเป็นสวิตช์ที่ไม่อิ่มตัว ( Nonisaturating switches) ในโหมดนี้จะใช้ในการตีเทคผลต่างของเฟสระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีขนาดจำกัด ซึ่งต้องนำไปใช้ในวงจร PPL และบางครั้งก็เรียกว่า โหมดของการตีเทคเฟส (phase-detector mode)

เราจะทำการพิจารณาวงจรที่เป็น วงจรคูณสัญญาณอะนาลอก ของ 2 สัญญาณที่ต่อเนื่อง

การคูณสัญญาณอะนาลอกโดยใช้วิธี Gibert Cell ฟังก์ชัน hyperbolic tangent สามารถแสดงได้ดังนี้

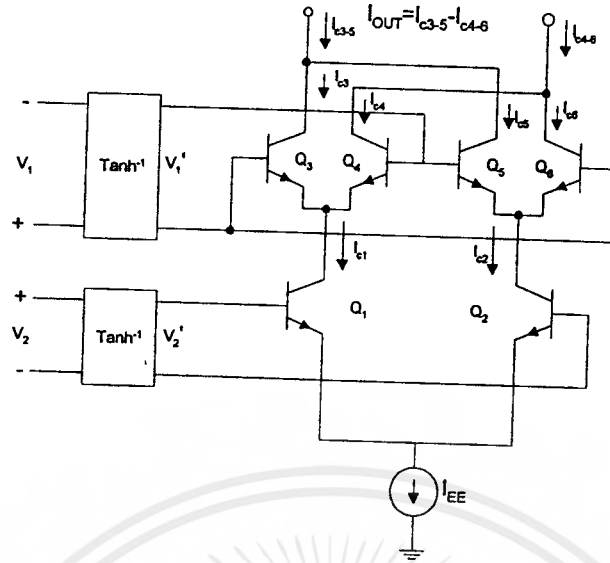
$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} \dots$$

ถ้าสมมติให้  $x$  มีค่าน้อยๆ สามารถแสดงฟังก์ชันได้โดย

$$\tanh x \approx x$$

จากสมการ (12) สามารถแสดงได้

$$\Delta I \approx I_{EE} \left( \frac{V_1}{2V_T} \right) \left( \frac{V_2}{2V_T} \right) \quad , V_1, V_2 \ll V_T$$



สำหรับสัญญาณที่มีขนาดเล็ก วงจรจะอยู่ในรูปแบบของการคูณสัญญาณอะนาล็อก แต่โดยปกติขนาดของสัญญาณอินพุตมักจะมีมากกว่า  $V_T$  แต่ถ้าเราสามารถจะทำให้สัญญาณขนาดใหญ่ สามารถพลิกแปลงให้เข้ากับการทำงานของโหมดนี้ก็เป็นอีกทางหนึ่งในเหตุการณ์ต้องมีเพียงสัญญาณเดียวที่มีค่ามากกว่า  $V_T$

ดีเจเนอเรชั่น (degeneration) ที่เพิ่มเข้าไปในตัว ซีมิคอนดักเตอร์เปิดแพร์ คู่ล่างสามารถเพิ่มช่วงของความเป็นเชิงเส้นของอินพุต  $V_2$  ดังแสดงในรูป แต่การทำลักษณะนี้ไม่สามารถที่จะใช้กับ ครอสคัปเปิลแพร์  $Q_3-Q_6$  ได้ เพราะจะเป็นการทำลายลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง  $I_C$  และ  $V_{BE}$  ในอุปกรณ์เหล่านั้น

ในอีกทางหนึ่ง ความไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้อินพุตเกิดการผิดเพี้ยนไป เพื่อชดเชยคุณสมบัติของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ของเซล์พื้นฐาน ซึ่งการจะได้มาซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะทำการกลับคุณสมบัติของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ดังแสดงในรูป

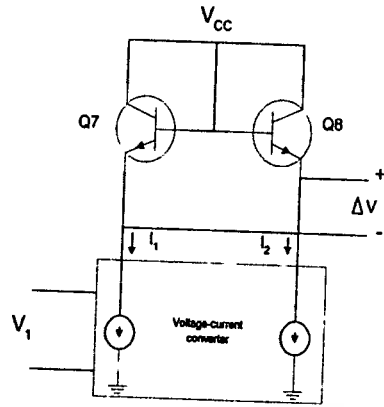
จากรูป เราจะสมมติวงจรรายในกล่องดังนี้

$$I_1 = I_{01} + K_1 V_1 \dots \dots \dots (13)$$

$$I_2 = I_{01} - K_1 V_1 \dots \dots \dots (14)$$

ซึ่ง  $I_{01}$  คือกระแส DC ซึ่งไหลในแต่ละเอาต์พุต ถ้า  $V_1 = 0$  และ  $K_1$  คือค่าความนำ (transconductance) ของ Voltage to current converter

และผลต่างของโวลต์เตจที่คร่อมที่ต่อกับทรานซิสเตอร์ คือ (diode connected transistor)



$$\begin{aligned} \Delta V &= V_T \ln\left(\frac{I_{01} + K_1 V_1}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{01} - K_1 V_1}{I_s}\right) \\ &= V_T \ln\left(\frac{I_{01} + K_1 V_1}{I_{01} - K_1 V_1}\right) \end{aligned}$$

ซึ่งฟังก์ชันนี้สามารถแปรโดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right)$$

ตามความสัมพันธ์ที่ออกแบบจะได้

$$\Delta V = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{K_1 V_1}{I_{01}}\right)$$

ถ้านำฟังก์ชันของบล็อกนี้มาใช้ เป็นตัวชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้น โดยต่ออนุกรมเข้ากับอินพุตดังในรูป จากสมการ สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\Delta I \approx I_{EE} \left(\frac{K_1 V_1}{I_{01T}}\right) \left(\frac{K_2 V_2}{I_{02T}}\right) \dots \dots \dots (15)$$

โดยที่  $I_{C2}$  และ  $K_2$  เป็นตัวแปรของฟังก์ชันในบล็อกตาม  $V_2$

สมการ (15) จะแสดงผลต่างกระแสเอาต์พุตซึ่งแปรเปลี่ยนตามผลคูณของ  $V_1, V_2$  และที่สำคัญความสัมพันธ์นี้จะใช้ได้กับทุกค่าของ  $V_1, V_2$  ซึ่งกระแสเอาต์พุตของ V/C Converter เป็นพวก สำหรับความจริงนี้  $I_1, I_2$  จะต้องเป็นบวกเสมอ (7) และจาก (8) และจะได้ว่า

$$-\frac{I_{01}}{K_1} < V_1 < \frac{I_{01}}{K_1}$$

$$-\frac{I_{02}}{K_2} < V_2 < \frac{I_{02}}{K_2}$$

## 2.9 การวิเคราะห์สมการของฟิลเตอร์

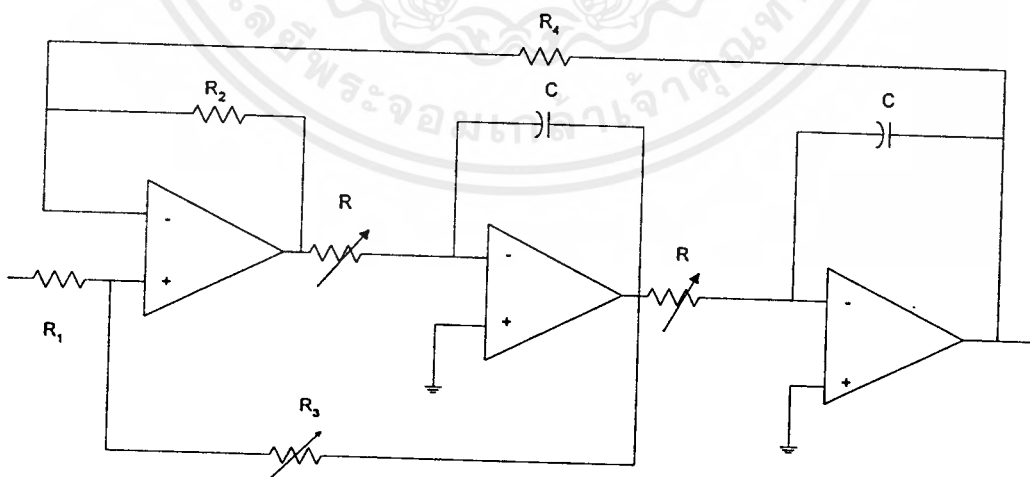
### 2.9.1 วงจรสเตจ วาริเอเบิล ฟิลเตอร์ (State Variable Filter)

วงจรฟิลเตอร์ชนิดนี้ ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว โดยในส่วนของเอาต์พุตแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ เอาต์พุตส่วนไฮพาสฟิลเตอร์ เอาต์พุตส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ และเอาต์พุตส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ นอกจากนี้ยังมีค่าความถี่กลางและค่าซีเลคตีวิตี (Selectivity :Q) ไม่แปรผันตามกันเมื่อมีการปรับค่า ซึ่งเป็นวงจรที่มีค่า Q สูง วงจรสเตจวาริเอเบิลนี้นิยมใช้กันแพร่หลายเพราะเป็นวงจรที่ใช้งานได้แพร่หลาย

ออปแอมป์ตัวแรกเป็นดิฟเฟอเรนเชียลเรสปอนส์ (Differential Response) โดยการควบคุม  $R_1, R_2, R_3$  และ  $R_4$  เราจะสามารถควบคุมค่ามิติผลของค่าดีซีให้ต่ำลงได้ ส่วนในออปแอมป์ตัวที่ 2 และ 3 เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรนี้ต้องป้อนแรงดันดีซีค่าต่ำ และอนุญาตให้  $R_5, R_6$  มีค่าความต้านทานสูง

พิจารณาวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะมีค่าเกนเป็น สองเท่าของค่า Q การปรับค่าตัว R และ C ดูได้จากทรานสเฟอร์ฟังก์ชันต่อไปนี้

โดยค่า  $R_5, R_6 = R$



รูปที่ 2.29 วงจรสเตจวาริเอเบิล ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node 1

$$\frac{V_x - V_1}{R_2} + \frac{V_x - V_3}{R_4} = 0$$

$$V_x = \left( \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \right) \left( \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_4} \right)$$

Node 2

$$\frac{V_x - V_{in}}{R_1} + \frac{V_x - V_2}{R_3} = 0$$

$$V_x = \left( \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right) \left( \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_2}{R_3} \right)$$

และ  $\frac{V_2}{V_1} = -\frac{1}{RCS}$  ,  $\frac{V_3}{V_2} = -\frac{1}{RCS}$

ให้  $K = -\frac{1}{RC}$

ได้ว่า  $\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{S}$  ,  $\frac{V_3}{V_2} = \frac{K}{S}$

จาก Node 1 และ Node 2

$$\left( \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \right) \left( \frac{V_1}{R_2} + \frac{V_3}{R_4} \right) = \left( \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right) \left( \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_2}{R_3} \right)$$

แทนค่า  $V_1, V_3$  ในรูป  $V_2$ 

$$\left( \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \right) \left( \frac{S}{K} V_2 + \frac{K}{S} V_2 \right) = \left( \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right) \left( \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_2}{R_3} \right)$$

$$\left( \frac{1}{R_2 + R_4} \right) \left( \frac{R_4 S}{K} + \frac{K R_2}{S} \right) V_2 = (R_3 V_{in} + R_1 V_2) \left( \frac{1}{R_1 + R_3} \right)$$

$$\left( \frac{R_4 S}{K} + \frac{K R_2}{S} \right) V_2 = \left( \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3} \right) (R_3 V_{in} + R_1 V_2)$$

ให้  $\left( \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3} \right) = M$

$$\left(\frac{R_4 S}{K} + \frac{KR_2}{S}\right)V_2 = MR_3 V_{in} + MR_1 V_2$$

$$(R_4 S^2 + K^2 R_2)V_2 = MKR_3 S V_{in} + MKR_1 S$$

$$\left(S^2 + K^2 \frac{R_2}{R_4}\right)V_2 = MK \frac{R_3}{R_4} S V_{in} + MK \frac{R_1}{R_4} S$$

$$\left(S^2 - MK \frac{R_1}{R_4} S + K^2 \frac{R_2}{R_4}\right)V_2 = MK \frac{R_3}{R_4} S V_{in}$$

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{MK \frac{R_3}{R_4} S}{S^2 - MK \frac{R_1}{R_4} S + K^2 \frac{R_2}{R_4}}$$

จาก Transfer function ของ BPF

$$H_{BP}(S) = \frac{\frac{\omega_o}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q} S + \omega_o^2}$$

$$\omega_o^2 = K^2 \frac{R_2}{R_4}$$

$$\omega_o = K \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = -MK \frac{R_1}{R_4}$$

$$\frac{K \sqrt{\frac{R_1}{R_4}}}{Q} = MK \frac{R_1}{R_4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{R_4}{MR_1} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \frac{1}{R_1} \sqrt{R_2 R_4} \left( \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right) \dots\dots\dots(2)$$

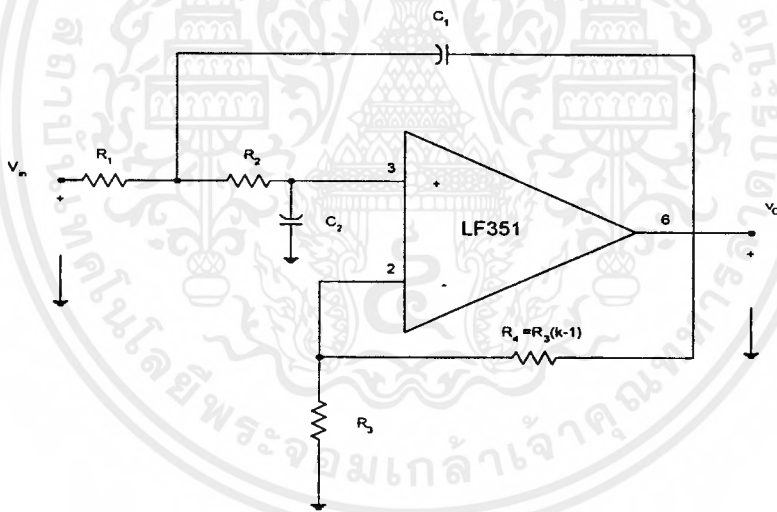
กำหนดให้  $R_1 = R_2 = R_4$   
 นำไปแทนค่าในสมการ (1) และ (2) จะได้ว่า

