



การส่ง-รับข้อมูลและเสียงแบบ FDM

Data & Voice Transmitted by FDM



รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่ง-รับข้อมูลและเสียงแบบ FDM  
Data & Voice Transmitted by FDM

ผู้จัดทำ

- |                 |                   |          |
|-----------------|-------------------|----------|
| 1. นายกุลภัทร   | ศรีกิจเจริญศักดิ์ | 41014038 |
| 2. นายจักรพันธ์ | สิริเศรษฐนนท์     | 41014067 |

.....  
(ผศ. วิภา แสงพิลิตธิ์) อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การส่ง-รับข้อมูลและเสียงแบบ FDM

### Data & Voice Transmitted by FDM

โดย นายกุลภัทร ศรีกิจเจริญศักดิ์ 41014038  
นายจักรพันธ์ สิริเศรษฐนนท์ 41014067

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.วิภา แสงพิสิทธิ์

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียง โดยใช้วิธี FDM (Frequency Division Multiplex) สัญญาณข้อมูลจะผ่านวงจร FSK (Frequency Shift Keying) ที่มีความเร็วในการรับส่ง 1200 บอร์ด ก่อนนำไปรวมกับสัญญาณเสียงที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation) แล้วส่งผ่านไปยังเครื่องรับ สัญญาณทั้งหมดจะแยกออกจากกัน โดยสัญญาณ FSK จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมโดยวงจร FSK demodulator ขณะที่สัญญาณเสียงจะนำกลับมาโดยผ่านวงจรดีเทคเตอร์รอบสัญญาณ (detector)

#### ABSTRACT

This project concerns about transmitting a voice signal and digital data by Frequency Division Multiplex Technique. Digital data are changed to 1200 baud FSK signal which will be added to Amplitude Modulated voice signal. Then the composite signal is transmitted to the receiver. At the receiver, FSK signal is changed to data by FSK demodulator and voice signal is recovered by a detector.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 เอฟดีเอ็ม (Frequency division multiplex)	2
2.2 แอมพลิจูด มอดูเลชัน (Amplitude Modulation)	6
2.3 ฟรีควเอนซ์ชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying)	17
2.4 วงจรกรองความถี่ (Filter)	23
2.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation and Demodulation)	28
2.6 RS-232	35
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างวงจร	
3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์ (Oscillator)	41
3.2 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	42
3.3 วงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	42
3.4 วงจรรวมสัญญาณ	46
3.5 วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน	46
3.6 วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์	47
3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)	49
3.8 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)	50
3.9 วงจรเอเอ็ม ดีมอดูเลเตอร์ (AM demodulator)	51
3.10 วงจรแปลงระดับแรงดัน	51
3.11 วงจรขยายสัญญาณเสียงในภาครับ	52
3.12 ระบบสังเคราะห์ความถี่	53
3.13 วงจรฟรีควเอนซ์ดีมอดูเลเตอร์	58
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์	60
4.2 การทดสอบวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	61
4.3 การทดสอบวงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	63
4.4 การทดสอบวงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์	67
4.5 การทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)	69

4.6 การทดสอบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)	70
4.7 การทดสอบวงจรเอเอ็มคีมอดูเลเตอร์	72
4.8 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง	73
4.9 การทดสอบวงจรแปลงระดับแรงดัน	74
4.10 การทดสอบวงจรรวมสัญญาณ	75
4.11 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน	76
4.12 การทดสอบระบบส่งเคราะห์ความถี่	77
4.13 การทดสอบวงจรฟรีควีนซีคีมอดูเลเตอร์	83
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	85

ภาคผนวก  
กิตติกรรมประกาศ



## สารบัญรูปภาพ

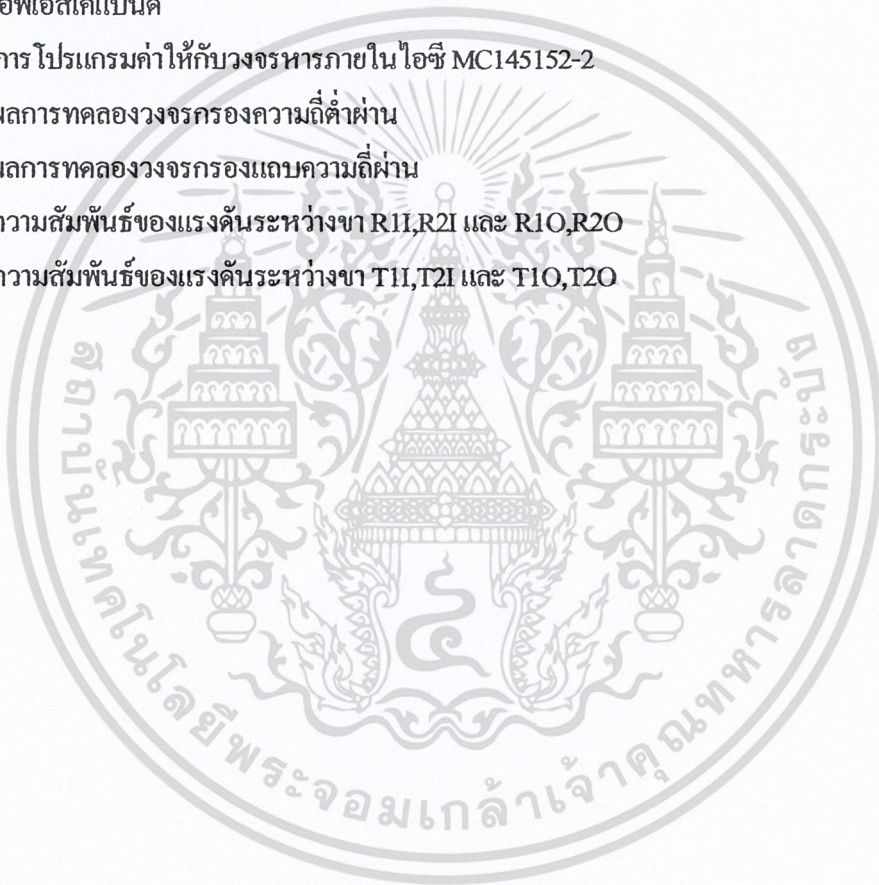
	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านส่ง	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านรับ	1
รูปที่ 2.1 เครื่องส่งเอฟดีเอ็ม	2
รูปที่ 2.2 เครื่องรับเอฟดีเอ็ม	3
รูปที่ 2.3 แสดงช่องความถี่หนึ่งช่องสัญญาณ โทรศัพท์	4
รูปที่ 2.4 หลักการของ FDM จากการแปลงความถี่	4
รูปที่ 2.5 การมัลติเพล็กซ์เป็น pre - group	5
รูปที่ 2.6 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group	5
รูปที่ 2.7 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group ขั้นตอนเดียว	5
รูปที่ 2.8 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC	7
รูปที่ 2.9 การคิ่มอดูเลตสัญญาณ DSB-SC และสัญญาณต่าง ๆ พร้อมทั้งค่าความหนาแน่น สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	8
รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของสัญญาณแอสอสบี	10
รูปที่ 2.11 กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการคิ่มอดูเลต	11
รูปที่ 2.12 แสดงรูปคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตามสมการ 2.18 เมื่อ $\mu$ และ $A_c$ มีค่าต่าง ๆ กัน	14
รูปที่ 2.13 วงจรตีเทกต์สัญญาณแบบง่ายชนิดไม่เป็นเชิงเส้น	15
รูปที่ 2.14 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกำลังงานสัญญาณคลื่นพาห์และกำลังงาน ของสัญญาณไซด์แบนด์ เมื่อเทียบกับกำลังส่งทั้งหมด	17
รูปที่ 2.15 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีฟิเคียอ์	18
รูปที่ 2.16 อินพุตและเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีฟิเคียอ์	18
รูปที่ 2.17 ฟรีควีนซีซีฟิเคียอ์มอดูเลเตอร์	19
รูปที่ 2.18 การเบี่ยงเบนความถี่	20
รูปที่ 2.19 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง	22
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกคูลูปฟรีควีนซีซีฟิเคียอ์มอดูเลเตอร์	22
รูปที่ 2.21 กราฟการตอบสนองความถี่ของฟิลเตอร์ชนิดต่าง ๆ	24
รูปที่ 2.22 ตำแหน่งของโพลและซีโรของ LPF	27
รูปที่ 2.23 รูปคลื่นของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่	29
รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมการคิ่มอดูเลตของการมอดูเลตทางความถี่	31
รูปที่ 2.25 ลักษณะของสัญญาณที่ผ่านลิมิเตอร์	32
รูปที่ 2.26 ลักษณะคุณสมบัติของคิสคริมิเตอร์	33
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่	33
รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งของการมอดูเลตทางความถี่แบบคุณความถี่	33

รูปที่ 2.29 บล็อกไดอะแกรมของภาครับแบบมอดูเลตทางความถี่	34
รูปที่ 2.30 แสดงแบบจำลองของวงจรการสื่อสารที่ใช้ RS-232-C	36
รูปที่ 2.31 แสดงคอนเน็คเตอร์ตัวเมียของ RS-232-C	36
รูปที่ 2.32 แสดงระดับโวลต์แดงของสัญญาณที่มาตรฐาน RS-232-C ที่กำหนดไว้	38
รูปที่ 2.33 วงจรอินเทอร์เฟซ RS-232-C	38
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	41
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	42
รูปที่ 3.3 วงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	44
รูปที่ 3.4 สเปกตรัมความถี่ ณ ความเร็ว 1200 บอร์ด	45
รูปที่ 3.5 วงจรรวมสัญญาณ	46
รูปที่ 3.6 วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน	46
รูปที่ 3.7 โครงสร้างภายในของวงจรเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์	47
รูปที่ 3.8 วงจรเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์	49
รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	50
รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 kHz ที่ใช้ในวงจร	50
รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 100 kHz ที่ใช้ในวงจร	51
รูปที่ 3.12 วงจรเอเอ็ม ดิมอดูเลเตอร์	51
รูปที่ 3.13 วงจรแปลงระดับแรงดัน	52
รูปที่ 3.14 วงจรขยายสัญญาณเสียงในภากรับ	52
รูปที่ 3.15 วงจรโวลต์แดงคอนโทรลอสซิลเลเตอร์	54
รูปที่ 3.16 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	54
รูปที่ 3.17 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่	56
รูปที่ 3.18 วงจรลูปีเลเตอร์	57
รูปที่ 3.19 บล็อกไดอะแกรมของไอซี MC3362	58
รูปที่ 3.20 วงจรพรีควีนซีดีมอดูเลเตอร์	59
รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์	60
รูปที่ 4.2 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์	61
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	62
รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์และไซด์แบนด์ด้านความถี่สูง	62
รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์และไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ	63
รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณอินพุต แรงดันไฟตรงขนาด 0 โวลต์	64
รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณอินพุต ไม่มีการปรับแรงดันไฟตรงขนาด 5 โวลต์ที่แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้	64

รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจาก สัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม	65
รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม และสเปกตรัมของสัญญาณ	65
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม และสเปกตรัมของสัญญาณที่ไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ	66
รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม และสเปกตรัมของสัญญาณที่ไซด์แบนด์ด้านความถี่สูง	66
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเอฟเอสเค คีมอดูเลเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1.2 กิโลเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเอฟเอสเค คีมอดูเลเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 2.2 กิโลเฮิร์ตซ์	68
รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเอฟเอสเค คีมอดูเลเตอร์ เปรียบเทียบกับสัญญาณ อินพุตที่ป้อนให้วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์	68
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 kHz	70
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 100 kHz	72
รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอเอ็มคีมอดูเลเตอร์	73
รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายเสียง	74
รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ	76
รูปที่ 4.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายเสียงจากไมโครโฟน	77
รูปที่ 4.21 สัญญาณไซน์ที่ผลิตได้ที่ความถี่กลางเท่ากับ 50 เมกะเฮิร์ตซ์	78
รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผลิตได้จากวงจร โวลต์เดจคอนโทรลอสซซิลเลเตอร์	78
รูปที่ 4.23 Characteristic ของวงจร โวลต์เดจคอนโทรลอสซซิลเลเตอร์	79
รูปที่ 4.24 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 100 mV <sub>pp</sub>	79
รูปที่ 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 200 mV <sub>pp</sub>	80
รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 100 mV <sub>pp</sub>	80
รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ได้จากการหารความถี่ไป 64 เท่า	81
รูปที่ 4.28 สัญญาณที่ขา Lock Detect เมื่อวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะล็อก	82
รูปที่ 4.29 ระดับแรงดันที่ออกจากลูปีลเลเตอร์	83
รูปที่ 4.30 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรฟรีแควนซีคีมอดูเลเตอร์	84

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 Bassel Function Tabel	21
ตารางที่ 2.2 การกระจายคลื่นพาหะ และ ไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ	30
ตารางที่ 2.3 หน้าที่ของสายและความหมายของโวลต์แดงที่กำหนดใช้	38
ตารางที่ 2.4 การกำหนดขาของขั้ว RS-232-C	40
ตารางที่ 3.1 เอฟเอสเคแบนด์	43
ตารางที่ 3.2 การโปรแกรมค่าให้กับวงจรหารภายใน ไอซี MC145152-2	55
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	69
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	71
ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขา R1I,R2I และ R1O,R2O	75
ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขา T1I,T2I และ T1O,T2O	75

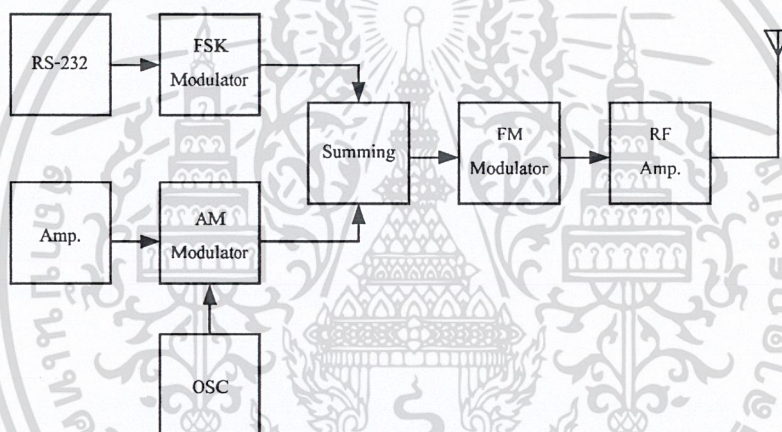


## บทที่ 1

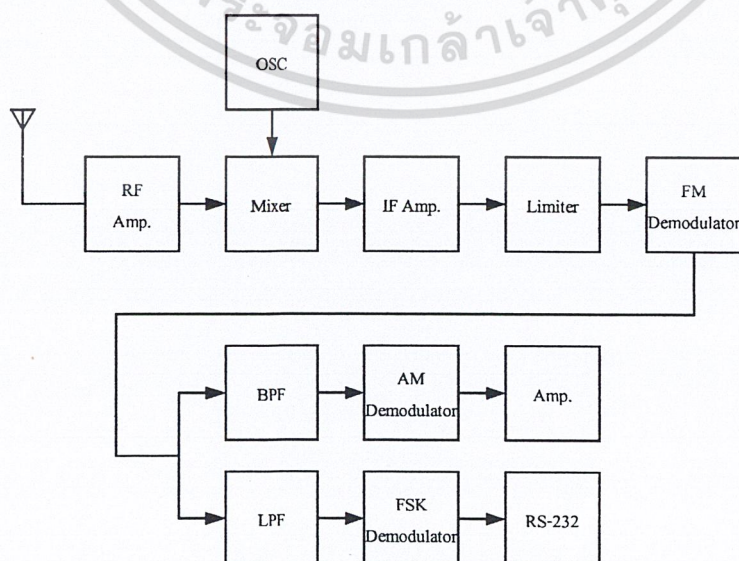
### บทนำ

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารในแบบต่าง ๆ ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก ดังนั้นเพื่อเป็นการรองรับความต้องการในระบบสื่อสารที่มีเพิ่มมากขึ้น จึงเป็นการดีที่เราจะนำเอาการสื่อสารในระบบดิจิทัล และการสื่อสารในระบบอนาลอกมารวมเข้าไว้ด้วยกัน เพื่อที่จะตอบสนองความต้องการทางด้านข้อมูลข่าวสารได้ทุกรูปแบบ

จากแนวคิดดังกล่าวจึงได้นำการสื่อสารข้อมูลและการสื่อสารทางเสียงมารวมเข้าไว้ด้วยกัน ในโครงงานนี้จะเป็นการส่งสัญญาณข้อมูลและเสียงผ่านไปยังตัวกลางเดียวกัน โดยอาศัยหลักการแบ่งช่วงความถี่ ซึ่งทำให้สามารถทำการสื่อสารทั้งข้อมูลและเสียงในเวลาเดียวกันและเป็นการประหยัดตัวกลางในการส่งอีกด้วย ซึ่งสามารถแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมการทำงาน ดังนี้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านส่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงรูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านรับ เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีหรือหลักการ

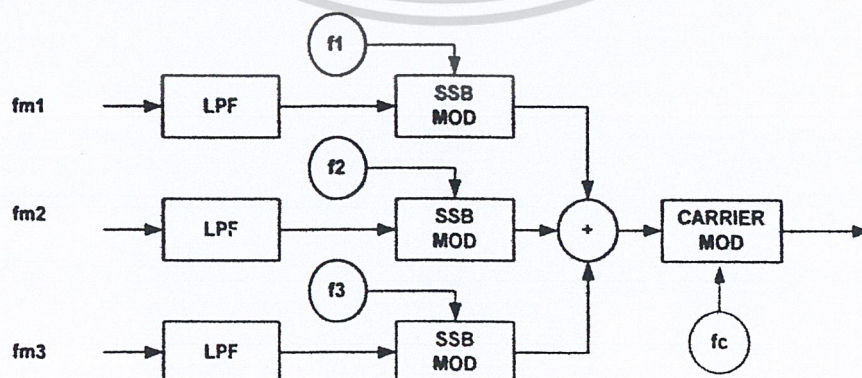
#### 2.1 เอฟดีเอ็ม

ในระบบสื่อสารที่ต้องการส่งข่าวสารจำนวนมากๆ พร้อมกันเราจะใช้วิธีการที่เรียกว่า มัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) มัลติเพล็กซ์ คือ การส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณภายใต้คลื่นพาห်ตัวเดียวกัน มัลติเพล็กซ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

1. เอฟดีเอ็ม (Frequency Division Multiplexing) ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในที่นี่
2. ทีดีเอ็ม (Time Division Multiplexing)

พริเวณซึ่งมีคลื่นมัลติเพล็กซ์ หรือที่เรียกว่า เอฟดีเอ็ม คือการแบ่งแถบความถี่ (Bandwidth) เป็นช่วงๆ ไม่เหลื่อมล้ำกัน ให้แก่สัญญาณข่าวสารจำนวนมากสัญญาณละ 1 ช่วง แล้วนำสัญญาณเหล่านี้ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห်ตัวเดียวกันเพื่อส่ง (transmission) ต่อไป สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณสามารถเอาออกมาจากสัญญาณเอฟดีเอ็มได้ โดยทำการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟดีเอ็มก่อน แล้วผ่านเครื่องกรองความถี่ที่มีความถี่ตรงกัน เอฟดีเอ็มนี้ใช้ในโทรศัพท์ระยะทางไกล เอฟดีเอ็มสเตรีโอ และการแพร่ภาพทีวี โทรมาตร (telemetry) ที่ใช้ในการสำรวจอวกาศและงานอื่นๆ

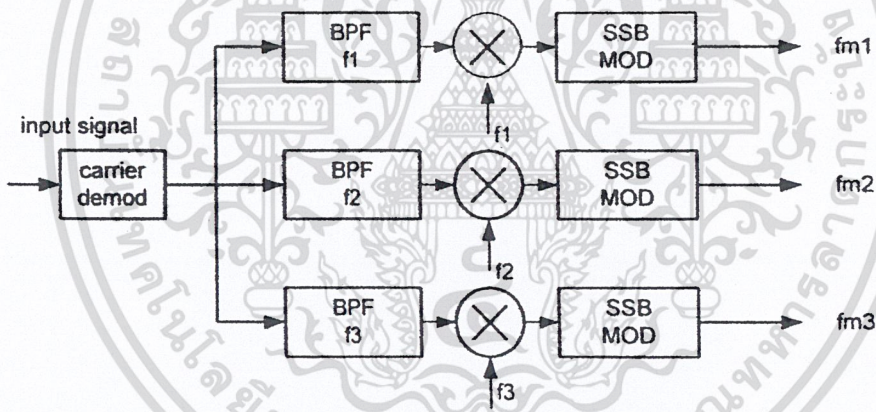
หลักการกำเนิดเอฟดีเอ็มแสดงในรูปที่ 2.1 สำหรับสัญญาณข่าวสาร  $n$  ตัว ซึ่งสมมติว่าถูกจำกัดแถบความถี่โดยทั่วไปถ้าสัญญาณข่าวสารไม่ถูกจำกัดความถี่ก็ให้ผ่านเครื่องกรองความถี่ต่ำผ่านแทน สัญญาณที่ถูกจำกัดแถบความถี่แต่ละตัวจะมอดูเลตตัวพาห်น้อย (subcarrier) ที่ความถี่  $f_1, f_2, \dots$  และ  $f_n$  การมอดูเลตตัวพาห်น้อย ที่แสดงในตัวอย่างนี้คือ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว (modulated signals) จะรวมกันเป็นสัญญาณมัลติเพล็กซ์รวมกัน  $x(t)$  (composite multiplexed signal) ถ้าเราเลือกความถี่ของตัวพาห်น้อยอย่างเหมาะสมแล้วแต่ละสัญญาณข่าวสาร จะสามารถแยกให้เห็นชัดในเชิงความถี่ (frequency domain) สัญญาณที่ถูกมัลติเพล็กซ์แล้วจะไม่มีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณข่าวสารทั้งในเชิงความถี่และเชิงเวลา (time domain) สัญญาณที่ถูกมัลติเพล็กซ์แล้วอาจจะส่ง โดยตรงหรือนำไปมอดูเลตกับตัวพาห်ที่ความถี่  $f_c$  ก่อนส่ง



รูปที่ 2.1 เครื่องส่งเอฟดีเอ็ม

การกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิมนั้น แสดงในรูปที่ 2.2 ชั้นแรกในการกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิม คือ การคิมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณมัลติเพล็กซ์รวม  $x(t)$  จาก  $x_c(t)$  สัญญาณ  $x_{c1}(t)$ ,  $x_{c2}(t)$  ... และ  $x_{cn}(t)$  แยกจาก  $x_c(t)$  ได้ โดยผ่านเครื่องกรองความถี่ในที่สุดจะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาโดยการคิมอดูเลต  $x_{c1}(t)$ ,  $x_{c2}(t)$  ... และ  $x_{cn}(t)$  อุปกรณ์การมัลติเพล็กซ์และการคิมอดูเลตซึ่ง มักจะเรียกชื่อย่อกันว่า “มัลซ์” (Mux)