$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{R_1 + R_3}{2R_1}$$

2.9.2 หลักการทำงานของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER)

โครงงานนี้ใช้ วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ของ แชลเลน และ คีย์ (Sallen & Key) ซึ่งมีการป้อนกลับแบบ  
 บวกให้กับวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ (Active filter) วงจรนี้จัดเป็นวงจรโวลต์เตจคอนโทรลโวลต์เตจเซอร์ทลำดับที่  
 2 (second order VCVS Filter) แสดงดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ ของแชลเลนและ คีย์

จากรูปที่ 2.30 ทำการหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) ของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ได้ดัง

ต่อไปนี้

$$\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_1}{R_2} - \frac{V_1}{R_2} + SC_1 V_1 - SC_1 V_0 = 0$$

$$\frac{V_2}{R_2} - \frac{V_1}{R_2} + SC_2 V_2 = 0$$

$$\frac{V_2}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_0}{R_2} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 R_2 - V_{in} R_2 + V_1 R_1 - V_2 R_1 + R_1 R_2 S C_1 V_1 - R_1 R_2 S C_1 V_0 = 0$$

$$V_1 = V_2 + R_2 S C_2 V_2$$

$$V_2 = \frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 \left( \frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - V_{in} R_2 + R_1 \left( \frac{V_0 r_1}{r_1 + r_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - \frac{V_0 r_1 R_1}{r_1 + r_2} \\ + R_1 R_2 S C_1 \left( \frac{V_0 r_2}{r_1 + r_2} + \frac{R_2 S C_2 V_0 r_1}{r_1 + r_2} \right) - R_1 R_2 S C_1 V_0 = 0$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{(r_1 + r_2) R_2}{R_2 r_1 + R_2^2 S C_2 r_1 + R_1 R_2 S C_2 r_1 + R_2^2 R_1 S^2 C_1 C_2 r_1 - r_2 R_1 R_2 S C_1}$$

นำ  $\frac{1}{R_2^2 R_1 C_1 C_2 r_1}$  คูณทั้งเศษและส่วน

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{r_2}{r_1}}{S^2 + \frac{S}{R_2 C_1} + \frac{S}{R_1 C_1} - \frac{r_2}{r_1} \times \frac{S}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

โดย

$$\frac{r_2}{r_1} = k - 1$$

$$\therefore T_v = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + S \left[ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

เปรียบเทียบกับสมการทั่วไปของ โลว์พาสฟิลเตอร์

$$TLPF = \frac{K \omega_p}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$

จะได้ว่า  $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

#### 3.1 วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LOW PASS FILTER)

สมการทั่วไปของ โลว์พาสฟิลเตอร์

$$T_V = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + S \left[ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

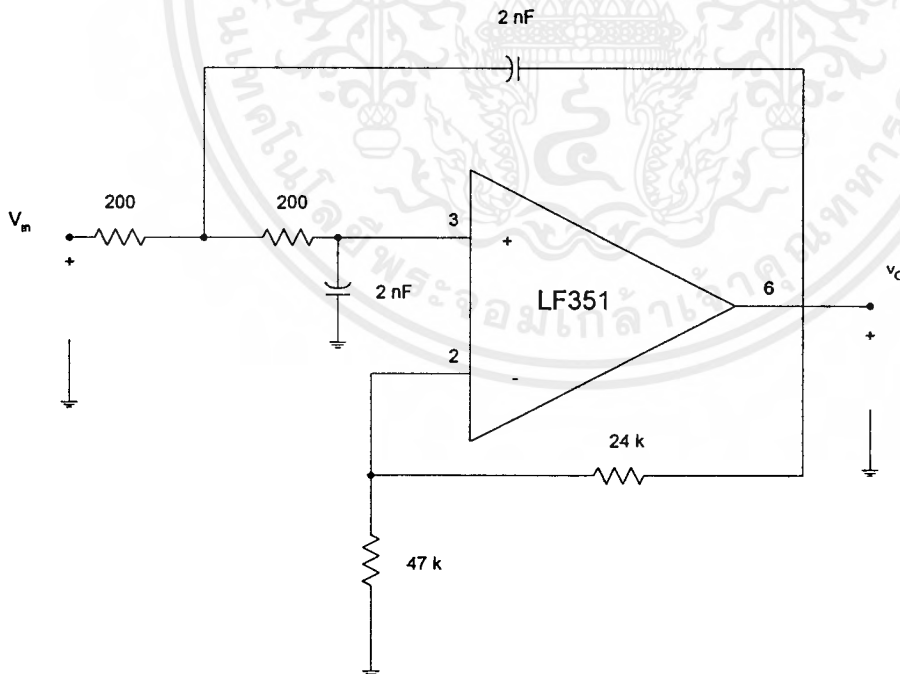
เปรียบเทียบกับสมการทั่วไปของโลว์พาสฟิลเตอร์

$$TLPF = \frac{K \omega_p}{S^2 + \frac{\omega_p S}{Q_p} + \omega_p^2}$$

$$\text{จะได้ว่า } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

จากสมการ กำหนดให้  $R_1=R_2$ ,  $C_1=C_2$  และให้ความถี่ 2.5 กิโลเฮิรตซ์ เป็นความถี่คัทออฟ (Cut off frequency :fc)

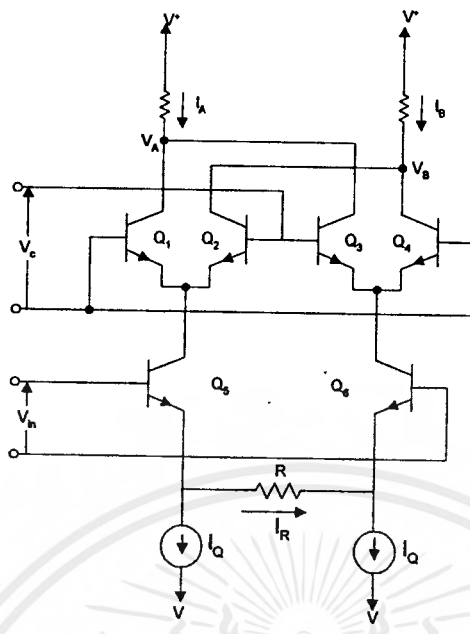
ดังนั้นรูปวงจรถ่ายโลว์พาสฟิลเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้คือ รูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรถ่ายโลว์พาสฟิลเตอร์ความถี่คัทออฟ 2.5 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรมิกซ์เซอร์



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน

การมอดูเลชันด้วยความถี่พาหะที่มีขนาดเล็ก

(Modulation operation with small carrier amplifier)

จากวงจรในรูป เราจะพิจารณาการทำงานของวงจรนี้ในกรณีที่มีสัญญาณพาหะ  $V_c$  มีขนาดเล็กไม่เกิน 25 มิลลิโวลท์ ซึ่งคู่ทรานซิสเตอร์ ที่ทำงานเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล แอมพลิไฟเออร์ (differential amplifier) คือ  $Q_1$ - $Q_2$  และ  $Q_3$ - $Q_4$  จะทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นของทรานสเฟอร์ คาแรคเตอร์ริสติก (transfer characteristics) เมื่อ  $i_{1,2}$  เป็นกระแสคอลเลคเตอร์เอซี ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ

$$\begin{aligned} i_1 &= g_F V_c \\ i_2 &= -i_1 = -g_F V_c \end{aligned}$$

โดยที่ค่า  $g_F$  เป็นค่าไดนามิกฟอร์เวิร์ด ทรานสเฟอร์คอนดัคแตนซ์ (dynamic forward transfer conductance) ของคู่ดิฟเฟอเรนเชียล  $Q_1$ - $Q_2$

$$\begin{aligned} I_5 &= I_Q + I_R \\ &= I_Q + V_{in}/(R+2r_{eb}) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $r_{eb} = \frac{V_T}{I_Q}$

$V_T = \text{thermal voltage} = 25.85 \text{ mV ที่ } 300 \text{ K}$

นอกจากนี้หาค่า  $g_F$  ได้จาก

$$g_F = I_5/4V_T$$

จากสมการ

$$i_1 = g_F V_C = \frac{I_Q + \frac{V_{in}}{R + 2r_{eb}}}{4V_T} V_C$$

$$= \frac{I_Q V_C}{4V_T} + \frac{V_{in} V_C}{4V_T (R + 2r_{eb})}$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับคู่อิพเพอเรนเชียล Q3-Q4 จะได้

$$i_4 = \frac{I_Q V_C}{4V_T} - \frac{V_{in} V_C}{4V_T (R + 2r_{eb})}$$

จะสังเกตเห็นว่า

$$i_2 = -i_1$$

$$i_3 = -i_4$$

$$I_A = I_1 + I_3$$

$$I_B = I_2 + I_4$$

ส่วนประกอบของกระแสคือ

$$i_A = I_1 + I_3$$

$$= \frac{V_{in} V_C}{2V_T (R + 2r_{eb})}$$

$$i_B = I_2 + I_4$$

$$= \frac{-V_{in} V_C}{2V_T (R + 2r_{eb})}$$

**แรงดันบาลานซ์ เอาท์พุทเอซี**

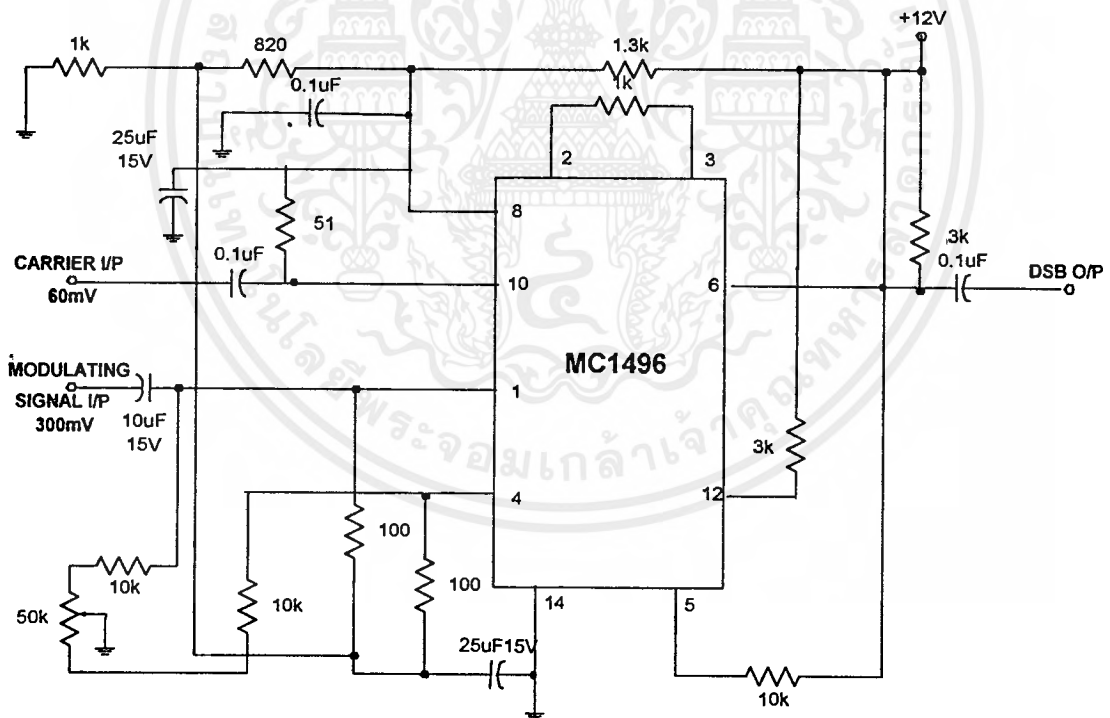
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_b - V_a \\
 &= (i_a - i_b)R_L \\
 &= \frac{V_{in} V_C R_L}{V_T (R + 2r_{eb})}
 \end{aligned}$$

ถ้า  $V_C = V_C \sin \omega_c t$  และ  $V_{in} = V_M \sin \omega_m t$  เราจะได้

$$V_o = \frac{V_C V_M R_L}{2V_T (R + 2r_{eb})} [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

เทอม  $(\omega_c - \omega_m)$  เป็นโลว์เฟรควเ็นซี ในขณะที่เทอม  $(\omega_c + \omega_m)$  เป็นอัปเฟรควเ็นซี ในสมการแสดงค่า  $V_o$  ไม่มีเทอมของความถี่พาห้เข้ามาเกี่ยวข้อง ลักษณะของวงจรเช่นนี้เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ ซัพเพรสแคร์เรีย (DSB/SC)



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรไอซี 1496 ที่ทำหน้าที่เป็นมิกซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การคำนวณและการสร้างวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากทฤษฎีของวงจрдังกล่าวในบทที่ 2 เราสามารถสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีค่าความถี่กลางได้จากการเปรียบเทียบทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแบบสเตจวาริเอเบิลกับสมการทั่วไปของแบนด์พาสฟิลเตอร์

$$\text{จะได้} \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

ในที่นี้เราต้องการค่าความถี่กลางเท่ากับ 20 กิโลเฮิรซ์

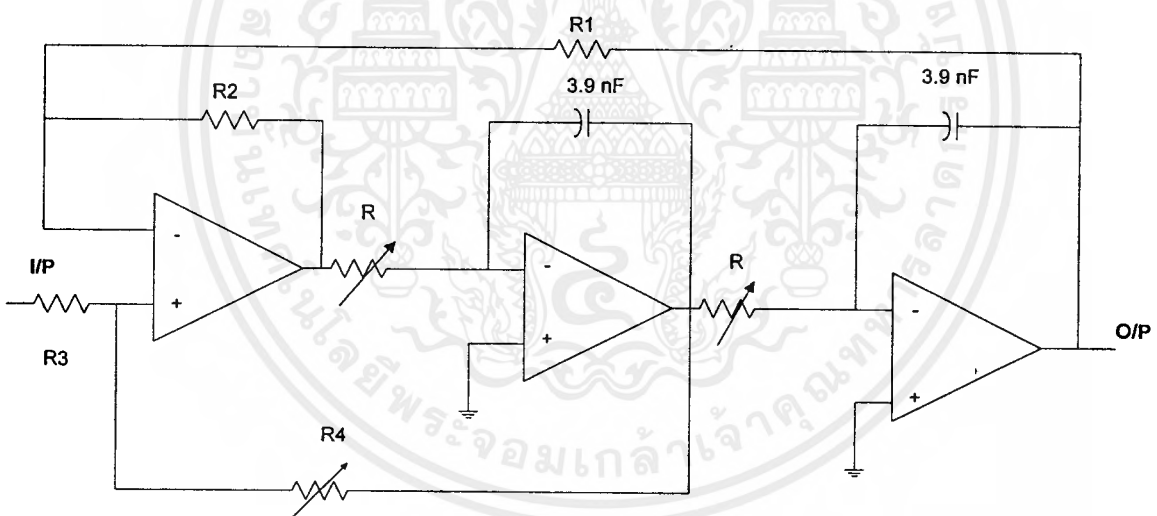
$$\text{ดังนั้นค่า } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

จะได้ค่าต่างๆคือ  $C = 3.9 \text{ nF}$

$$R_1, R_2, R_3 = 10 \text{ k}$$

$$R_4, R_5 = 1 \text{ k}$$

ดังแสดงในวงจร

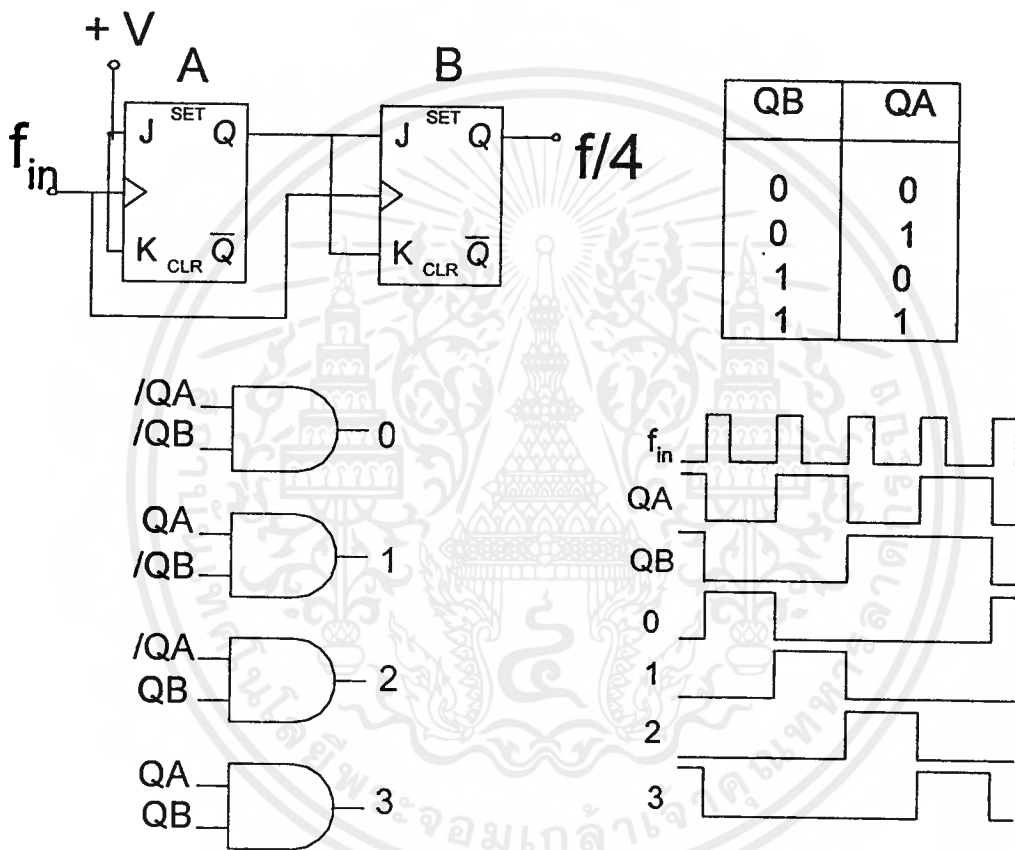


รูปที่ 3.4 แสดงวงจรสเตจวาริเอเบิลที่ใช้ในโครงงานนี้

### 3.4 วงจรเลือกช่องสัญญาณ

#### 3.4.1 วงจรหารสี่

ในที่นี้เราจะใช้ J-K ฟลิปฟลอป เบอร์ 4027 โดยอาศัยสภาวะ low ซึ่งเป็นสภาวะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ เป็นตัวช่วยในการพิจารณาถึงการทำงาน เป็นวงจรหารโดยจำนวนของ J-K ฟลิปฟลอป ที่ใช้นั้นจะมีความสัมพันธ์ กับจำนวนที่ต้องการ เช่นในที่นี้ นับ 4 ก็จะต้องใช้ J-K ฟลิปฟลอปจำนวน 2 ตัว และถ้าต้องการนับ 8 ก็ต้องใช้ฟลิปฟลอปจำนวน 3 ตัว และในทำนองเดียวกันหากต้องการนับ 16 ก็ต้องใช้ ฟลิปฟลอปจำนวน 4 ตัว



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรหาร 4 โดยใช้ J-K ฟลิปฟลอปและนำแอนด์เกตมาใช้เพื่อใช้งานต่อไป

โดยรูป A จะแสดงวงจรที่ใช้ J-K ฟลิปฟลอป

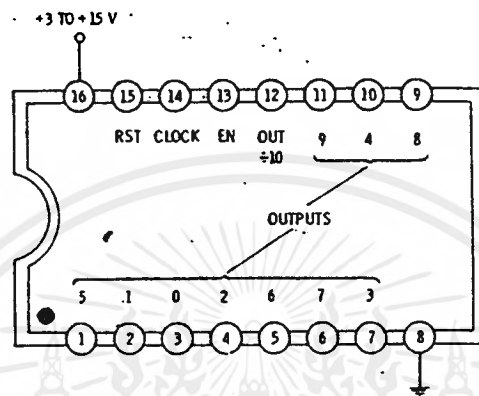
B จะแสดงตารางค่าความจริงของฟลิปฟลอป

C จะแสดงการต่อแอนด์เกตเพื่อให้ได้ค่าออกมา 4 สเตท

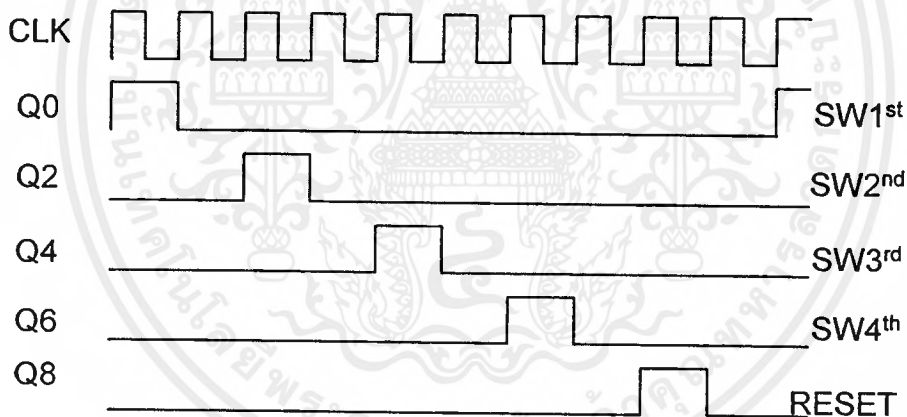
D จะแสดงรูปสัญญาณที่ได้

### 3.4.2 วงจรนับสิบ

ในที่นี้จะใช้ไอซีเบอร์ 4017 ซึ่งเป็นวงจร Synchronous decade หรือเป็นวงจรหารสิบ ซึ่งมีค่าในการนับตั้งแต่ 1 - 10 ทางด้านเอาต์พุต หรือมีความถี่เป็น 1/10 ของความถี่อินพุตนั่นเอง สำหรับในการใช้งานทั่วไปนั้น ค่าของคล็อกจะถูกต่อเข้าไป โดยกำหนดให้ขารีเซ็ตต่อกราวด์ โดยจะทำการนับทางด้านบวกคือนับตั้งแต่ค่ากราวด์ถึงด้านบวก สำหรับค่าที่เหลือก็จะเป็นค่ากราวด์ โดยขา OUT นั้นจะมีค่า high เมื่อทำการนับตั้งแต่ค่าที่ศูนย์ถึงค่าที่ 4 และเป็นค่า low เมื่อทำการนับตั้งแต่ค่าที่ 5 ถึง 9



รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะขาของ 4017

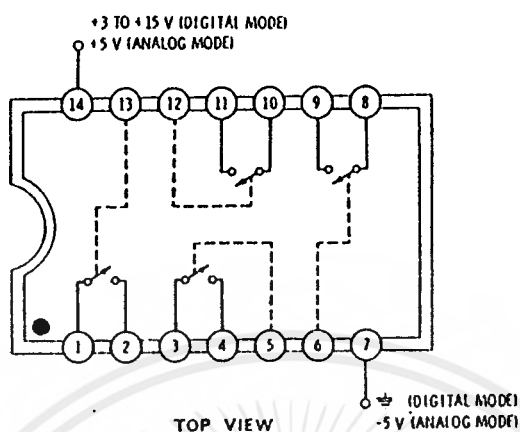


รูปที่ 3.7 timing diagram

ซึ่งเราจะนำขา Q1 ,Q2 ,Q3 ,Q4 ,Q6 มาเป็นตัวเลือกช่องสัญญาณและจะนำขา Q8 มาเป็นตัวรีเซ็ตเพื่อให้เกิดการวนลูขของวงจรเลือกช่องสัญญาณ เพื่อนำไปควบคุมตัวอนาลอกสวิทช์ ให้สัญญาณไหลไปในช่องสัญญาณที่ต้องการ และการใช้การเลือกช่องสัญญาณแบบนี้จะเป็นการป้องกันการเหลื่อมล้ำของช่องสัญญาณได้ดีมาก ซึ่งจะเห็นจากผลการทดลอง

### 3.5 อะนาลอกสวิทช์

ในโครงการนี้เราจะใช้ไอซีเบอร์ 4066 โดยมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะขาของ 4066

ในไอซีเบอร์ นี้จะมีสวิทช์ทั้งหมด 4 ชุดเพื่อนำไปเลือกในการใช้งาน โดยในสวิทช์แต่ละตัวนั้นเมื่อมีแรงดันป้อนเข้ามามีค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 7 ค่าสวิทช์จะเป็น OFF นั่นหมายถึงการมีค่าอิมพีแดนซ์สูงนั่นเอง และเมื่อแรงดันที่ป้อนเข้ามามีค่าเท่ากับแรงดันที่ 14 แล้ว สวิทช์จะอยู่ในสภาวะ ON นั่นคือมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำประมาณ 90 โอห์ม

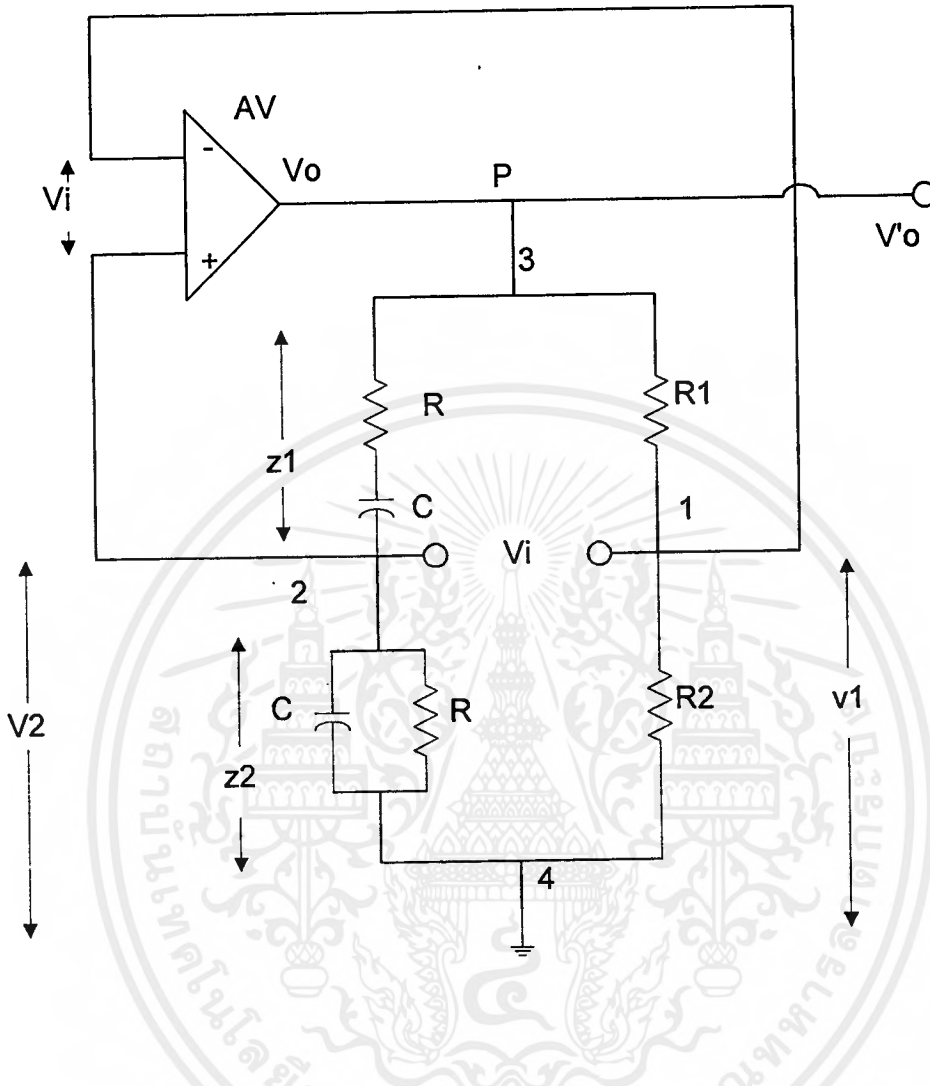
สำหรับสัญญาณที่ป้อน จะเป็นได้ทั้งสัญญาณอะนาลอก และสัญญาณดิจิทัล แต่สัญญาณที่ป้อนนี้ต้องไม่มีค่าแรงดันสูงกว่าแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 14 และไม่มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 7 เมื่อสวิทช์เชื่อมเข้าด้วยกันค่าสัญญาณทางด้านอินพุท และทางด้านเอาต์พุทจะไม่มีลักษณะแตกต่างกัน ถ้าหากสวิทช์ทั้งสี่ตัว ต่ออยู่กับสัญญาณภายนอกเพียงตัวเดียวแล้ว ค่าของข้อมูลที่ได้จะเป็นแบบ 1 ใน 4 ของข้อมูลที่ได้แยกออกมา ค่าหนึ่งในสี่ของข้อมูลนี้ก็เป็นหนึ่งในสี่ของอะนาลอกคอมมิวเลเตอร์ หรือค่าหนึ่งในสี่ของอะนาลอกมัลติเพล็กซ์เซอร์