ในระบบมัลติเพล็กซ์ SSBSC (Single Sideband Suppressed Carrier) แต่ละช่องเสียง (voice channel) จะได้รับการจัดสรรความถี่ให้ 4 กิโลเฮิรตซ์เพื่อให้ความถี่เสียงตั้งแต่ 300 เฮิรตซ์ ถึง 3400 เฮิรตซ์ อยู่ได้ นอกจากนี้ยังเผื่อช่วงความถี่หนึ่งทีว่าง เพื่อทำหน้าที่เป็นการกีดแบน (guard band) ระหว่างช่องเสียงเพื่อป้องกันเสียงแทรกระหว่างช่อง (inter-channel cross-talk) เสียงแทรกนี้ส่วนมากเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบและเกิดจากการแยกความถี่ของสัญญาณไม่ดีพอ เนื่องจากการกรองความถี่ไม่สมบูรณ์และเนื่องจากการเคลื่อนที่ (drift) ของความถี่ของตัวพาหน้อย (subcarrier) ระบบมัลติเพล็กซ์มักจะมีวิธีการรวมกรุป (group) แถบความถี่กว้าง เช่นสัญญาณโทรศัพท์หรือสัญญาณวิดีโอ (video) เป็นต้น



รูปที่ 2.2 เครื่องรับเอฟดีเอ็ม

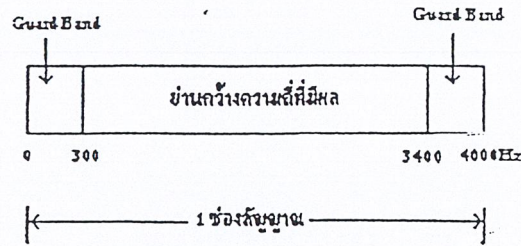
### 2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มสำหรับสัญญาณโทรศัพท์

ย่านความถี่ในการส่งสัญญาณโทรศัพท์

โดยทั่วไปแล้วหูคนเราสามารถได้ยินเสียงระหว่างความถี่ 20 ถึง 20,000 เฮิรตซ์ แต่ความถี่คำพูดมีย่านอยู่ในราว 100 ถึง 10,000 เฮิรตซ์ การที่จะส่งตลอดย่านของเสียงคำพูดเป็นการไม่ประหยัดในระบบการส่ง เพราะระบบการส่งสัญญาณควรมีย่านความถี่แคบที่สุดเท่าที่สามารถทำได้ โดยที่ยังคงรักษาความชัดเจนของเสียงคำพูดนั้นอยู่ พลังเสียงคำพูดส่วนใหญ่จะอยู่ช่วง 500 ถึง 2000 เฮิรตซ์ ทั้งเสียงของผู้ชายและเสียงของผู้หญิง CCITT กำหนดช่วงความถี่ที่มีผลในการส่งเสียงคำพูดให้อยู่ระหว่าง 300 – 3400 เฮิรตซ์ โดยคำนึงถึงคุณภาพของเสียงและความประหยัด

ในระบบมัลติเพล็กซ์หนึ่งช่องสัญญาณโทรศัพท์กำหนดให้มีแถบความถี่กว้าง 0 – 4 กิโลเฮิรตซ์ เป็น

มาตรฐานเอ โดยมีการกีดแบนด์ (guard band) ในแต่ละด้านเพื่อป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องการส่งสัญญาณทุกสัญญาณ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

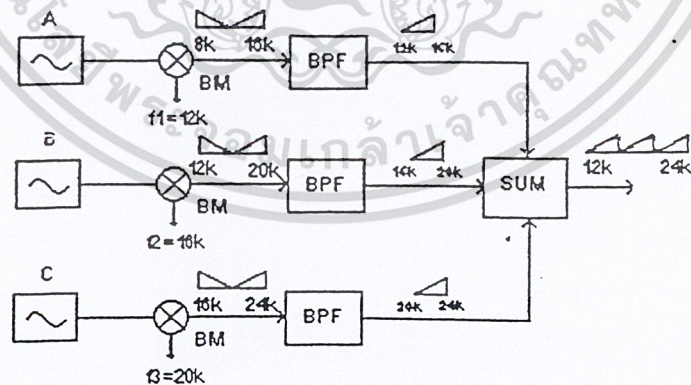


รูปที่ 2.3 แสดงย่านความถี่หนึ่งช่องสัญญาณโทรศัพท์

### หลักการของการแปลงความถี่

เมื่อกลิ้นพาท่ถูกมอดูเลตทางแอมพลิจูดกับสัญญาณเสียง ไซด์แบนด์จะเกิดขึ้นด้านบนและด้านล่างของความถี่พาห์ เนื่องจากทั้งไซด์แบนด์ด้านความถี่สูงและไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ ก็เป็นสัญญาณเสียงอันเดียวกัน ดังนั้น ทางระบบการสื่อสารจึงใช้ไซด์แบนด์เดียว เพื่อความประหยัดย่านความถี่ด้วยการตัดอีกไซด์แบนด์หนึ่งออก โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(BPF) หลักการเช่นนี้เรียกว่า การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างเดียว(SSB)

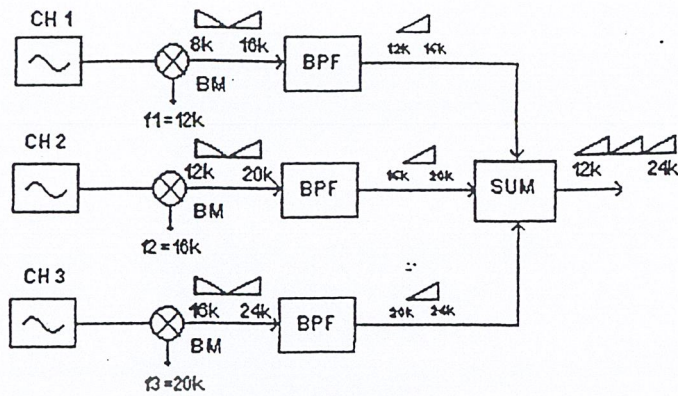
สมมติว่าคลื่นพาห์  $f_1, f_2$  และ  $f_3$  ถูกมอดูเลตกับสัญญาณเสียง A, B และ C โดยใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์เลือกเอาเพียงไซด์แบนด์เดียวจากแต่ละสัญญาณเสียงที่มอดูเลตแล้วจัดเรียงไซด์แบนด์เหล่านี้ตามลำดับความถี่ เราจำเป็นต้องเลือกใช้ความถี่แคเรียร์  $f_1, f_2$  และ  $f_3$  ที่เหมาะสมเพื่อว่าสัญญาณเสียง A, B และ C ที่ได้จากการมอดูเลตจะได้ไม่ซ้อนทับซึ่งกันและกัน เอฟดีเอ็ม(FDM) เป็นวิธีการในส่วนของการจัดเรียงสัญญาณเสียงให้เรียงลำดับกันอยู่บนย่านความถี่ช่วงหนึ่ง โดยใช้หลักการของการแปลงความถี่



รูปที่ 2.4 หลักการของ FDM จากการแปลงความถี่

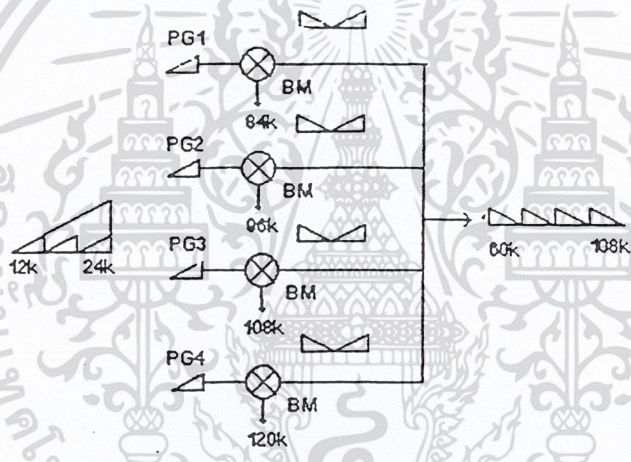
### การมัลติเพล็กซ์ตามลำดับชั้นในระบบ FDM

การมัลติเพล็กซ์จะทำเป็นขั้นตอนดังนี้ ขั้นแรกสัญญาณโทรศัพท์ซึ่งแตกต่างกัน 3 สัญญาณจะมอดูเลตทางแอมพลิจูดกับสัญญาณแคเรียร์ 12, 19 และ 20 กิโลเฮิรตซ์ แล้วเอาเฉพาะทางไซด์แบนด์ด้านความถี่สูงมาใช้ โดยผ่านวงจรกรองความถี่ จะได้สัญญาณโทรศัพท์ 3 ช่องสัญญาณเรียงกันอยู่ในย่านความถี่ 12 ถึง 24 กิโลเฮิรตซ์ กลุ่มของ 3 ช่องสัญญาณนี้เรียกว่า pre-group ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



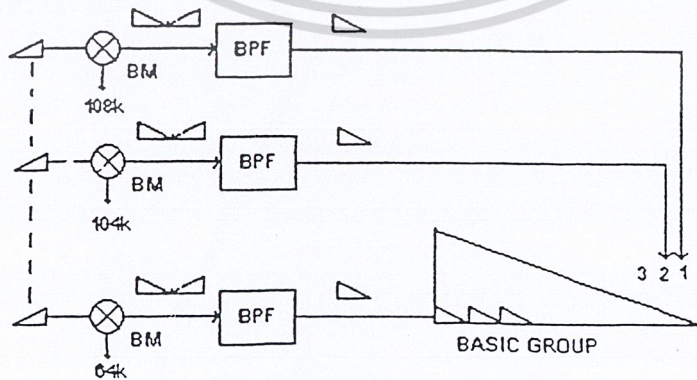
รูปที่ 2.5 การมัลติเพล็กซ์เป็น pre-group

ขั้นที่สอง เอา pre-group 4 pre-group มอดูเลตทางแอมพลิฟายด์กับแคเรียร์ 84, 96, และ 120 กิโลเฮิรตซ์ แล้วใช้ฟิลเตอร์กรองเฉพาะทางด้านไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ จะได้ basic group ซึ่ง 12 ช่องสัญญาณโดยมีความถี่ตั้งแต่ 60 ถึง 108 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 2.6 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group

CCITT ไม่ได้กำหนดเกี่ยวกับขั้นตอนที่จะให้ได้มาซึ่ง basic group บางประเทศอาจมอดูเลต 2 ขั้นตอน ดังที่ได้กล่าวข้างต้น แต่บางประเทศอาจมอดูเลตขั้นตอนเดียว โดยใช้ 12 แคเรียร์ได้เป็น basic group 12 ช่องสัญญาณเลย ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group ขั้นตอนเดียว

ขั้นที่สามเอา 5 basic group ซึ่งเป็นสัญญาณต่างกันมอดูเลตกับแคเรียร์ 420,468,516,564 และ 612 กิโลเฮิรตซ์ แล้วใช้ฟิลเตอร์กรองเอาไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ จะได้ basic supergroup ซึ่งมีความถี่ตั้งแต่ 312 ถึง 552 กิโลเฮิรตซ์ และมี 60 ช่องสัญญาณ

## 2.2 แอมพลิจูดมอดูเลชัน

### 2.2.1 การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาห้ (Double sideband suppress carrier)

ในกระบวนการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดนั้นความแรงของสัญญาณข่าวสารจะถูกใช้บังคับค่าแอมพลิจูด  $A_c$  ของคลื่นพาห้  $A_c \cos(\omega_c + \theta_c)$  ให้เปลี่ยนไปตามในขณะที่มีความถี่  $\omega_c$  และเฟส  $\theta_c$  จะยังมีค่าคงเดิม สมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว  $\phi_{DSB-SC}(t)$  จะเป็นดังนี้ คือ

$$\phi_{DSB-SC}(t) = km(t) \cos(\omega_c + \theta_c) \quad (2.1)$$

โดยที่ค่า  $k$  คือค่าคงที่ ที่กระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ  $A_c$  ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณ เราสามารถที่จะสมมุติให้  $k=1$  และ  $\theta_c = 0$  ได้โดยไม่เสียความหมายของการวิเคราะห์โดยทั่วไปแต่อย่างใด เพราะฉะนั้นสามารถเขียนสมการ ได้ใหม่เป็น

$$\phi_{DSB-SC}(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.2)$$

เพื่อที่จะทำให้เกิดความเข้าใจของการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในโดเมนของความถี่จะสมมุติให้  $M(\omega)$  คือ สเปกตรัมฟังก์ชัน (Spectrum function) ของ  $m(t)$  กล่าวคือ