ถ้าหากมีสวิทช์มากกว่า 1 ตัวถูกต่อที่จุดๆ หนึ่ง ค่าสัญญาณภายนอกที่ไหลผ่านจะไหลผ่านสวิทช์เพียงตัวใดตัวหนึ่งเท่านั้นในช่วงเวลาหนึ่ง

สำหรับค่าความถี่สูงสุดของสวิทช์คือ 10 เมกกะเฮิร์ต ที่แรงดัน 10 โวลต์และ 5 เมกกะเฮิร์ตที่ระดับแรงดัน 5 โวลต์

3.6 วงจร Wien Bridge Oscillator

พิจารณา ณ จุด P และค่าแรงดันภายนอก  $V_o'$  ระหว่างขั้ว 3 และขั้ว 4 ตามรูป



รูปที่ 3.9 วงจร Wien bridge

ซึ่ง  $V_o = A_v V_i$  จะได้ค่ารูปเกนดังนี้

$$\text{Loop Gain} = \frac{V_o}{V_o'} = \frac{V_i}{V_o'} A_v = -\beta A \dots\dots\dots(1)$$

และพิจารณาจากค่าแรงดัน  $V_1$  และ  $V_2$  ตามรูป จะเห็นว่า  $V_i = V_1 - V_2$  และจากสมการ (1)  $A = A_v$

และ

$$-\beta = \frac{V_i}{V_o'} = \frac{V_2 - V_1}{V_o'} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots(2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเป็นกราง่ายที่จะแสดงว่า  $Z_1$  และ  $Z_2$  จะมีเฟสตรงกันที่ความถี่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

และที่ความถี่  $Z_1 = (1-j)R$  และ  $Z_2 = (1-j)R/2$  โดยที่  $V_2 = V_0'/3$  ที่  $\omega = \omega_0$  โดยที่  $V_i = 0$

จากสมการ (1) จะได้ว่า

$$\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{1}{3}$$

หรือ  $R_1 = 2R_2$

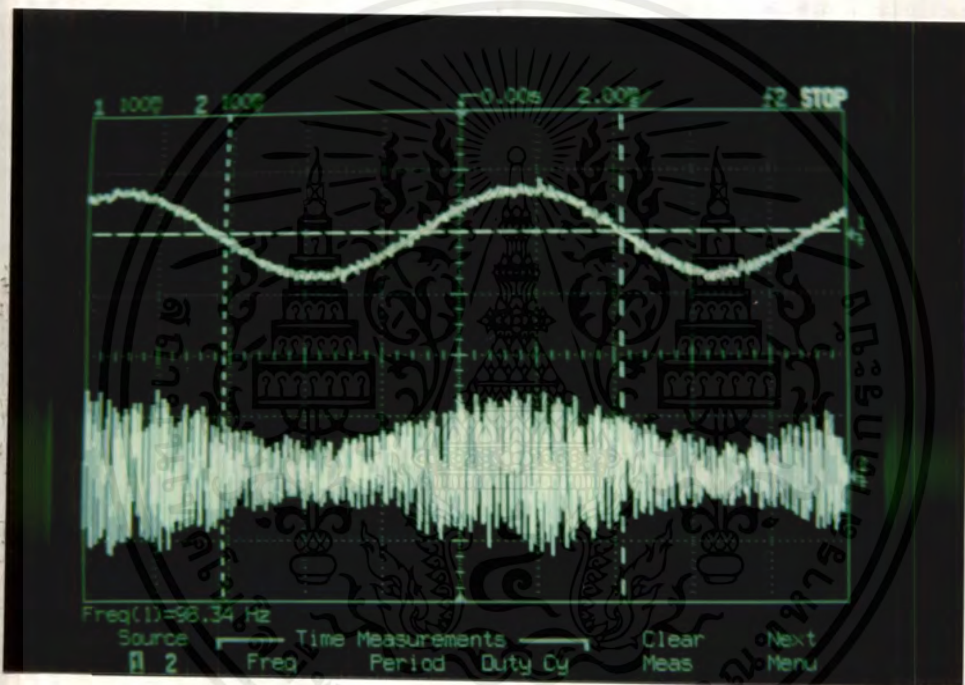


## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

#### 4.1 การทดลองในส่วน AM Modulator

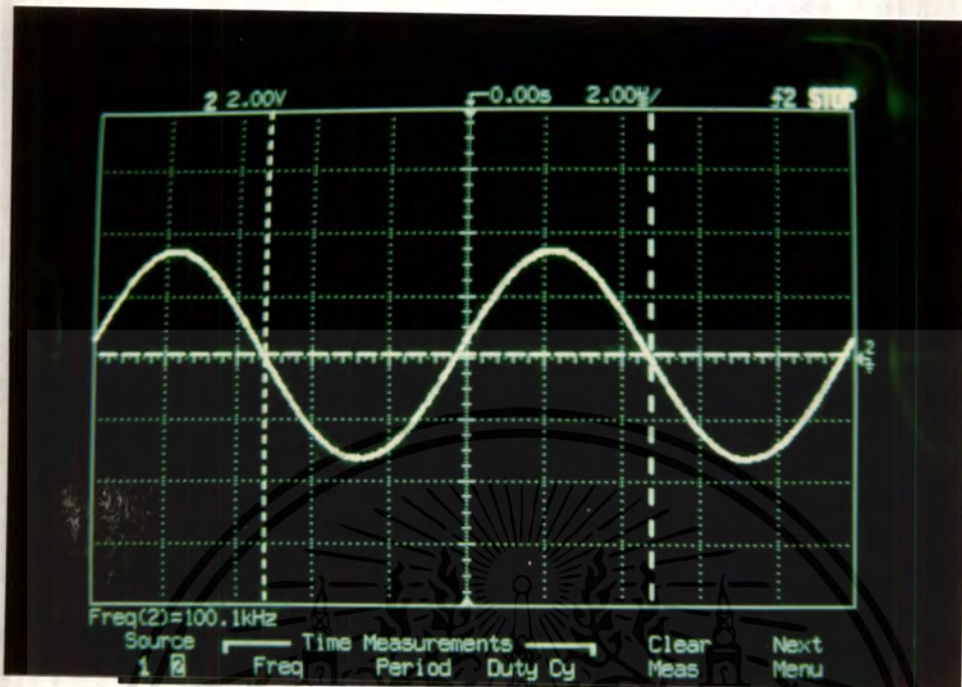
ในการทดลองนี้จะเป็นการมอดูเลทระหว่างสัญญาณพาหะกับข้อมูล ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 1496 โดยสัญญาณพาหะที่ใช้ต้องมีแรงดันไม่เกิน 60 มิลลิโวลท์(Vrms) ส่วนสัญญาณข้อมูลที่ป้อนต้องมีแรงดันไม่เกิน 300 มิลลิโวลท์(Vrms)



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณระหว่างสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลท  
สัญญาณในช่องที่ 1 คือสัญญาณข้อมูลที่ป้อนให้แก่วงจร  
สัญญาณในช่องที่ 2 คือสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลท

#### 4.2 การทดลองในส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์

การทดลองในส่วนนี้จะเป็นการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ดังนี้คือ 100,105, 110,115 กิโลเฮิร์ต เพื่อใช้เป็นการวัดค่าพาหะของสัญญาณข้อมูลและในส่วนที่สองจะเป็นการสร้างสัญญาณที่จะมาแซมกับสัญญาณพาหะดังกล่าว

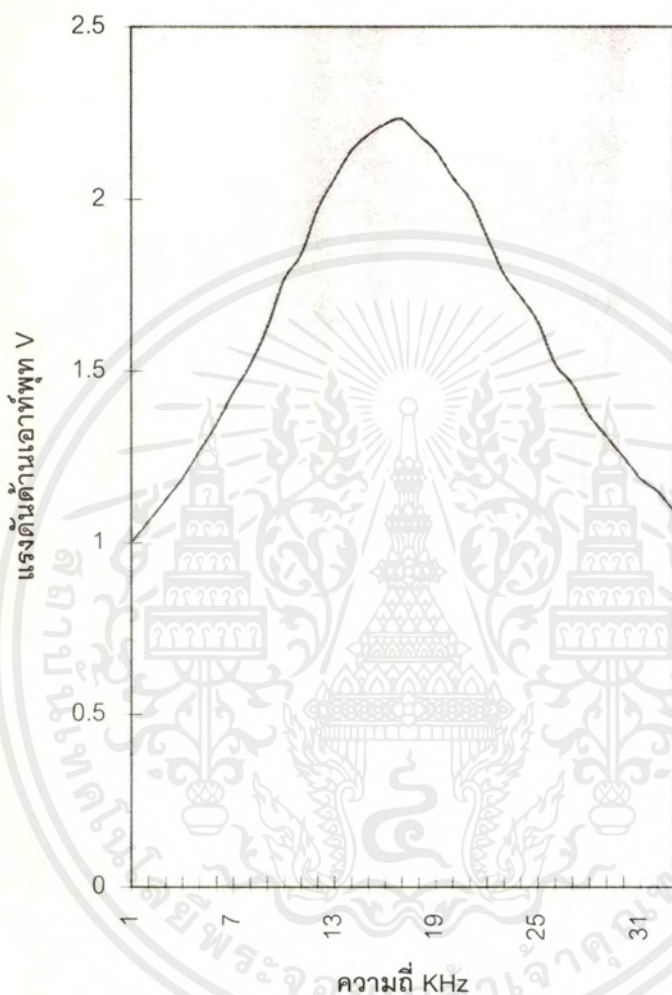


รูปที่ 4.2 แสดงความถี่ที่สามารถสร้างได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์

โดยวงจรออสซิลเลเตอร์จะสร้างจากวงจร Wien bridge โดยใช้ไอซีเบอร์ 351 ซึ่งจะป้อนแรงดันบวก 12 โวลต์โดยในที่นี้จะสร้างสัญญาณพาหะที่ 100 KHz

#### 4.3 ส่วนของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

สำหรับการทดลองในส่วนนี้จะใช้วงจรสเตจวาริเอเบิลฟิลเตอร์ โดยจะรับสัญญาณจากมิกเซอร์ซึ่งเราจะเอาผลต่างของสัญญาณที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต โดยมีค่าแบนด์วิธของสัญญาณ 5 กิโลเฮิร์ต โดยทำการทดลองคือ ทำการป้อนสัญญาณไซน์ให้แรงดันมีค่าคงที่แล้วจากนั้นวัดค่าแรงดันของสัญญาณที่ผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์แล้วนำค่าสัญญาณที่ได้ไปพลอตกราฟ

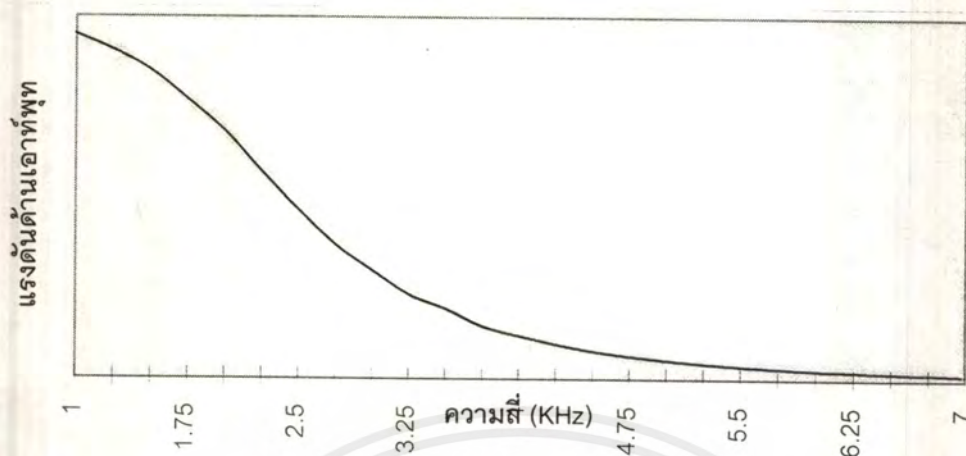


รูปที่ 4.3 แสดงกราฟคุณสมบัติของแบนด์พาสฟิลเตอร์

#### 4.4 การทดลองในส่วนของโลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)

โดยสำหรับวงจรนี้จะมีค่าความถี่คutoff ที่ความถี่ 2.5 กิโลเฮิร์ต โดยจะใช้วงจรขาลอนและคีย์ซึ่งมีวงจрдังรูป 3.10 โดยการทดลองจะทำการป้อนสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าแรงดันคงที่ค่าหนึ่งแล้วทำการปรับค่าความถี่ นำผลของแรงดันแต่ละความถี่ออกมาพลอตกราฟเพื่อดูคุณสมบัติของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงกราฟคุณสมบัติของโลว์พาสฟิลเตอร์

#### 4.5 ผลการทดลองเมื่อผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์

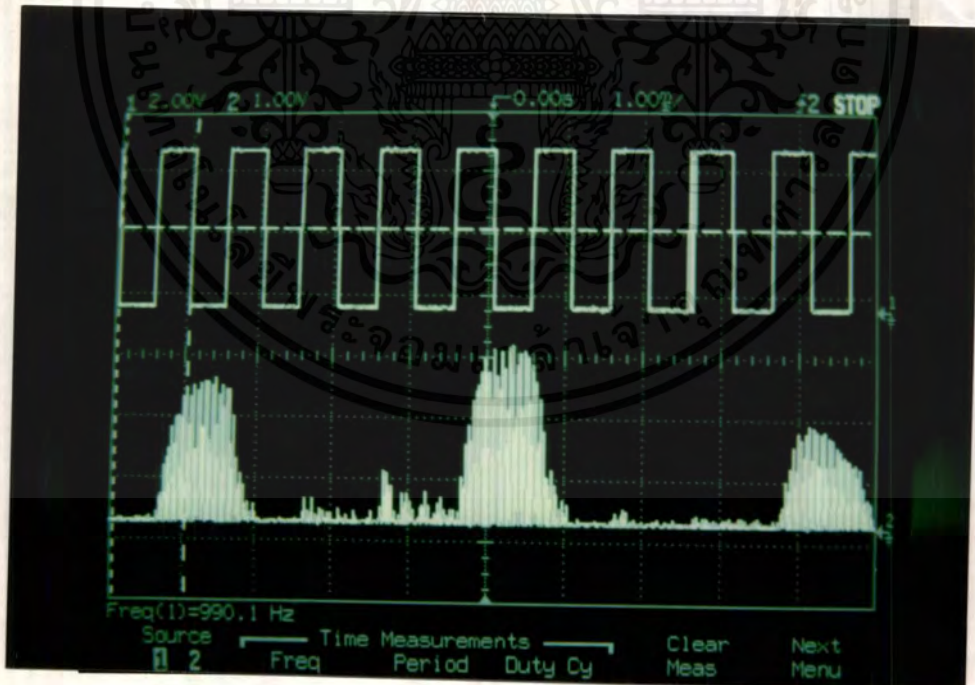
โดยสัญญาณในส่วนนี้จะเป็นการผสมกัน ระหว่างสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตข้างต้นกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์โดยผ่านวงจรมิกเซอร์ ซึ่งค่าความถี่กลางที่เราต้องการคือ 20 KHz นั่นก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณระหว่างสัญญาณจากแคเรียร์กับสัญญาณจากวงจรรอสซิลเลท ที่มีค่าความถี่ต่างกัน 20 KHz โดยหลังแบนด์พาสเราจะทำการต่อไดโอดเพื่อตีเทคสัญญาณเฉพาะทางด้านบวกออกมาแล้วป้อนผ่านวงจรวอร์มอัพฟิลเตอร์ต่อไป โดยในการทดลองนี้จะป้อนข้อมูลรูปไซน์ เพียงช่องเดียวเพื่อให้สามารถเห็นข้อมูลได้ชัดเจนขึ้น



รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบสัญญาณหลังผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์กับสัญญาณคล็อกที่ป้อน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักศึกษาเห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

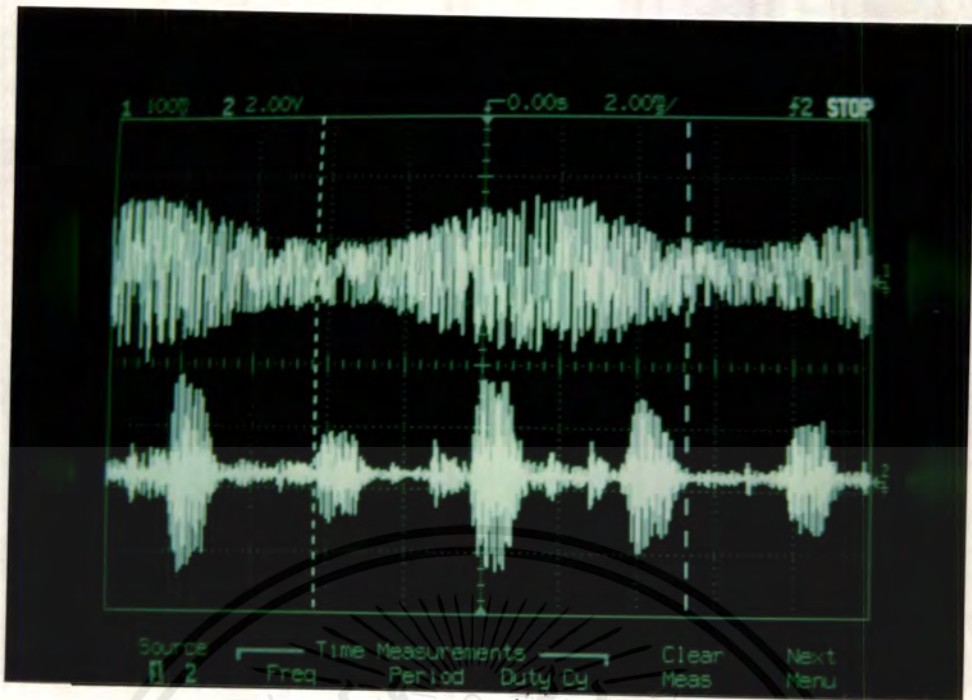


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบก่อนผ่านไดโอดและหลังผ่านไดโอด  
 สัญญาณช่อง 1 แสดงข้อมูลหลังผ่านไดโอด  
 สัญญาณช่อง 2 แสดงข้อมูลก่อนผ่านไดโอด



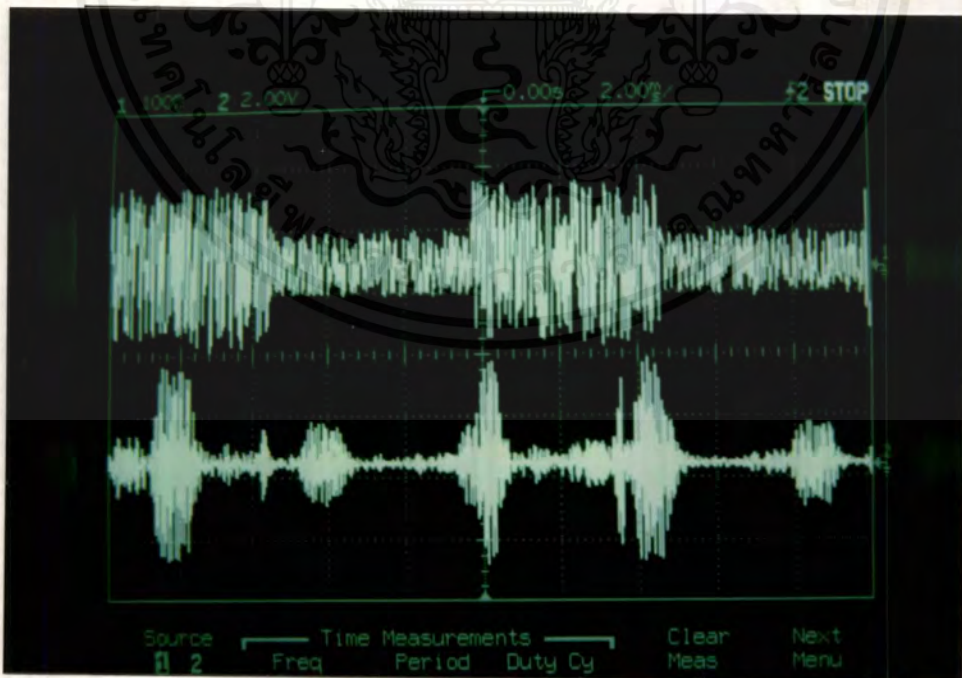
รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์สัญญาณหลังผ่านไดโอดเปรียบเทียบกับสัญญาณคลิก  
 สัญญาณช่อง 1 แสดงสัญญาณคลิก  
 สัญญาณช่อง 2 แสดงสัญญาณหลังผ่านไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณหลังจาก BPF โดย สัญญาณช่อง 1 เป็นสัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลต สัญญาณช่อง 2 เป็นสัญญาณหลังจากฟิลเตอร์

จากรูปที่ 4.8 เราจะทำการเปลี่ยนค่าของข้อมูลโดยเปลี่ยนรูปของสัญญาณข้อมูลจากรูปไซน์เป็น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมแทน โดยจะบ่อนที่ความถี่และค่าแรงดันเดียวกับสัญญาณไซน์



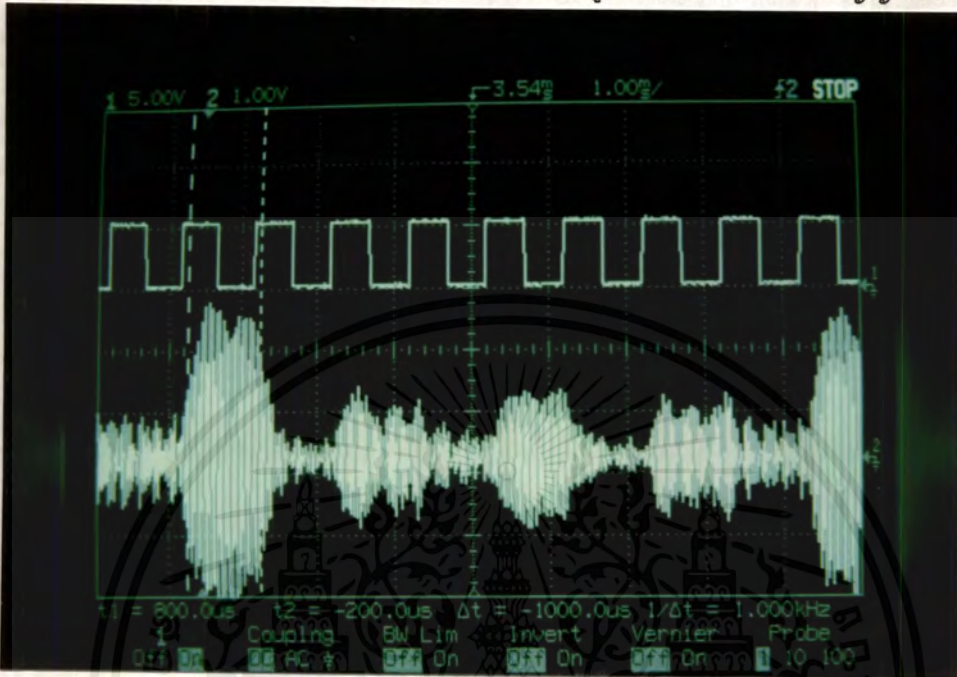
รูปที่ 4.9 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ผ่านการมอดและสัญญาณหลังจากฟิลเตอร์

สัญญาณช่อง 1 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอด

สัญญาณช่อง 2 แสดงสัญญาณที่ผ่าน BPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

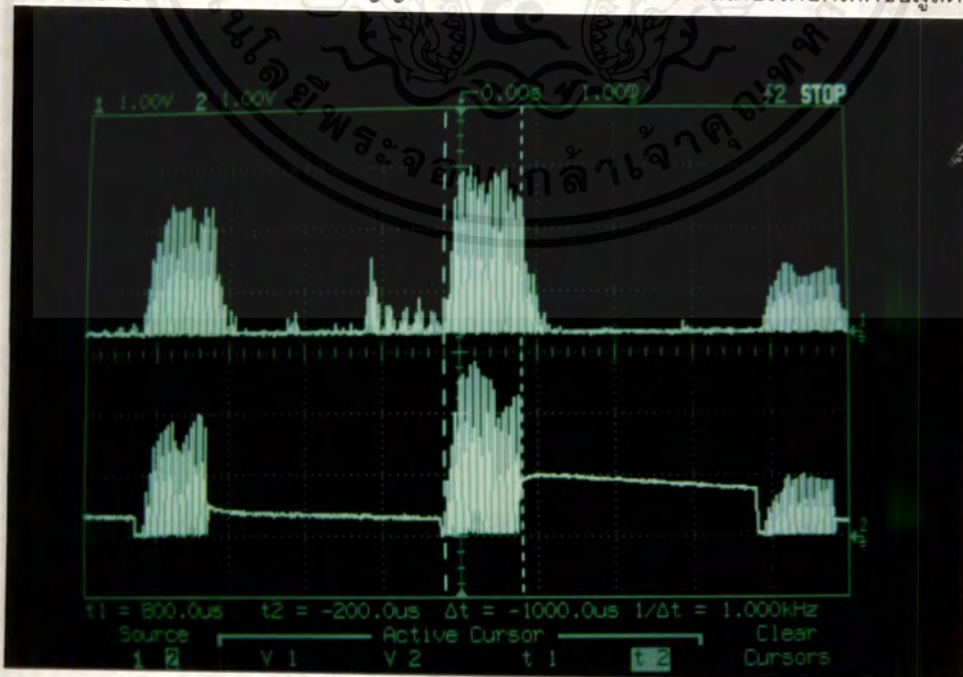
จากนั้นทำการป้อนข้อมูลไซน์จำนวน 2 ช่องสัญญาณโดยใช้ข้อมูลมีความถี่และขนาดสัญญาณเท่ากัน



รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข้อมูลสองช่องเมื่อผ่าน BPF กับคลิก