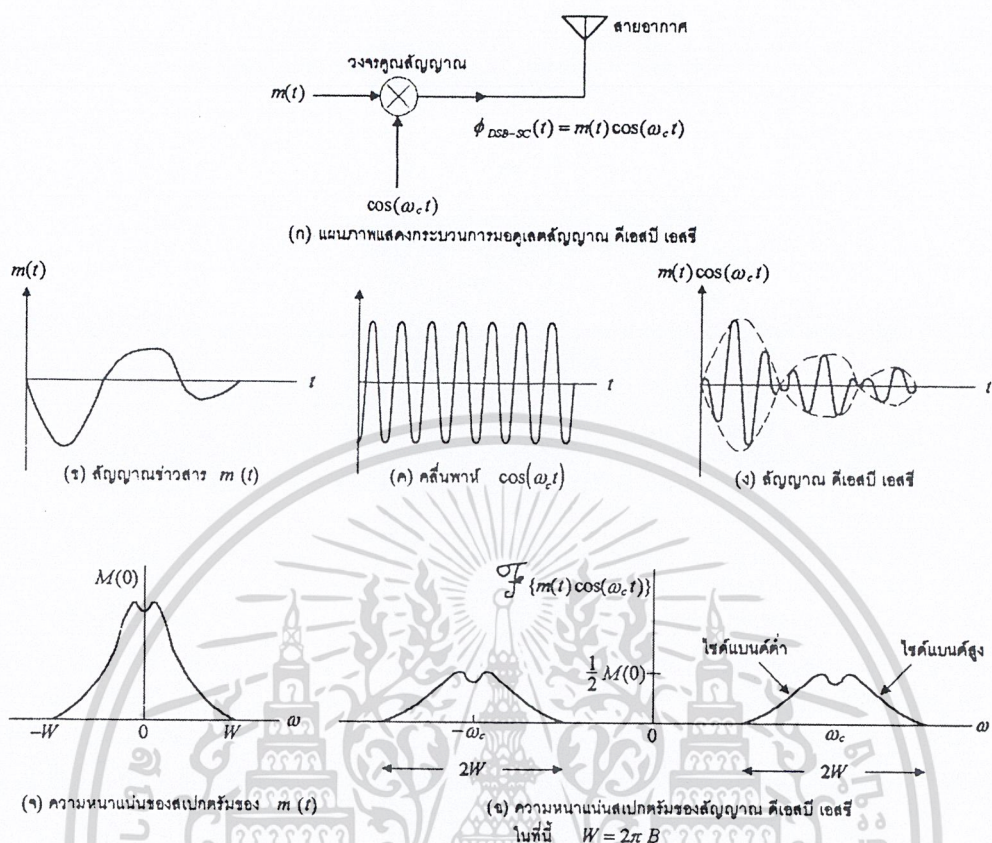
$$m(t) \leftrightarrow M(\omega) \quad (2.3)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูริเยร์ จะได้

$$m(t) \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

นั่นคือสัญญาณเอเอ็มใน โดเมนของความถี่จะเป็น

$$\phi_{DSB-SC}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.8 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC

ถ้าแบนวิดท์ของสัญญาณ  $M(\omega)$  ตามสมการที่ (2.3) มีค่าเป็น  $B$  เฮิรตซ์ หรือ  $W$  เรเดียนต่อวินาที เราจะรู้จากสมการ(4) ได้ว่า  $\phi_{DSB-SC}(\omega)$  จะมีแบนวิดท์เป็น  $2W$  เรเดียนต่อวินาที ดังแสดงที่รูปที่ 2.8 เป็นที่น่าสังเกตว่าค่าความถี่กึ่งกลางแบนด์ของสัญญาณ AM นั้นคือ  $\omega_c$  ซึ่งแทนตั้งที่  $\omega_c$  ในโดเมนของความถี่นั้น จะแบ่งสเปกตรัมของสัญญาณเป็นสองส่วนที่สมมาตรกันซึ่งเรียกว่า ไซด์แบนด์ทางด้านความถี่สูง (Upper sideband) และไซด์แบนด์ทางด้านความถี่ต่ำ (lower sideband) ในทำนองเดียวกันบนแกนความถี่ด้านลบ ค่าความถี่  $\omega_c$  ก็จะแบ่งทำให้เกิดไซด์แบนด์สูงและไซด์แบนด์ต่ำขึ้นเช่นกัน

ควรสังเกตอีกด้วยว่า ถ้าสัญญาณ  $m(t)$  นั้น ไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไฟตรง ไซด์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างจากกันอย่างชัดเจนและสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มก็จะไม่เกิดมีองค์ประกอบความถี่ที่  $\omega = \pm \omega_c$  ปรากฏกล่าวคือ มันจะไร้สัญญาณที่ความถี่คลื่นพาหะในกรณีดังกล่าว ด้วยเหตุนี้เองทำให้กระบวนการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้ได้ชื่อว่า การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบไซด์แบนด์คู่ขจัดคลื่นพาหะ (AM double sideband-suppressed carrier) หรือ การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาหะซึ่งเรียกย่อว่า ดีเอสบี เอสซี (DSB-SC) ตามสมการ(4)จะบอกให้รู้ว่าการมอดูเลตแบบนี้จะทำให้เกิดการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสาร  $M(\omega)$  ออกไปจากเดิม  $\pm \omega_c$  (หมายถึงย้ายไปจากเดิม  $+\omega_c$  และ  $-\omega_c$  ตามลำดับ)

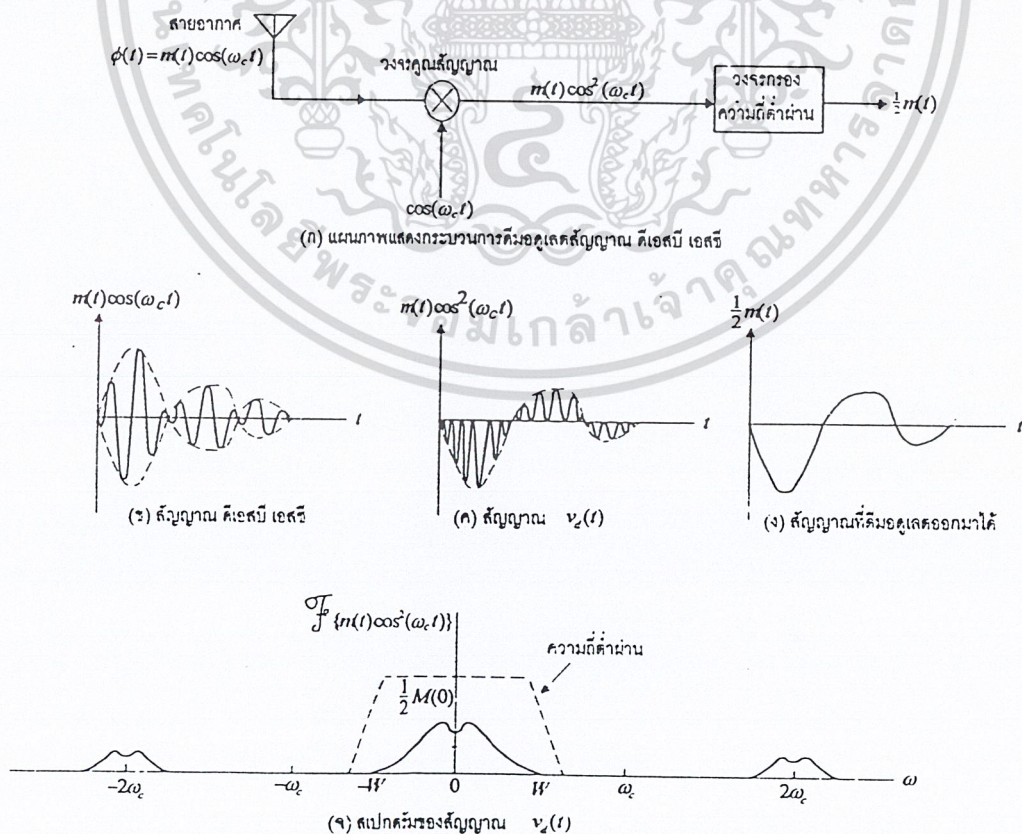
ในการที่จะแยกเอาสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ออกมาจาก  $\phi_{DSB-SC}(t)$  นั้น กระบวนการที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า การดีเทกต์ (detect) หรือ การคิมอดูเลต (demodulate) สัญญาณสามารถทำได้ โดยการนำเอาสัญญาณ  $\phi_{DSB-SC}(t)$  ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้เดิมอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเมื่อทำเช่นนี้แล้ว จะได้ผลลัพธ์  $v_d(t)$  เป็น

$$\begin{aligned} v_d(t) &= \phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t) \\ &= \{m(t) \cos(\omega_c t)\} \cos(\omega_c t) \\ &= m(t) \cos^2(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos(2\omega_c t) \end{aligned} \tag{2.5}$$

และโดยคุณสมบัติของการแปลงฟูริเยร์จะได้

$$\phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2} M(\omega) + \frac{1}{4} [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega - 2\omega_c)] \tag{2.6}$$

เมื่อนำสัญญาณ  $\phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t)$  นี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) เพื่อขจัดสัญญาณส่วนที่มีควมถี่สูงคือ พจน์ที่อยู่ในวงเล็บใหญ่ของสมการ(2.6) ออกก็จะเหลือเพียงแต่ส่วนของสเปกตรัม  $\frac{1}{2} M(\omega)$  ออกมา ซึ่งก็คือสัญญาณเดิม  $\frac{1}{2} m(t)$  เหมือนสัญญาณในสมการ(2.3)นั่นเอง รูปที่ 2.9 แสดงถึงการคิมอดูเลตสัญญาณดังกล่าวเพื่อช่วยประกอบให้ผู้อ่านเห็นภาพพจน์ในกระบวนการนี้ดีขึ้น



รูปที่ 2.9 การคิมอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี และสัญญาณต่างๆ พร้อมทั้งกล่าวความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณที่อินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ดี ในการตีเทกต์สัญญาณด้วยวิธีการดังกล่าวนี้ มักจะพบปัญหาอันเนื่องมาจากคลื่นพาห้ที่เครื่องรับสร้างขึ้นมานั้นมักจะมีค่าเฟสไม่เท่ากับค่าของคลื่นพาห้จากเครื่องส่ง การที่จะเข้าใจถึงผลของความคลาดเคลื่อนของคลื่นพาห้ นั้น ทำได้โดยสมมุติว่าเมื่อสัญญาณจากเครื่องส่ง คือ  $\phi_{DSB-SC}(t) = m(t)\cos(\omega_c t)$  นั้น คลื่นพาห้จากออสซิลเลเตอร์ทางเครื่องรับมีความคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อยเป็น  $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$  โดย  $\Delta\omega$  และ  $\delta$  คือค่าความคลาดเคลื่อนทางความถี่และเฟส ตามลำดับ

ตามกระบวนการตีมอดูเลต เครื่องรับจะทำการตีมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้คลื่นพาห้  $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$  คูณกับ  $\phi_{DSB-SC}(t)$  ทำให้ได้สัญญาณผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} v_d(t) &= \phi_{DSB-SC}(t)\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\ &= m(t)\cos(\omega_c t)\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\ &= \frac{1}{2}m(t)\cos(\Delta\omega t + \delta) + \frac{1}{2}m(t)\cos\{(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \end{aligned} \quad (2.7)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเครื่องรับจะขจัดส่วนของความถี่สูงคือ พจน์หลังสุดของสมการ(2.7)ออก คงเหลือสัญญาณเอาต์พุต  $v_0(t)$  ของวงจรตีเทกเตอร์คือ

$$v_0(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos(\Delta\omega t + \delta) \quad (2.8)$$