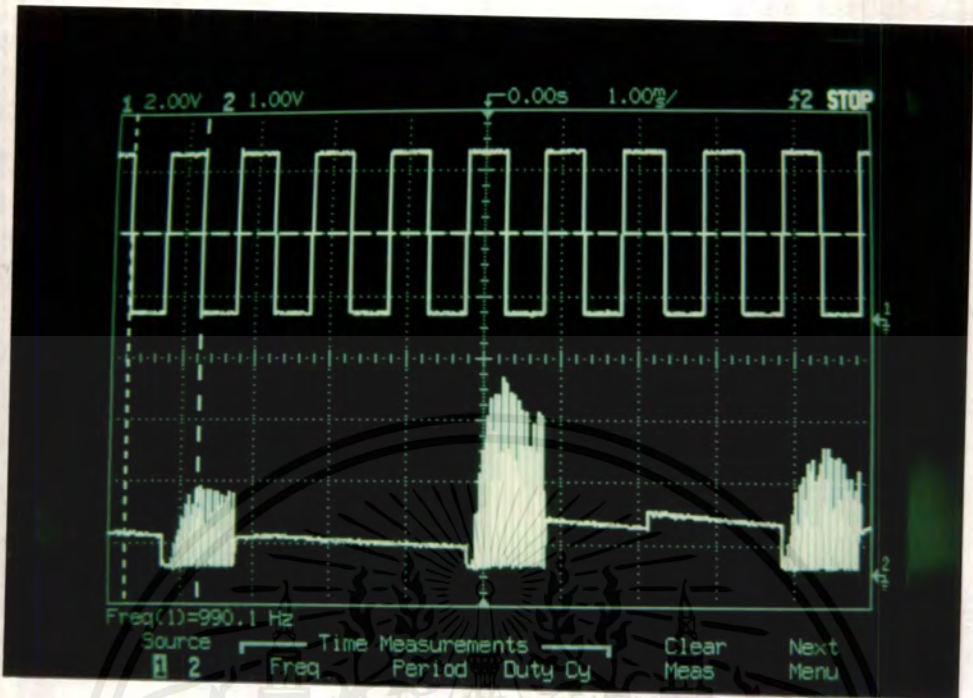
#### 4.6 แสดงสัญญาณหลังผ่านวงจรแยกช่องสัญญาณในการดีเทคข้อมูล

โดยในส่วนของวงจรแยกช่องสัญญาณนี้จะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรหารสี่และส่วนของอนาลอก สวิทช์ โดยสัญญาณในส่วนนี้จะนำสัญญาณที่จะนำไปผ่านโลว์พาสฟิลเตอร์เพื่อดีเทคข้อมูลต่อไป



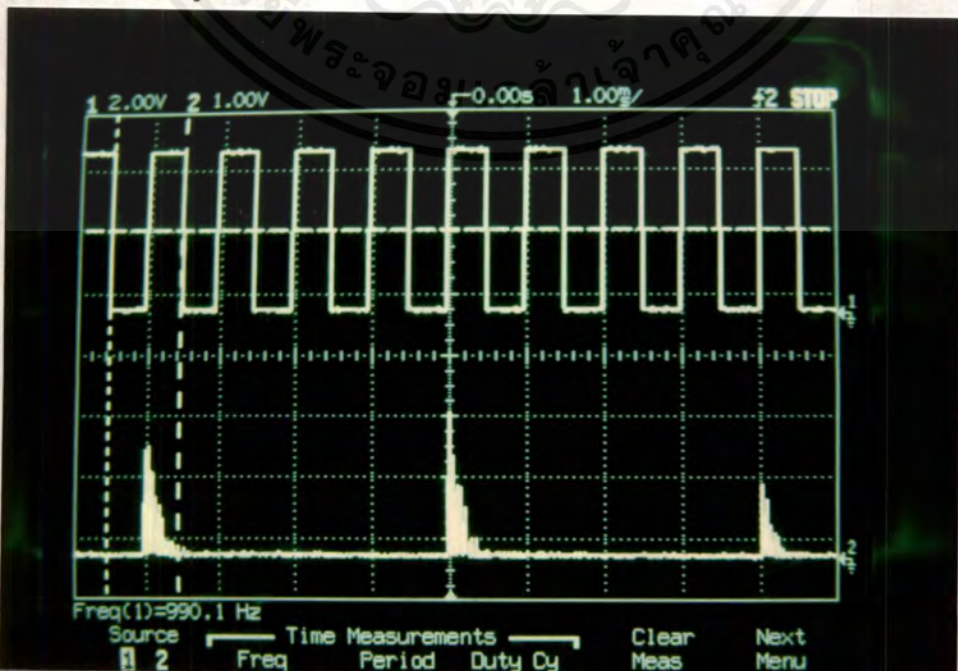
รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ผ่านไดโอดกับสัญญาณก่อนเข้า LPF สัญญาณช่อง 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านไดโอดรับ สัญญาณช่อง 2 แสดงสัญญาณก่อนเข้า LPF นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.11 สัญญาณที่วัดได้ก่อนผ่านเข้า LPF คือสัญญาณในช่องที่มีข้อมูลข่าวสารผ่านเข้ามานั่นเอง



รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่มีข้อมูลกับสัญญาณคลิก สัญญาณช่อง 2 แสดงสัญญาณก่อนเข้า LPF ของข้อมูล สัญญาณช่อง 1 แสดงสัญญาณคลิก

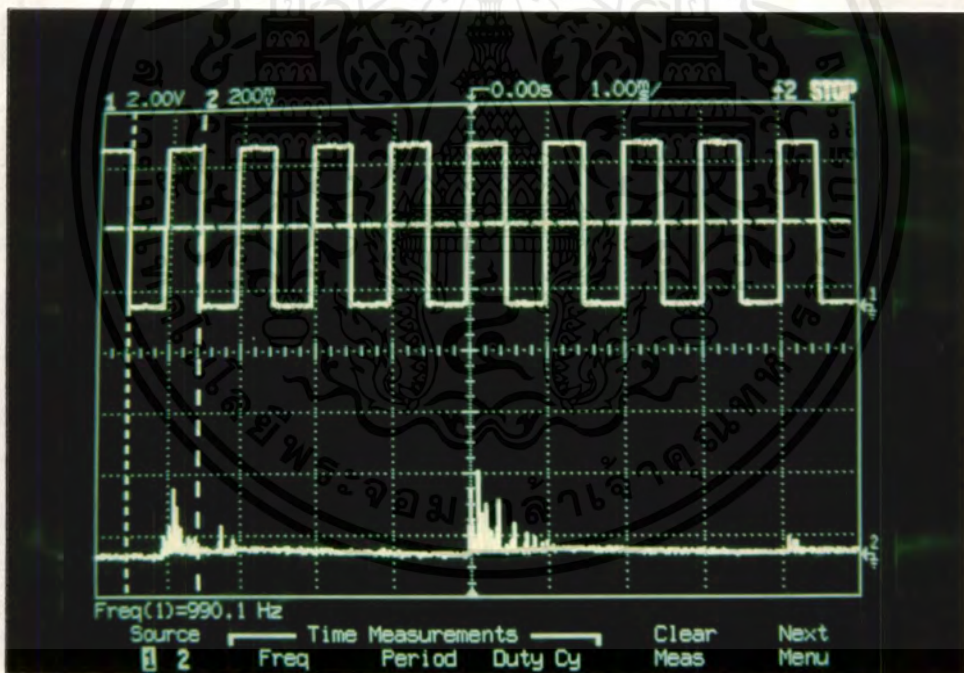
จะเห็นว่าในช่องที่มีข้อมูลนั้นจะมีค่ากรอบของข้อมูลอยู่ จากนั้นเราจะทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณในช่องที่ไม่มีข้อมูลผ่านเข้ามา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลระบบเอกสารจะดำเนินการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



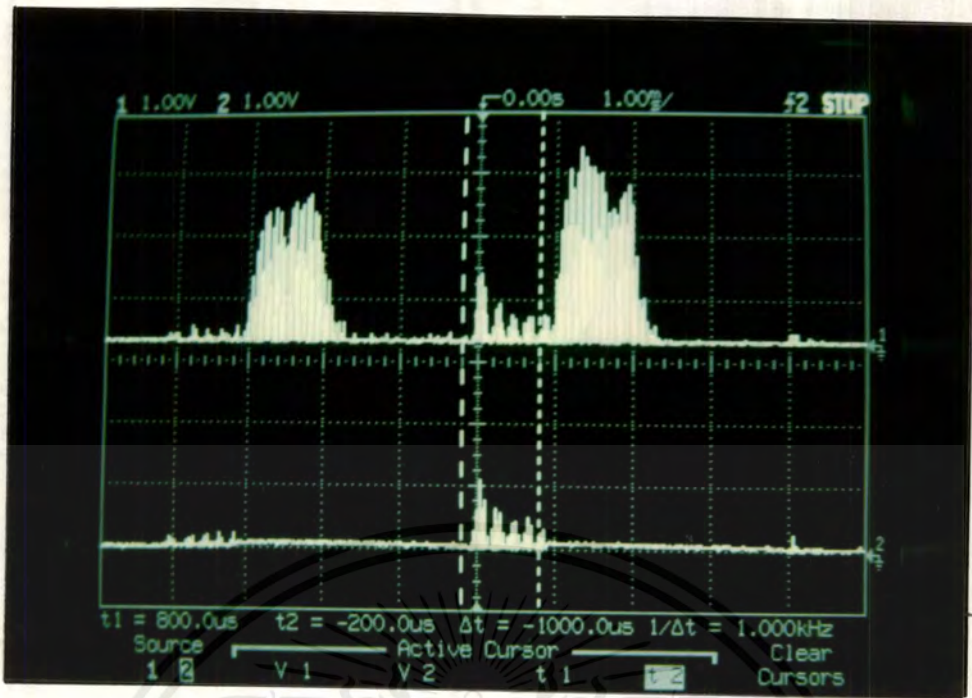
(ก)



(ค)

รูปที่ 4.13 (ก) - (ค) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ไม่มีข้อมูลก่อนผ่าน LPF กับสัญญาณคลิก สัญญาณช่อง 2 แสดงสัญญาณช่องที่ไม่มีข้อมูล สัญญาณช่อง 1 แสดงสัญญาณคลิก

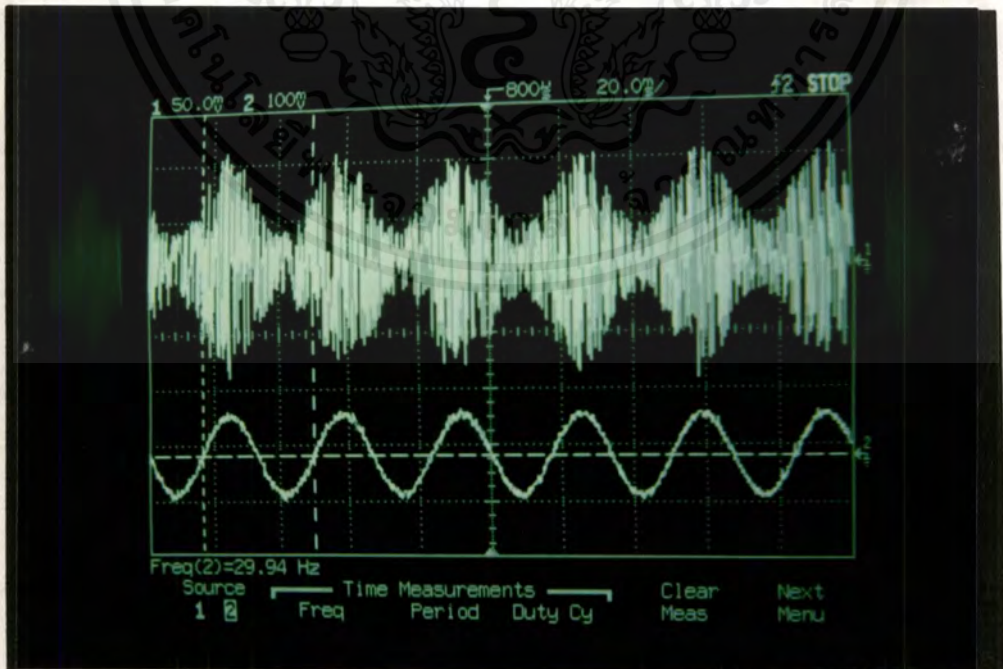
โดยในรูปที่ 4.13 นี้เป็นการแสดงช่องสัญญาณที่ไม่มีข้อมูลที่เหลือทั้ง 3 ช่องจะเห็นว่ามีความถี่ของสัญญาณต่ำกว่าช่องที่มีข้อมูล  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



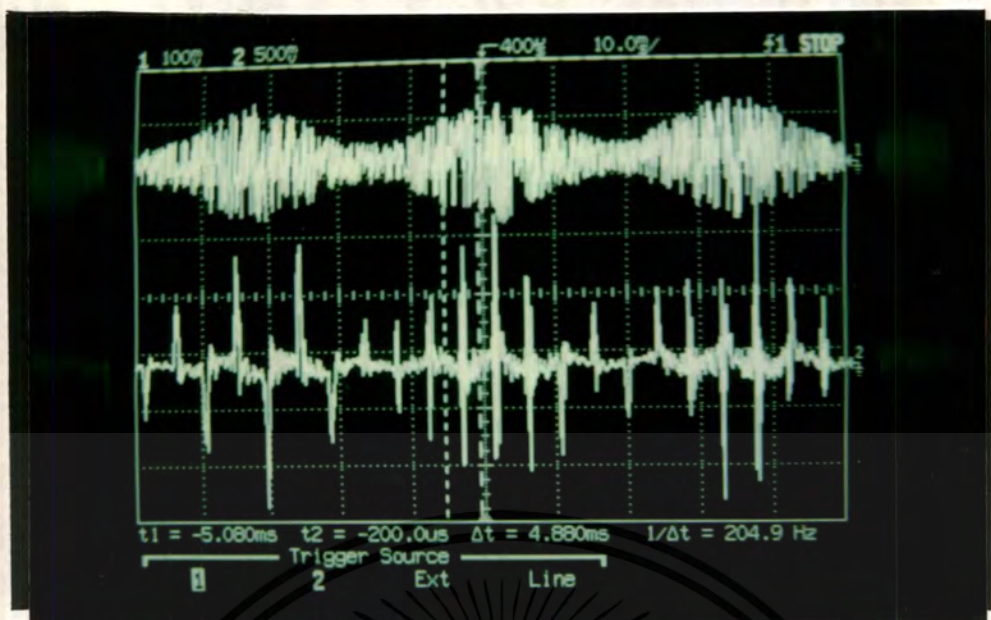
รูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ผ่านไดโอดกับช่องสัญญาณที่ไม่มีข้อมูล โดยสัญญาณในช่องที่ 1 แสดงสัญญาณหลังผ่านไดโอด ส่วนในช่องที่ 2 แสดงสัญญาณก่อนเข้า LPF ของช่องที่ไม่มีข้อมูล