ถ้าเครื่องรับผลิตคลื่นพาห้ขึ้นมาโดยไม่มี ความคลาดเคลื่อน กล่าวคือ  $\Delta\omega$  และ  $\delta$  เท่ากับศูนย์ จะพบว่า  $v_0(t) = \frac{1}{2}m(t)$  ซึ่งก็คือสัญญาณข้อมูล  $m(t)$  ที่ถูกต้อง แต่ถ้าเครื่องรับสร้างคลื่นพาห้ที่มีความถี่ถูกต้อง (คือ  $\Delta\omega = 0$ ) แต่มีความคลาดเคลื่อนทางเฟส(คือ  $\delta \neq 0$ )เอาต์พุตตามสมการ(2.8)จะกลายเป็น

$$v_0(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos(\delta) \quad (2.9)$$

เนื่องจาก  $|\cos(\delta)| \leq 1$  ดังนั้นผลที่เกิดขึ้นก็คือ สัญญาณเอาต์พุตจะมีระดับลดลงและถ้า  $\delta = \pm \frac{\pi}{2}$  ระดับของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเป็นศูนย์ (เพราะ  $\cos(\pm \frac{\pi}{2}) = 0$ )

ถ้าสมมุติว่าเครื่องรับสร้างคลื่นพาห้ที่มีเฟสเริ่มต้นถูกต้อง( $\delta = 0$ ) แต่มีความถี่คลาดเคลื่อน( $\Delta\omega \neq 0$ ) จะพบว่าเอาต์พุตตามสมการ(2.8) จะได้เป็น

$$v_0(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos(\Delta\omega t) \quad (2.10)$$

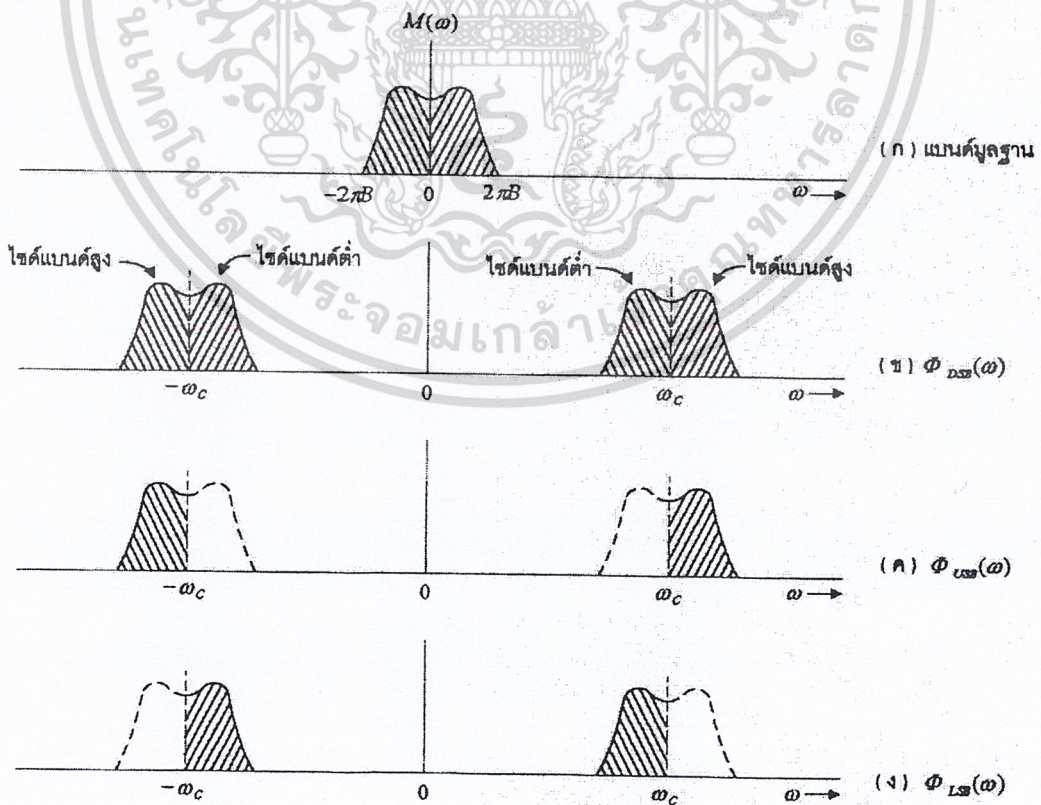
ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $v_0(t)$  มีลักษณะผิผืนไปจาก  $m(t)$  ด้วยอิทธิพลของการบั้งคับขนาด(การคูณ) ด้วยคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ต่ำ  $\Delta\omega$  ผลที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า การบีต (beating) ด้วยความถี่ต่ำ ทำให้เอาต์พุตไม่เป็นไปตามคาดหมาย

ตามที่ได้อธิบายมาแล้ว เราได้รู้ว่าการตีเทกต์สัญญาณดีเอสบี เอสซี นั้นทำได้ด้วยการมอดูเลตคลื่นพาห้ที่สร้างขึ้นทางเครื่องรับซ้ำเข้ากับสัญญาณนั้น( $\phi_{DSB-SC}(t)$ ) อีกครั้งหนึ่ง แล้วใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานนี้ ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาตจากกรมการค้า มาขจัดส่วนประกอบที่เป็นความถี่สูงออก ก็จะได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมา ประเด็นสำคัญในกระบวนการนี้คือการมอดูเลตทั้งสองทิศทางนี้ให้ชัดเจนและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนี้ก็คือ คลื่นพาห์ทางเครื่องรับ จะต้องมีควมถี่และเฟสตรงกับคลื่นพาห์จากเครื่องส่งพอดี การตีเทกต์สัญญาณจึงจะมีประสิทธิภาพเต็มที่ ด้วยสาเหตุดังกล่าวนี้เองจึงทำให้กระบวนการตีเทกต์สัญญาณแบบนี้ มีชื่อเรียกว่า การตีเทกต์แบบสัมพันธ์ (synchronous detection) หรือ การตีเทกต์แบบร่วมนัย (coherent detection)

2.2.2 การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างเดียว (SSB-SC)

จากการสังเกตลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มแบบดีเอสบีเอสซี จะเห็นว่าสัญญาณจะมีแบนด์วิดท์เป็นสองเท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร โดยส่วนหนึ่งของสัญญาณจะมีย่านความถี่สูงกว่าความถี่ของคลื่นพาห์เป็นส่วนที่มีชื่อเรียกว่า แถบข้างส่วนบน (upper sideband) เรียกย่อว่า ยูเอสบี (USB) และอีกส่วนหนึ่งของสัญญาณที่เหลือคือ ส่วนที่มีความถี่ต่ำกว่าคลื่นพาห์ จะมีชื่อว่า แถบข้างส่วนล่าง (lower sideband) เรียกย่อว่า แอลเอสบี (LSB) จะเห็นอย่างชัดเจนว่า ถ้าทำการกรองเอาสัญญาณยูเอสบี หรือ แอลเอสบี ส่วนใดส่วนหนึ่งออกดังแสดงในรูปที่ 2.10 ก หรือ รูปที่ 2.10 ง จะเกิดการประหยัดแถบความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณลงได้ครึ่งหนึ่ง ดังนั้นแนวความคิดที่จะทำการส่งสัญญาณเอเอ็มที่มีแถบข้าง หรือ ไซด์แบนด์ (sideband) เพียงแถบเดียวจึงได้เกิดมีขึ้น เนื่องจากการส่งสัญญาณแบบนี้มีข้อดีที่เห็นได้ชัด คือ การที่จะประหยัดช่วงความถี่ในการส่งสัญญาณให้น้อยลง และก็นับว่าเป็นการ ไรด์ที่เมื่อเราจัดแถบข้าง ข้างใดข้างหนึ่งออกไปแล้ว เราก็ยังคงสามารถทำการดีมอดูเลตเอาสัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนได้ สัญญาณเอเอ็มที่สร้างขึ้นตามวิธีการนี้มีชื่อเรียกว่า สัญญาณเอเอ็มแบบแถบข้างเดียว (single sideband AM) ซึ่งเรียกย่อว่า เอสเอสบี (SSB) และ นิยมเรียกการมอดูเลตชนิดนี้ว่า การมอดูเลตแบบซิงเกิล ไซด์แบนด์



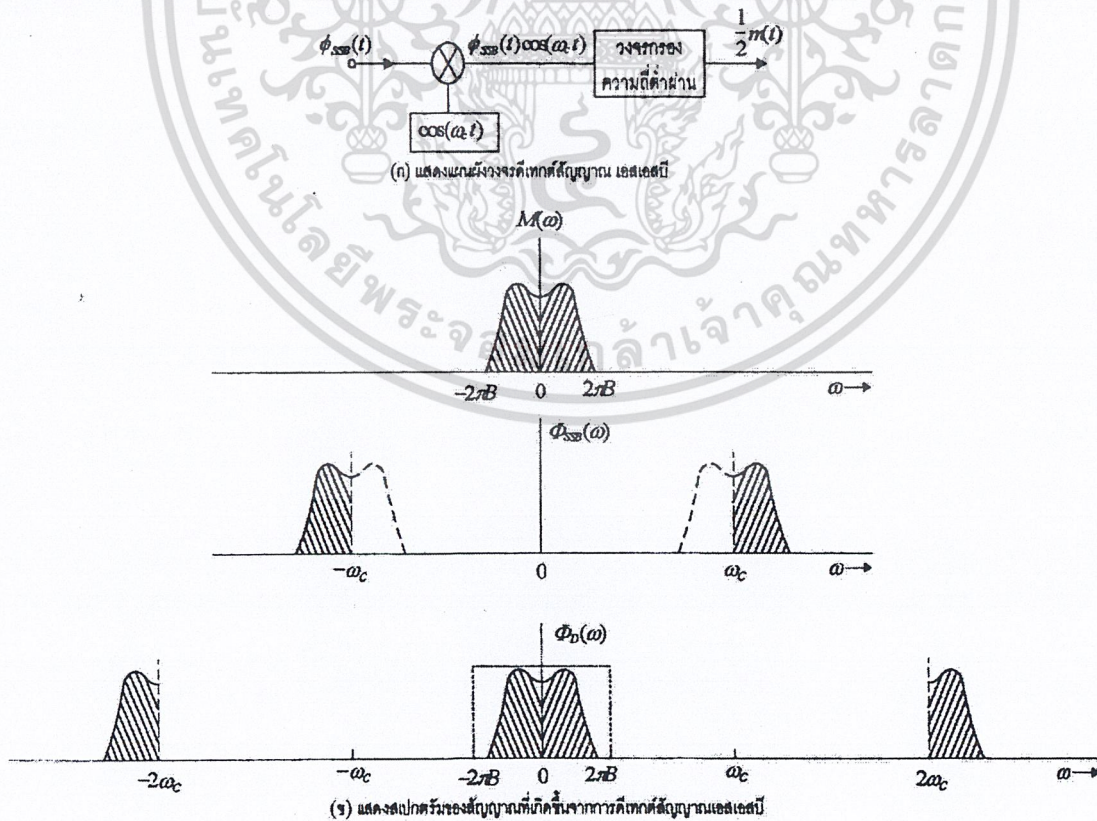
รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของสัญญาณเอสเอสบี

2.2.3. การคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบี

สัญญาณเอสเอสบีจะถูกมอดูเลตได้โดยง่ายด้วยการคิ่มอดูเลตแบบสัมพันธ์ เช่นเดียวกับที่ใช้ในการคิ่มอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี กล่าวคือ ทำได้โดยใช้สัญญาณคลื่นพาห้  $\cos(\omega_c t)$  ที่มีความถี่และเฟสเท่ากับคลื่นพาห้จากเครื่องส่งมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณเอสเอสบีที่รับมาได้ นั้น เราจะพบว่าสัญญาณ  $\phi_D(t)$  ที่ได้จากการมอดูเลตเข้าทางเครื่องรับ ดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_D(t) &= m(t) \cos^2(\omega_c t) \mu m_h(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) \{1 + \cos(2\omega_c t)\} \mu m_h(t) \sin(2\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} \{m(t) \cos(2\omega_c t) \mu m_h(t) \sin(2\omega_c t)\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

พจน์กลางและพจน์สุดท้ายของสมการ(2.11) แสดงถึงสัญญาณส่วนที่มีความถี่สูงประมาณ  $2\omega_c$  ซึ่งสามารถจะขจัดออกไปได้โดยใช้วงจรกรองความถี่ เพราะฉะนั้นเราจึงสามารถที่จะแยกเอาสัญญาณ ในแบนด์พื้นฐาน  $m(t)$  ออกได้ตามต้องการ กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีนี้ มีดังแสดงในรูปที่ 2.11



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.11 กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบี โยชนด้านการค้าไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบี โดยใช้หลักการคิ่เทกต์แบบสั้พพ์ทรีนี้ ถ้าสัญญาณคิ่่นพาห้ที่สร้างข้ึนในทางคิ่ร้งรับมีค่าความถี่และเฟสคลาดคิ่ล้อนไปจากค่าจากคิ่ร้งส่ง สัญญาณเอาต์พุตที่ไ้จากการคิ่มอดูเลตจะผิ่คิ่เพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม  $m(t)$  ผลของความคลาดคิ่ล้อนคิ่งกล่าว พิจารณาไ้คิ่งค้ต่อไปนี้ คิ่อ สมมุติค่าความถี่และเฟสของคิ่่นพาห้ที่สร้างข้ึนในทางคิ่ร้งรับมีความคลาดคิ่ล้อนไป  $\Delta\omega$  และ  $\delta$  ตามลำดับ คิ่งนั้นเมื่้ทำการคิ่มอดูเลตสัญญาณแล้วจะไ้

$$\begin{aligned}\phi_{SSB}(t)\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} &= \{m(t)\cos(\omega_c t) \mu \{m_h(t)\sin(\omega_c t)\}\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}\} \\ &= \frac{1}{2}m(t)\{\cos(\Delta\omega t + \delta) + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta]\} \\ &\quad \mu \frac{1}{2}m_h(t)\{\sin(\Delta\omega t + \delta) + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta]\} \quad (2.12)\end{aligned}$$

ปกติค่าความถี่ที่คลาดคิ่ล้อนคิ่อ  $\Delta\omega$  นี้จะมีค่าไม่มากนัก คิ่งนั้นเมื่้สัญญาณตามสมการ(12) ผ่านวงจรรองแถบความถี่ต่ำผ่านแล้ว ส่วนของสัญญาณที่มีความถี่สูงจะถูกข้จัดออกไปมีเหลือเพียงส่วนของความถี่ต่ำที่ปรากฏออกมาเท่านั้น คิ่อ

$$e_o(t) = \frac{1}{2}\{m(t)\cos(\Delta\omega t + \delta) \mu \frac{1}{2}m_h(t)\sin(\Delta\omega t + \delta)\} \quad (2.13)$$

ข้ึ้จะพบว่ แม้้นความถี่จะไม่มีความคลาดคิ่ล้อนคิ่อ  $\Delta\omega = 0$  ก็ตาม ถ้าเพียงมีความต่างทางเฟสของคิ่่นพาห้ กล่าวคิ่อ  $\delta \neq 0$  แล้วเอาต์พุตของวงจรร้งออกมาเป็น

$$e_o(t) = \frac{1}{2}\{m(t)\cos(\delta) \mu \frac{1}{2}m_h(t)\sin(\delta)\} \quad (2.14)$$

จากสมการ(2.14) แสดงให้้เห็นถึงอิทธิพลของความคลาดคิ่ล้อนทางเฟสของคิ่่นพาห้ ในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีว่ให้้ผลที่เลวร้ายกว่าอิทธิพลที่คิ่เกิดขึ้นในทางคิ่มอดูเลตสัญญาณคิ่เอสบี เอสซี ทั้งนี้เพราะในการคิ่มอดูเลตสัญญาณคิ่เอสบีเอสซีนั้น ค่าความคลาดคิ่ล้อนทางเฟสของคิ่่นพาห้ทางคิ่ร้งรับมีผลเพียงทำให้้สัญญาณที่คิ่เทกต์ไ้มีขนาดลดลงไปเพียงเท่านั้น แต่สำหรับในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีนั้น จะเห็นไ้ข้จัดจากสมการ(2.14)ว่สัญญาณข้าวสาร  $m(t)$  นอกจากจะถูกลดทอนขนาดลงโดยค่า  $\cos(\delta)$  แล้ว  $|\cos(\delta)| \leq 1$  มันยังถูกรบกวนโดยสัญญาณ  $m_h(t)\sin(\delta)$  อีกด้วย ( $m_h(t)$  นั้นปกติจะมีรูปร่างต่างจาก  $m(t)$  อย่างมาก)

ในการใช้้งานจริง ค่าความคลาดคิ่ล้อนทางความถี่ ( $\Delta\omega \neq 0$ ) จะทำให้้เกิดการเปลี่ยนแปลงในคุณภาพของสัญญาณ ถ้าสัญญาณ  $m(t)$  เป็นเสียงพูดก็จะเกิดความผิ่คิ่เพี้ยนของเสียงเกิดขึ้นในลักษณะที่เราเรียกกันว่ เสียงกลายเป็นเสียงเบ้คิ่ข้ึน และถ้าเป็นการส่งข้อมูลที่เป็นพัลส์ ความคลาดคิ่ล้อนนี้ก็จะจำกัดขิ่คิ่การใช้้งานของระบบเอสเอสบีคิ่ง คิ่งนั้นในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีนี้ ข้ึ้ต้องค้าน้ถึงการสั้พพ์ทรีกันระหว่างคิ่่นพาห้ของคิ่ร้งรับกับคิ่ร้งส่งให้้มีความแน่นอนเป็นอย่่างคิ่

#### 2.2.4. การมอดูเลตแอมพลิคิ่ดต่ำสำหรับวิ้ทยุกระจายเสียง

ตามท้อธิบายแล้ว เราไ้รู้ว่การคิ่เทกต์สัญญาณคิ่เอสบี เอสซี และสัญญาณเอสเอสบี สามารถทำไ้ด้วยวิ้ธีการคิ่เทกต์แบบสั้พพ์ทรี ข้ึ้เป็นวิ้ธีการที่ข้ึ้ต้องใช้้งการผลิ่คิ่่นพาห้ทางคิ่ด้านคิ่ร้งรับให้้มีค่าความถี่และเฟสให้้เท่ากับค่าของคิ่่นพาห้จากคิ่ร้งส่ง และการที่ข้ึ้ควบคุมให้้คิ่ร้งรับสามารถสร้างคิ่่นพาห้ที่ถูกต้องไม่ว่การณิ่ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้้คิ่ดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกคิ่งที่มีการนำ้ไปใช้

ต้องได้ จะต้องอาศัยวงจรที่มีความซับซ้อนพอควรซึ่งย่อมเป็นการแน่นอนว่าเมื่อเป็นเช่นนี้ ต้นทุนในการสร้างเครื่องรับดังกล่าวก็ย่อมจะต้องมีราคาสูงด้วย เพื่อลดปัญหาในเรื่องนี้ จึงได้เกิดการคิดหาวิธีการที่จะดีมอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี ชนิดที่ไม่จำเป็นต้องมีการสร้างคลื่นพาห์ทางด้านเครื่องรับขึ้น วิธีการนี้ทำได้เมื่อมีคลื่นพาห์  $\cos(\omega_c t)$  ส่งรวมไปกลับสัญญาณดีเอสบี เอสซี จากเครื่องส่งด้วยขนาดที่เหมาะสม การกระทำเช่นนี้ทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งมีรูปฟังก์ชันเป็น

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.15)$$

โดย  $A_c$  คือ ค่าแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ที่ใช้เพิ่มเข้ามา และเมื่อจัดรูปใหม่จะได้

$$\phi_{AM}(t) = A_c \left(1 + \frac{m(t)}{A_c}\right) \cos(\omega_c t) \quad (2.16)$$

ปกติค่าความถี่ของคลื่นพาห์  $\omega_c$  จะมีค่าสูงกว่าค่าความถี่ที่เป็นองค์ประกอบอยู่ในสเปกตรัมของสัญญาณ  $m(t)$  มาก ดังนั้น ถ้าขนาดของคลื่นพาห์  $A_c$  มีค่ามากพอที่จะทำให้พจน์ในวงเล็บแรกของสมการ (2.16) มีค่าไม่เป็นลบตลอดเวลาทุกค่า  $t$  ใด ๆ แล้ว สัญญาณ  $\phi_{AM}$  ตามสมการ(2.16) จะมียอดคลื่นที่เปลี่ยนแปลงอยู่ในแนวที่เรียกว่า เอนVELOPE (envelope) หรือ กรอบที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ  $m(t)$  ทุกประการ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณ  $\phi_{AM}(t)$  นี้ถูกป้อนให้กับ วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ (envelope detector) ก็จะทำให้เกิดการดีเทกต์แยกสัญญาณ  $m(t)$  กลับออกมาได้สมมุติว่า

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t), \quad \omega_m \ll \omega_c \quad (2.17)$$

เมื่อแทนค่าสมการ(2.17) ใน (2.16) จะได้

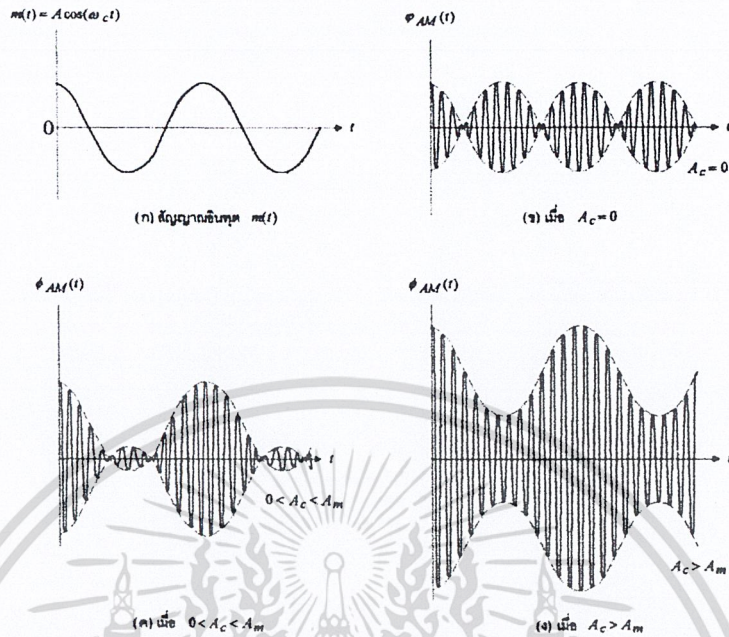
$$\phi_{AM}(t) = A_c \{1 + \mu \cos(\omega_m t)\} \cos(\omega_c t) \quad (2.18)$$

โดยในที่นี้

$$\mu = \frac{A_m}{A_c} \quad (2.19)$$

เพื่อที่เทอมในวงเล็บปีกกาของสมการ(18) จะมีค่าไม่เป็นลบ ค่าของ  $A_c$  จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ  $A_m$  หรือ  $\mu \leq 1$  ทั้งนี้เพราะ  $|\cos(\omega_m t)| \leq 1$

รูปคลื่นของสัญญาณ  $\phi_{AM}(t)$  เมื่อใช้  $A_c$  ที่มี  $\mu > 1$  มีดังแสดงในรูปที่ 2.12 จากรูปจะพบว่าเมื่อคลื่นพาห์มีแอมพลิจูด  $A_c$  น้อยกว่า  $A_m$  แนวการเปลี่ยนแปลงของยอดคลื่นในทิศทางบวกของ  $\phi_{AM}(t)$  นั้นจะอยู่ในกรอบ หรือเอนVELOPE ที่แตกต่างไปจากสัญญาณ  $m(t)$  บ้างในบางส่วน ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ข และ ค แต่เมื่อ  $A_c \geq A_m$  เอนVELOPE ของสัญญาณจะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.12 ง จะเห็นว่าแนวของยอดคลื่น(ตามเส้นประ) นั้นมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณ  $m(t)$  ตลอดเวลา