จากนั้นทำการทดลองใหม่โดยให้วงจรของ BPF มีค่า Q เพิ่มขึ้นและเปลี่ยนตัวควบคุมลิตส์

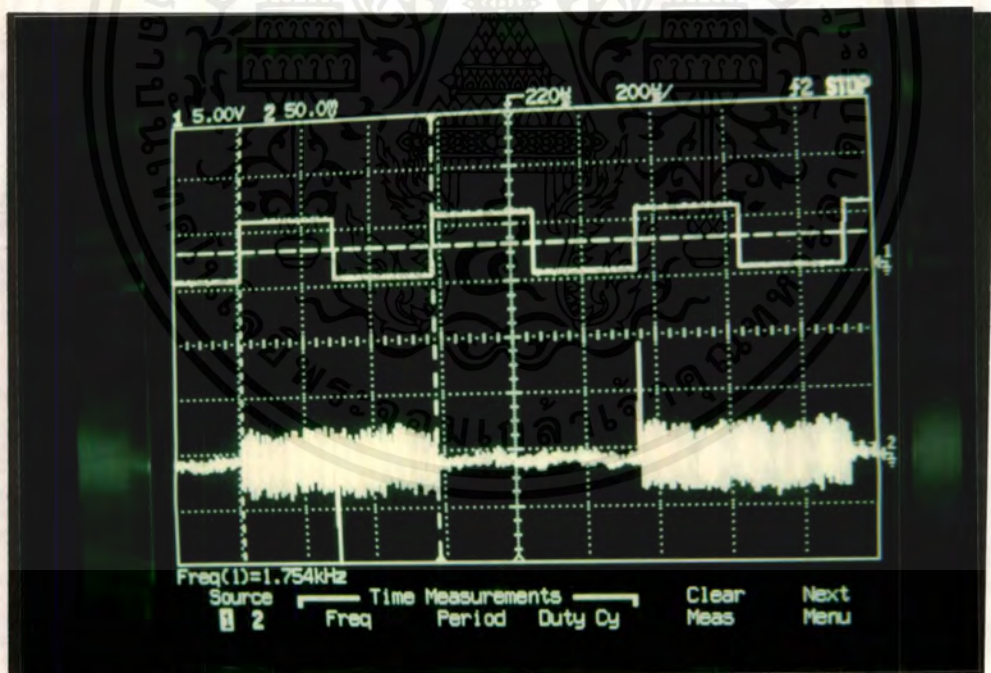
โดยใช้ 4017 แทน



รูปที่ 4.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณที่ผ่านการมอด  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

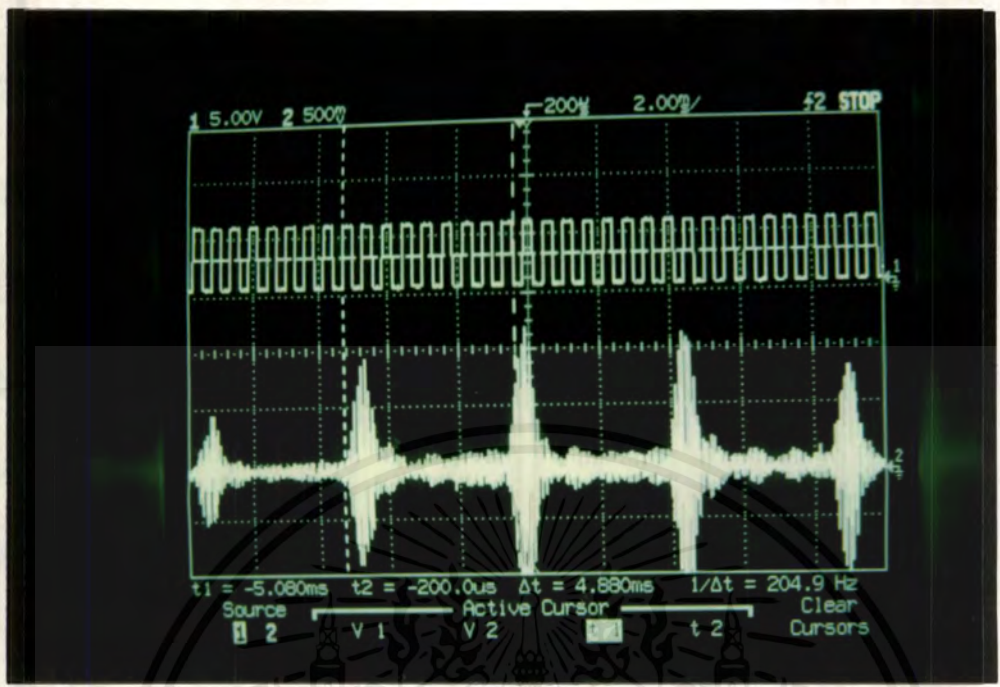


รูปที่ 4.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการมอดูเลต  
กับสัญญาณที่ผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์

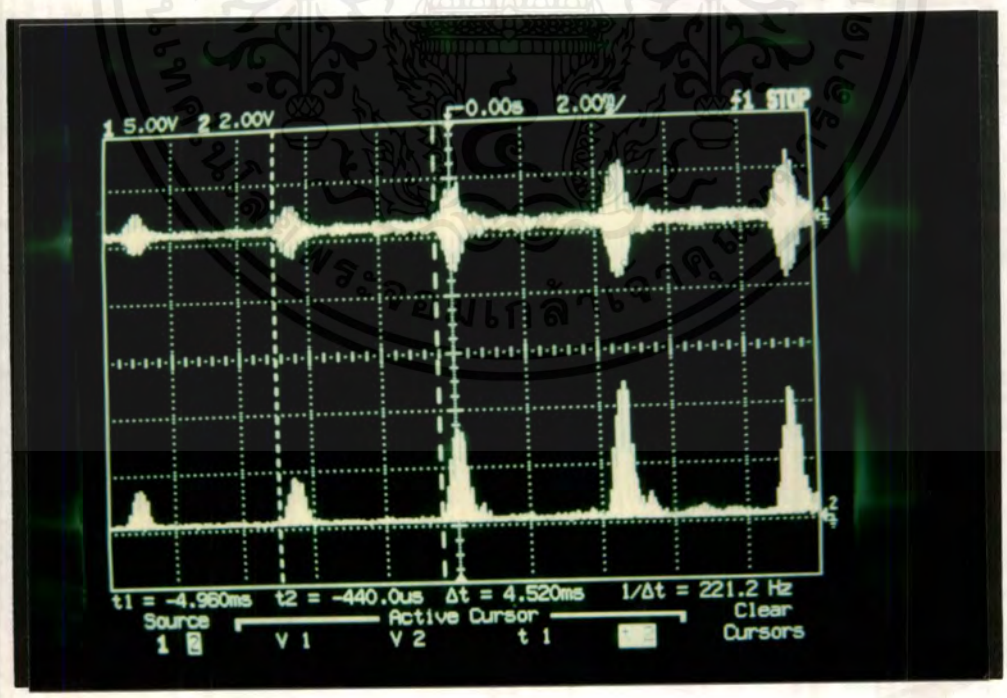


รูปที่ 4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณคล็อกกับสัญญาณที่  
จะนำมามิกซ์กับสัญญาณพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

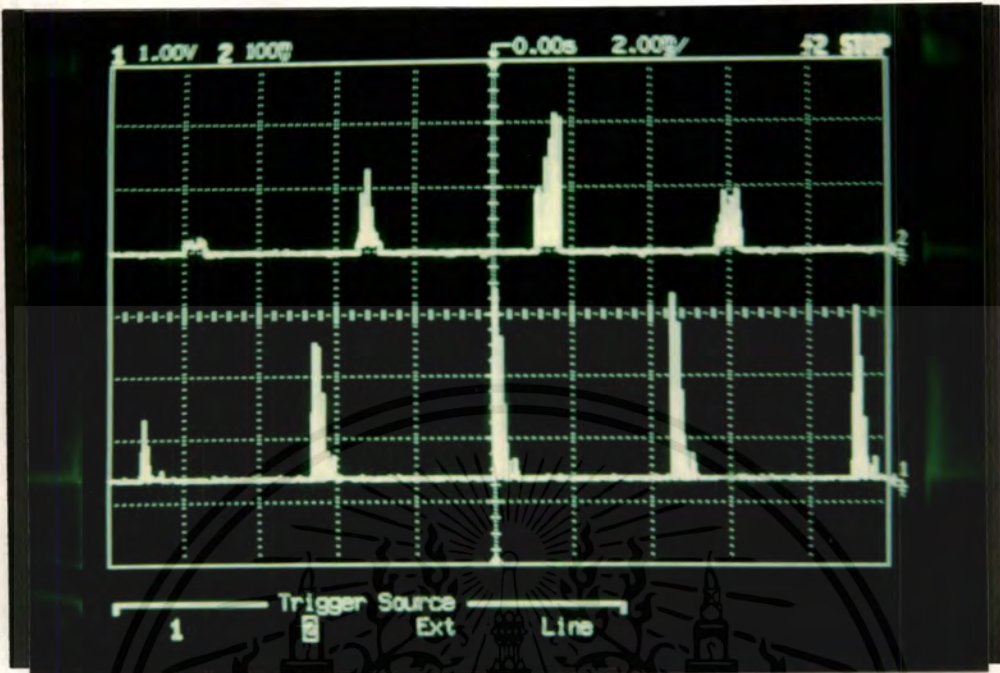


รูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณคล็อกกับสัญญาณ  
ที่ผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์



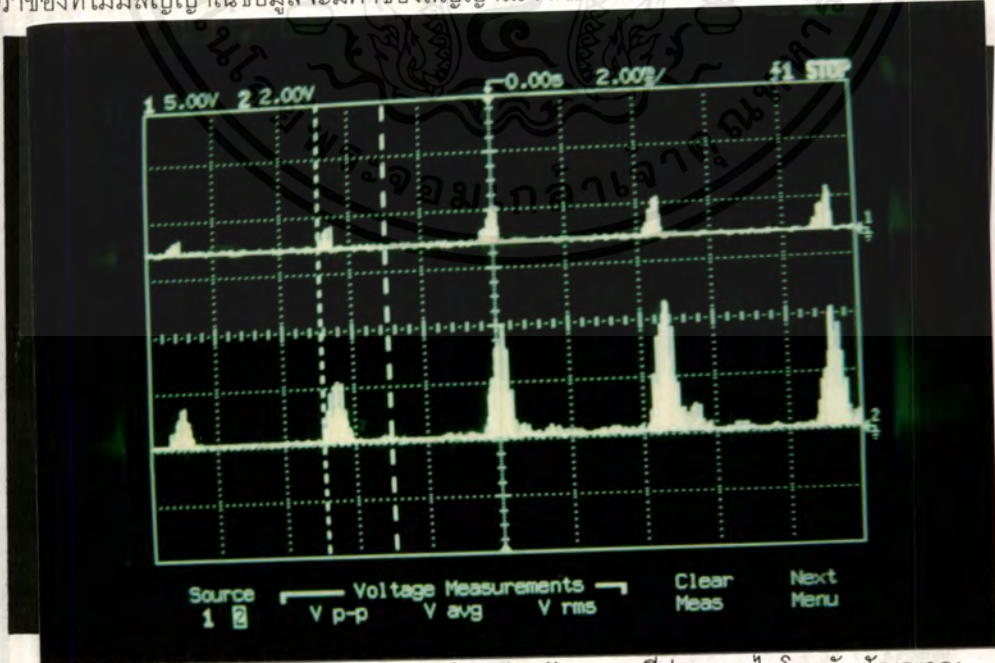
รูปที่ 4.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์  
กับสัญญาณหลังผ่านไดโอดแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



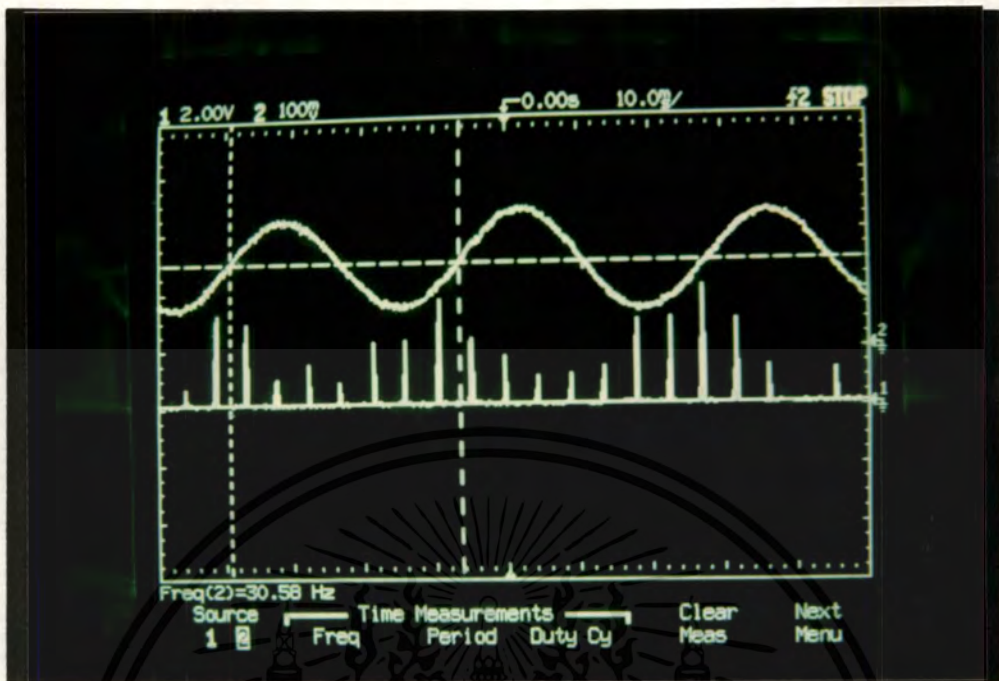
รูปที่ 4.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณก่อนทำการตีเทคระหว่าง  
ช่องที่ 1 ช่องที่มีสัญญาณข้อมูล  
ช่องที่ 2 ช่องที่ไม่มีสัญญาณข้อมูล