รูปที่ 2.12 แสดงรูปคลื่น  $\phi_{AM}(t)$  ตามสมการ 2.18 เมื่อ  $\mu$  และ  $A_c$  มีค่าต่าง ๆ กัน

จากตัวอย่างนี้ สามารถสรุปได้ว่า เพื่อให้กรอบของ  $\phi_{AM}(t)$  มีลักษณะเหมือนสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  จะต้องทำเงื่อนไข  $A_c \geq A_m$  หรือ  $\mu \leq 1$  ให้ได้จะเห็นว่าค่า  $\mu$  นี้สามารถใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขที่บอกว่าจะใช้วงจรเทคต์กรอบสัญญาณมาทำการตีเทคต์สัญญาณเอเอ็มได้หรือไม่ และค่า  $\mu$  นี้ยังจะใช้เป็นตัวดัชนีที่บอกถึงระดับความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห์ กับค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณดีเอสบี เอสซีได้ด้วย ดังนั้นจึงได้มีการนิยามให้ ค่า  $\mu$  นี้ คือ ดัชนีการมอดูเลตแอมพลิจูด ควรสังเกตด้วยว่า ถ้า  $\mu > 1$  เราจะไม่สามารถทำการตีเทคต์สัญญาณเอเอ็มได้ โดยใช้วิธีการตีเทคต์กรอบสัญญาณ ซึ่งเราเรียกว่าเกิด โอเวอร์มอดูเลชั่น หรือ เกิดมอดูเลตเกินปกติ ค่าดัชนีการมอดูเลตนี้มักจะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ โดยคิดเทียบ มี  $\mu = 1$  เป็นร้อยเปอร์เซ็นต์

**2.2.5. วงจรตีเทคต์กรอบสัญญาณ**

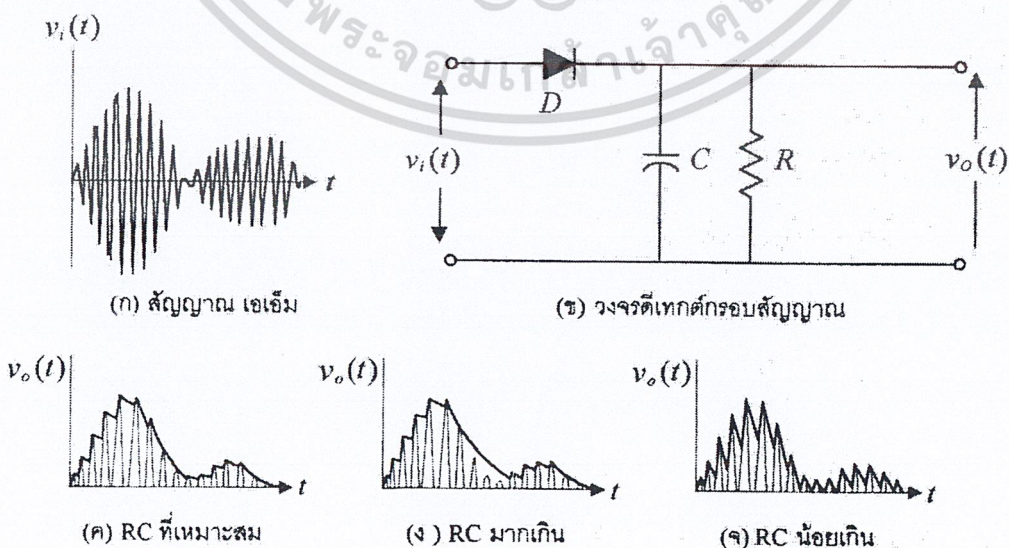
วงจรตีเทคต์กรอบสัญญาณ คือ วงจรที่ให้เอาต์พุตมีลักษณะเป็นไปตามกรอบ หรือแนวทางเดินของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตีเทคต์กรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้ คือ เมื่อมีสัญญาณ  $\phi_{AM}(t)$  ตามแสดงในรูปที่ 2.13 ก เข้ามาสู่วงจรในตอนแรก ขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแส เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาท์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีค (peak) หรือยอดของสัญญาณและจากนั้นอินพุต  $\phi_{AM}(t)$  จะมีค่าลดลง ซึ่งทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางคาโธดของ D สูงกว่าวาโนด ในสถานะการเช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแส และกันไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียว คือ คายประจุผ่าน R ไปอย่างช้า ๆ ครั้นเมื่อเวลาผ่านไป  $\phi_{AM}(t)$  ก็จะมีค่ากลับเป็นบวก และมีค่าเพิ่มขึ้น ครั้นเมื่อ  $\phi_{AM}(t)$  มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด D ก็จะนำกระแสและจะเกิดการประจุของ C ทำให้ เอาท์พุตเป็นไปตามคาบของสัญญาณ  $\phi_{AM}(t)$  ไปจนถึงค่ายอดของสัญญาณถัดไป แล้วพฤติกรรมการทำงานก็จะเกิดซ้ำในลักษณะเดิมอีก กล่าวคือ เกิดการคายประจุของ C ผ่าน R อีกครั้ง พฤติกรรม

นี้จะเกิดขึ้นแล้วซ้ำอีกเรื่อยไป ถ้าเราเลือกค่าคงตัวเชิงเวลา (time constant) RC ที่ใช้ให้เหมาะสม ก็จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นไปตามเส้นที่บ่งแสดงในรูปที่ 2.13ค แต่ถ้าวัดค่าคงตัวเชิงเวลาของวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่าคาบเวลาของสัญญาณที่ประกอบอยู่ใน  $m(t)$  แล้วเอาต์พุตของวงจรก็จะเกิดตามยอดคลื่นของ  $\phi_{AM}(t)$  ไม่ทัน และจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 2.13ง และในกรณีที่ใช้ RC มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับคาบเวลาของคลื่นพาห์ก็จะทำให้เกิดการกระเพื่อม บนสัญญาณเอาต์พุตมาก ดังแสดงในรูปที่ 2.13จ อย่างไรก็ตาม ค่าความถี่ของคลื่นพาห์  $\omega_c$  ที่ใช้ทางปฏิบัติจะมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของ  $m(t)$  มากหรือกล่าวในอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $m(t)$  เปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ที่ใช้ ทำให้การเลือกค่าเวลาคงตัวของวงจร RC ทำได้อย่างเหมาะสมที่จะทำให้เกิดการกระเพื่อมบนเอาต์พุตของวงจรมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องคำนึงถึงได้ สำหรับเงื่อนไขในการเลือกค่า RC ที่เหมาะสมคือ

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m} \tag{2.20}$$

โดยในที่นี้  $f_c$  และ  $f_m$  คือค่าความถี่ของคลื่นพาห์และค่าความถี่สูงสุดที่ประกอบอยู่ในสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ตามลำดับ

ตามที่อธิบายนั้นจะเห็นว่าวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณเป็นวงจรที่มีส่วนประกอบน้อยมาก ดังนั้นถ้าเกิดมีความจำเป็นที่จะต้องสร้างเครื่องรับจำนวนมาก การใช้วิธีการดีเทกต์กรอบสัญญาณนี้จะช่วยให้ประหยัดได้มาก ด้วยข้อดีดังกล่าวนี้ ในการส่งวิทยุกระจายเสียงแบบเอเอ็มทั่วไป จึงใช้การส่งสัญญาณดีเอสบีเอสซี พร้อมคลื่นพาห์ทั้งสิ้น ทั้งนี้เพื่อที่จะได้ประหยัดอุปกรณ์ในการสร้างเครื่องรับ ดังนั้น เมื่อกล่าวถึงการส่งวิทยุเอเอ็มธรรมดาแล้วจะหมายถึงการส่ง สัญญาณดีเอสบี เอสซี พร้อมคลื่นพาห์ (AM with carrier) เป็นเกณฑ์



### 2.2.6. กำลังส่งที่เสียไปกับคลื่นพาห์ในการส่งสัญญาณเอเอ็ม

ในระบบวิทยุกระจายเสียงเอเอ็ม ได้ส่งคลื่นพาห์ไปพร้อมกับสัญญาณคือเอสบี เอสซี เพื่อประโยชน์ที่จะดีเทกต์สัญญาณที่เครื่องรับได้ง่าย แต่ข้อเสียของวิธีการนี้มีอยู่กล่าวคือ จะมีการเสียกำลังส่งเพิ่มขึ้นในการเสียกำลังส่งเพิ่มขึ้นในการส่งคลื่นพาห์ โดยกำลังส่งที่เสียเพิ่มขึ้นนี้ไม่ได้ไปช่วยขับกำลังของการส่งข่าวสาร  $m(t)$  เลย ทั้งนี้เพราะข่าวสารต่าง ๆ จากสัญญาณ  $m(t)$  นั้น จะรวมอยู่ในแถบข้างทั้งสองเท่านั้น กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าเรายอมสิ้นเปลืองกำลังในการส่งคลื่นพาห์เพิ่มขึ้น ก็เพื่อที่จะทำให้ทำการดีเทกต์สัญญาณได้ง่ายขึ้นเท่านั้น

เพื่อแสดงให้เห็นว่ามีการสูญเสียกำลังของเครื่องส่งในคลื่นพาห์มากน้อยอย่างไร เราจะพิจารณาเปรียบเทียบกำลังนั้น กับกำลังที่ใช้เพื่อส่งข่าวสารในแถบข้าง ในกรณีนี้  $m(t)$  เป็นสัญญาณรูปไซน์ โดยกระจายสมการ(2.18) จะได้

$$\begin{aligned}\phi_{AM}(t) &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c \mu \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \\ \phi_{AM}(t) &= A_c \cos(\omega_c t) + \frac{A_c \mu}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{A_c \mu}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\}\end{aligned}\quad (2.21)$$

พจน์ที่ 1,2 และ3 ทางขวามือของสมการ (2.21) นั้นแสดงถึงส่วนประกอบของสัญญาณส่วนที่เป็นคลื่นพาห์ สัญญาณแอลเอสบีและสัญญาณยูเอสบี ตามลำดับ

เนื่องจากค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นรูปไซน์จะเท่ากับค่ากำลังสองของค่าอาร์เอ็มเอสของแอมพลิจูดของคลื่น ดังนั้นจะได้ค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นทั้งสามส่วนตามสมการ(2.21) นั้นจะเท่ากับ  $\frac{A_c^2}{2}$ ,  $\frac{A_c^2 \mu^2}{8}$  และ  $\frac{A_c^2 \mu^2}{8}$  ตามลำดับ ดังนั้น ค่ากำลังเฉลี่ยรวมทั้งหมดจะเท่ากับ  $\frac{A_c^2}{2} (1 + \frac{\mu^2}{2})$  และค่าอัตราส่วนของคลื่นต่าง ๆ จะหาได้ดังนี้คือ

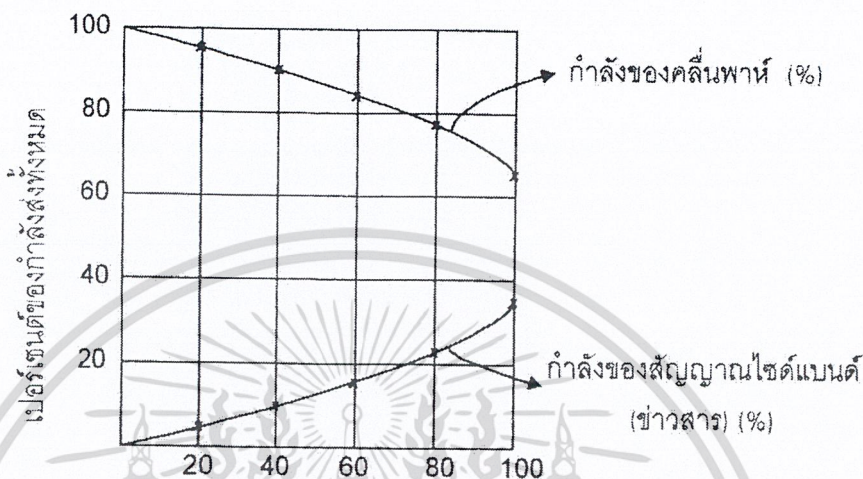
$$\text{กำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาห์ต่อกำลังงานเฉลี่ยรวมของ } \phi_{AM}(t) = \frac{2}{2 + \mu^2} \quad (2.22)$$

$$\text{กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณแถบข้างต่อกำลังเฉลี่ยรวมของ } \phi_{AM}(t) = \frac{\mu^2}{2 + \mu^2} \quad (2.23)$$