จะเห็นว่าช่องที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลจะมีค่าของสัญญาณจากช่องอื่นเข้ามาจนเพียงเล็กน้อยเท่านั้น



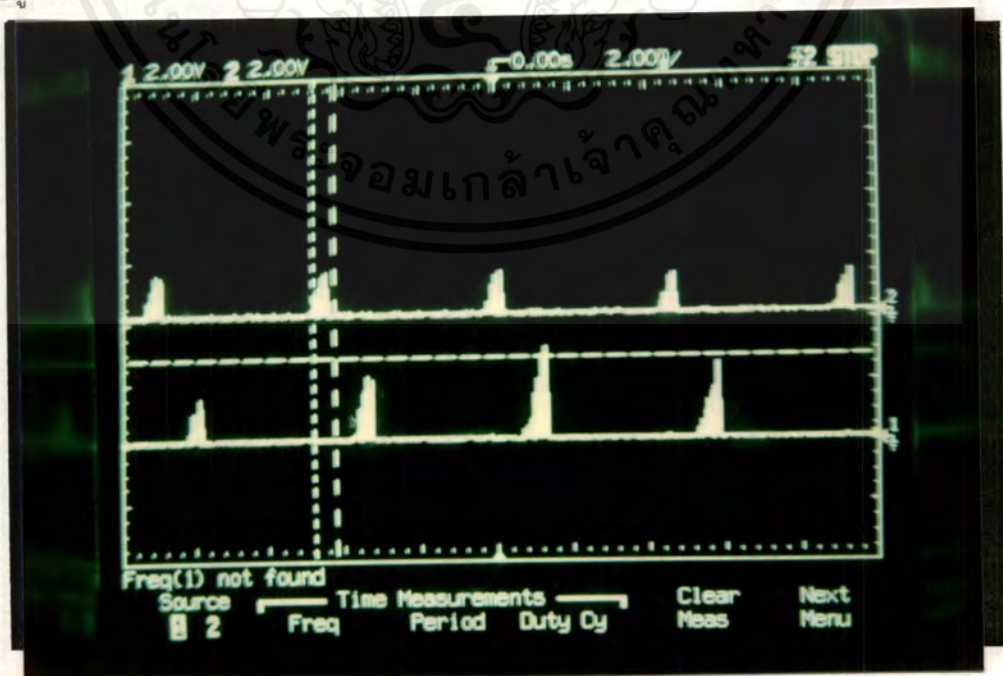
รูปที่ 4.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ผ่านจากไดโอดกับสัญญาณ  
ก่อนเข้า LPF ในช่องที่รับสัญญาณข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



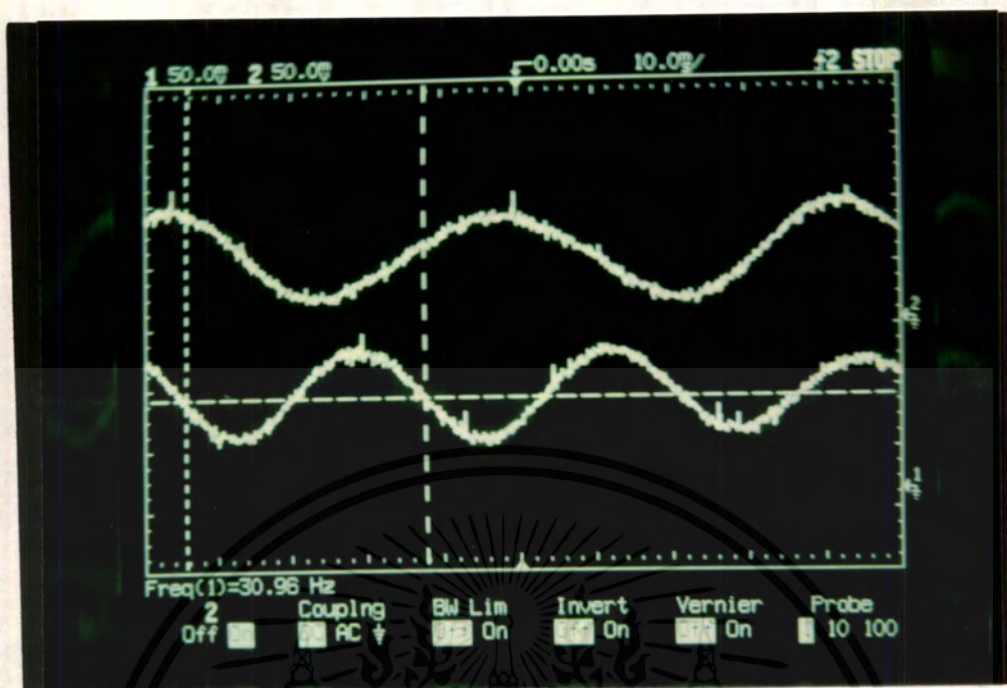
รูปที่ 4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณก่อนผ่านการตีเทค  
กับสัญญาณข้อมูลเมื่อตีเทคสัญญาณข้อมูลกลับมาเมื่อผ่าน LPF

จากนั้นจึงทำการป้อนสัญญาณข้อมูลสองค่าเพื่อดูว่าสามารถแยกช่องสัญญาณได้หรือไม่โดยป้อน  
สัญญาณข้อมูลที่มีความถี่ต่างกัน



รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณก่อนผ่านการตีเทคโดยจากรูปเป็นการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับสัญญาณ 2 ช่องสัญญาณที่มีข้อมูลไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณที่ตีเทคข้อมูลออกมาเป็นสองช่องสัญญาณ โดยสัญญาณที่ป้อนมีความถี่ที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 5.1สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่จากการทดลองในบทที่ 4 นั้นสามารถสรุปผลการทดลองของวงจรในส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. ส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะใช้ไอซีเบอร์ 351 ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการสร้างออสซิลเลเตอร์ออกมา 2 ชุดด้วยกันคือชุดแรกเป็นชุดสร้างสัญญาณพาหะ ส่วนอีกชุดทำการสร้างสัญญาณที่มามีกับสัญญาณพาหะเพื่อให้ได้ผลต่างเป็นค่าความถี่กลาง ซึ่งทำการสร้างความถี่ออกมาชุดละ 4 ค่าซึ่งจากการทดลองสามารถสร้างสัญญาณเพื่อออกมาใช้งานได้

2. ส่วนของวงจร AM modulator จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 4.1 สามารถทำการมอดสัญญาณออกมาได้โดย จะมอดแบบเอเอ็มซึ่งจะปรากฏกรอบคลื่น (envelope) ของข้อมูลให้สามารถเห็นได้

3. ส่วนของวงจรมิกเซอร์ ในการทดลองนี้จะใช้ไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งจะเป็นการมิกซ์สัญญาณกันระหว่างสัญญาณจากแคเรียร์กับสัญญาณที่ได้มาจากวงจรออสซิลเลเตอร์อีกชุด โดยเราต้องการค่าผลต่างของความถี่สองตัวนี้ออกมา เพื่อให้ได้ออกมาซึ่งค่าความถี่กลางที่เราต้องการซึ่งในการทดลองสามารถมิกซ์ความถี่กลางออกมาได้

4. ส่วนของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ในส่วนนี้เป็นส่วนที่นำผลจากวงจรมิกเซอร์มากรองเอาเฉพาะค่าความถี่กลางที่ต้องการออกมา ซึ่งในการทดลองใช้ค่าความถี่กลางออกมา 20 KHZ และจากกราฟรูปที่ 4.3 เป็นการแสดงคุณสมบัติของฟิลเตอร์ตัวนี้ซึ่งให้ค่าความถี่สูงสุดที่ค่าความถี่ที่ต้องการ โดยวงจรที่ใช้เป็นวงจรสเตจวาริเอเบิลฟิลเตอร์

5. ส่วนของวงจรรหัส สามารถหารสัญญาณคล็อกที่เข้ามาได้โดยการใช้ JK ฟลิปฟลอป และแอนด์เกตเพื่อนำค่าสัญญาณเอาท์พุทออกมา 4 ค่าเพื่อนำไปควบคุมส่วนอนาลอกสวิตซ์ในการทำงานให้สามารถแยกช่องสัญญาณได้

6. ส่วนของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ ในการทดลองนี้จะใช้วงจรซาเลนและคีย์ ซึ่งให้มีค่าความถี่คัทออฟเป็น 2.5 KHZ ซึ่งจากการทดลองในส่วนของบทที่ 4 นั้นจากรูปกราฟที่แสดงคุณสมบัติของ LPF เราสามารถเห็นได้ว่าวงจรนี้สามารถใช้งานได้จริง

## 5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองในส่วนของภาคส่งเอพดีเอ็ม เมื่อเราได้ทำการทดลองต่อวงจรรวมและใส่สัญญาณข้อมูลเข้าไป ทำการหาค่าในแต่ละส่วนออกมา ซึ่งแต่ละส่วนสามารถทำงานได้ตามความต้องการ โดยในส่วนของมิกเซอร์นั้นเมื่อเราทำการหาค่าของสัญญาณออกมา เราจะเห็นสัญญาณความถี่ออกมาหลายๆ ความถี่ที่มิกเซอร์ได้ทำการมิกซ์ออกมาแต่เมื่อผ่าน BPF แล้วก็สามารถแยกความถี่ที่เราต้องการออกมาได้ จากนั้นนำไปผ่านไดโอดเพื่อแยกเอาเฉพาะทางด้านบวกออกมา

ในส่วนของภาครับสัญญาณที่ทำการรับสัญญาณมาจากส่วนของ BPF นั้นแต่ละส่วนนั้นทำงานเพื่อทำการแยกสัญญาณในแต่ละช่องออกมาได้ โดยจะใช้อนาล็อกสวิตช์เพื่อแยกสัญญาณออกเป็นช่องๆ เพื่อตีเทคในส่วนของ LPF ต่อไปซึ่งค่าสัญญาณที่ผ่านฟิลเตอร์นั้นจะมีลักษณะเหมือนกับข้อมูลที่ป้อนเข้ามา

จากการทดลองเพิ่มเติมเมื่อเราได้ทำการปรับค่า Q ของวงจรใหม่โดยทำการปรับในส่วนของ BPF ให้ค่า Q ของวงจรมีค่ามากขึ้นดังจะเห็นจากรูป 4.15-4.24 จะเห็นว่าค่าของข้อมูลที่เข้ามาในส่วนของการตีเทคสัญญาณดีขึ้น กล่าวคือ ค่าสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณอื่นๆ ที่เข้ามารบกวนจะมีค่าเข้ามาน้อยลง โดยเปรียบเทียบจากรูปที่ 4.20 จะเห็นว่าสัญญาณเมื่อได้ทำการปรับค่า Q ของวงจรใหม่แล้ว สัญญาณจากช่องรบกวนอื่นๆ จะมีค่าน้อยกว่าวงจรในตอนที่ยังไม่ได้ปรับค่า Q ของวงจรให้สูงขึ้นดังรูปที่ 4.14 ซึ่งค่าสัญญาณรบกวนจะมีค่าสูงกว่า

จะเห็นว่าเมื่อเราทำการปรับค่า Q ของ BPF ให้มากขึ้นเราก็สามารถแยกช่องสัญญาณได้ดีขึ้นดังนั้นหากเราต้องการให้การตีเทคสัญญาณดีขึ้นเราต้องทำการปรับค่า Q ของส่วน BPF ให้สูงขึ้น โดยอาจจะทำการต่อฟิลเตอร์หลายๆ สเตจ หรืออาจจะทำการปรับค่าคัทออฟของวงจร BPF ให้มีค่าสูงขึ้นเนื่องจากสูตร  $Q = \frac{f}{BW}$  จะเห็นว่าเมื่อเราทำการปรับค่าความถี่คัทออฟให้มากขึ้นก็ทำให้ค่า Q มีค่าสูงขึ้น ทำให้สามารถตีเทคแต่ละช่องสัญญาณได้ดีขึ้น

### หนังสืออ้างอิง

1. John Pearson ., "Basic communication Theory" Prentice - Hall ., pp.216-221
2. Forrest Barker ., "communication Electronic Systems Circuit and device " Prentice - Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J. 07632 ., pp.369
3. Denton J. Dailey ., " Operation Amplifiers and linear Integrated Circuits Theory and Applications " McGraw - hill International Editions ., pp.1-13 , 264-265
4. Ramakant A. Gayakwad ., " Op - Amps and linear Integrated Circuit " ,Prentice-Hall International Edition.,
5. William Schweber., "Electronic Communication System A Complete Course", Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs. N.J. 07632., pp.124
6. Don Lacaster., "Active-Filter Cookbook" First Edition Fifteenth Printing 1989, Howard W.Sams & Company., pp.91-117
7. Gobind Daryanani., "Principles of Active network Synthesis and Design" ,John Willey & Sons 1976., pp.241-243,269-280
8. นิกร สุขุมตันติ., "การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. พิมพ์ครั้งที่ 1 2533., หน้า.53-62
9. สุชาติ กังวารจิตต์., "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร",บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด.,2536., หน้า 65-67
10. Morris Egelson., "Modern Spectrum Analyzer Theory and Applications", Artech House,Inc.,
11. George B. Rutkowski, P.E. .,"Indegrated-Circuit Operation Amplifiers" , Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs. N.J. 07632., pp.5-8
12. Robert F. coughlin and Frederick F. driscoll , "Operation Amplifiers and linear Integrated Circuits " Third Edition , Prentice - Hall International Editions., pp. 308-311
13. ประสิทธิ์ ประพัฒมมงคลการ ., "หลักการระบบสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด ., 2527., หน้า 130-132
14. กลุ่ม CNS ., "อปแอมป์" ., หจก.ฟิลิกส์เซ็นเตอร์ .,หน้า42-50
15. จิวัฒน์ กิรานนท์ .,"พื้นฐานการสื่อสาร" , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.พิมพ์ครั้งที่ 1 กุมภาพันธ์ 2530 , สำนักพิมพ์ครุสภา., หน้า 126-129