เมื่อนำสมการ(2.22)และ(2.23) ไปเขียนกราฟโดยใช้  $\mu$  ค่าต่าง ๆ จะได้ความสัมพันธ์ดังแสดงในรูปที่ 2.14

จากรูปที่ 2.14 จะพบว่ากำลังส่งสัญญาณเอเอ็มในแบบนี้จะสิ้นเปลืองกำลังส่งไปกับการส่งคลื่นพาห์อย่างมาก แม้เมื่อกรณีที่มีการมอดูเลตเต็มที่คือ  $\mu = 100\%$  ความสูญเสียจะมีสูงประมาณ 67 % ของกำลังส่งทั้งหมด และในทางปฏิบัติจริงการส่งวิทยุแบบนี้จะใช้ค่า  $\mu$  ประมาณ 75 – 80% เท่านั้น เพราะสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  จะมีระดับความแรงที่เปลี่ยนแปลงไม่แน่นอนตลอดเวลา ดังนั้นจึงต้องเตรียมค่าไว้เพื่อไม่ให้เกิดโอเวอร์มอดูเลชัน เมื่อสัญญาณมีระดับแรงขึ้นด้วย ในกรณีนี้เห็นจากรูปที่ 2.14 ว่ากำลังสูญเสียในคลื่นพาห์เอ็กสตรีนเป็นเอ็กสตรีนที่สิ้นเปลืองเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีถึงประมาณ 75 – 78% ซึ่งนับว่ามาก ด้วยเหตุนี้ในการสื่อสารที่ต้องการประหยัดกำลังส่งจึงไม่ใช้การมอดูเลตแบบนี้ คงมีแต่การส่งวิทยุกระจายเสียงเพียงเท่านั้นที่ใช้น้ำมันอยู่เป็นหลัก



รูปที่ 2.14 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกำลังสัญญาณคลื่นพาห์และกำลังของสัญญาณไซด์แบนด์ เมื่อเทียบกับกำลังส่งทั้งหมด

### 2.3 หลักการทำงานของฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying)

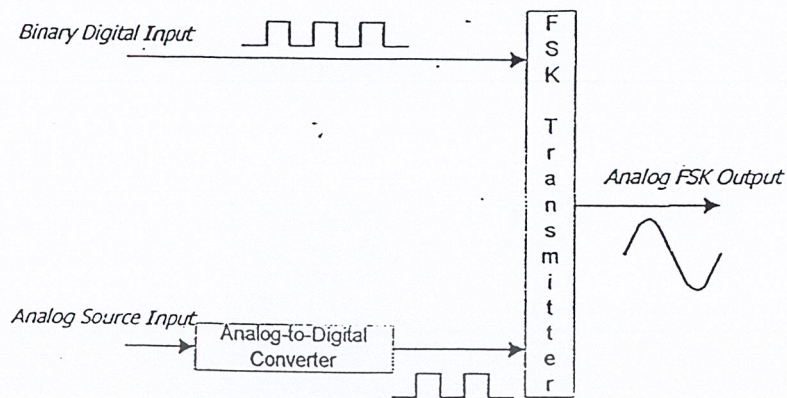
ขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (Digital to Analog Converter) ในการสร้างสัญญาณอนาล็อกที่เป็นผลมาจากสัญญาณดิจิทัล หรือสัญญาณข่าวสาร ในรูปอื่นจะได้มาจากหลักการพื้นฐานของวิธีการ 3 แบบคือ

1. แอมพลิจูดมอดูเลต (Amplitude Modulation)
2. ฟรีแควนซีมอดูเลต (Frequency Modulation)
3. เฟสมอดูเลต (Phase Modulation)

โดยสัญญาณที่จะถูกส่งออกไป (สัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข่าวสารต่างๆ) จะถูกมอดูเลตทางด้านรับเพื่อแยกสัญญาณข่าวสารเดิมที่ส่งมาออกจากสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) เทคนิคการรวมสัญญาณทางดิจิทัล (Digital Modulation Techniques) ที่นำมาใช้อย่างกว้างขวาง คือ

1. ฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying : FSK)
2. เฟสชิฟต์คีย์อิง (Phase Shift Keying : PSK)
3. ควอดราเจอร์มอดูเลชัน (Quadrature Modulation)

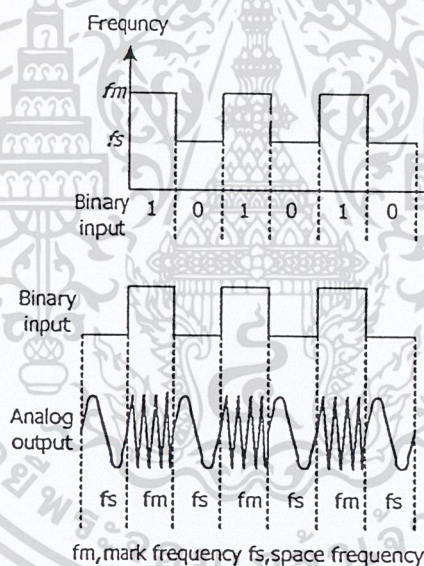
เนื่องจากฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิงคือหัวข้อที่กำลังกล่าวถึงในหัวข้อนี้ ดังนั้นหลังจากนี้ไปจะกล่าวถึงเรื่องฟรีแควนซีชิฟต์คีย์อิงเพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.15 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง

### 2.3.1 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง (FSK Generator)

หลักการ และสัญญาณอินพุตของฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง แสดงในรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16



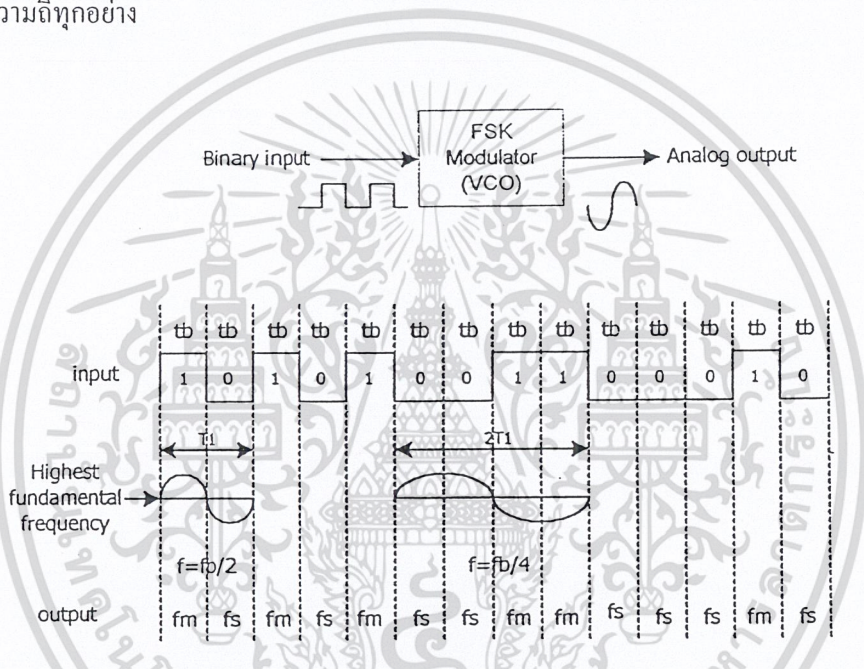
รูปที่ 2.16 อินพุต และเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง

ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง ก็คือตัวส่งสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง (FSK Transmitter) ซึ่งมีหลักการที่ว่าเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลเป็นข้อมูล ไบนารีจะทำให้เกิดความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้งจะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Frequency Continuous) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุตเปลี่ยนแปลงจากสถานะลอจิก “1” เป็นลอจิก “0” (หรือในทางกลับกันคือลอจิก “0” เป็นลอจิก “1”) สัญญาณเอาต์พุตจากฟรีควเอนซ์ซีฟคีย์อั้ง ก็เลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกัน คือความถี่ที่ลอจิก “1” หรือความถี่มาร์ค ( $f_m$ ) และความถี่ที่ลอจิก “0” หรือความถี่สเปซ ( $f_s$ )

การเปลี่ยนแปลง (หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลง นั่นคืออัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณออกจะเท่ากับสัญญาณเข้าซึ่ง ในดิจิทัลมีอัตรา

อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่ง จะเรียกว่า อัตราบิต (Bit Rate) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่ง เรียกว่า อัตราบอर्ड (Baud Rate) ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้านเทคนิคของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่ง อัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอर्डเสมอ

แบนด์วิดท์ของสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่ง (FSK Bandwidth) ในการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณความถี่นั้นแบนด์วิดท์เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่ง อยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการของการมอดูเลตทางความถี่ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆที่ใช้หลักการของการมอดูเลตทางความถี่ทุกอย่าง



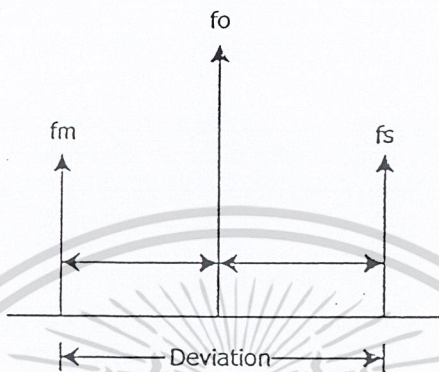
รูปที่ 2.17 ฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่งมอดูเลเตอร์

จากรูป 2.17 แสดงถึงตัวฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่งมอดูเลเตอร์ซึ่งใช้หลักการเดียวกับ ตัวมอดูเลตทางความถี่คือใช้หลักการของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไปนารีมีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกันซึ่งก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง (Square Wave) ตามตัวอย่างในรูปเป็นสัญญาณในช่วง  $T_b$

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวแล้วความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบฟรีควเอนซ์ซีฟิเคียอิ่งจะเท่ากับ ครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล คือ

$$f_{a \max} = \text{Bit Rate} / 2 \tag{2.33}$$

ความถี่กลาง (Center Frequency :  $f_0$ ) ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่าง ความถี่มาร์ค กับความถี่สเปซ ดังแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การเบี่ยงเบนความถี่

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ จาก  $f_0$  ไปเป็น  $f_s$  จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก “1” ไป “0” หรือ “0” ไป “1” จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมาระหว่าง  $f_m$  กับ  $f_s$  เนื่องจากได้กล่าวมาแล้ว ฟรีแควนซีซีฟิเคชันนั้นก็คือการมอดูเลตแบบการมอดูเลตทางความถี่ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index : MI) ในฟรีแควนซีซีฟิเคชัน ก็สามารถหาได้จากสมการ

$$MI = \Delta f / f_a \quad (2.34)$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

$\Delta f$  = การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (Hz)

$f_a$  = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต(Hz)

ค่า MI ที่ยอมให้ได้สูงสุดคือค่า MI ที่ทำให้แบนวิดท์กว้างที่สุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่มอดูเลตแล้ว และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในฟรีแควนซีซีฟิเคชันมอดูเลต ค่า  $\Delta f$  เป็นการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง  $f_m$  หรือ  $f_0$  กับ  $f_s$  ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง  $f_m$  กับ  $f_s$  นั่นคือ

$$\Delta f = (f_s - f_m) / 2 \quad (2.35)$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดสัญญาณที่นำมาถอดเลข(สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น “1” จะให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตาม (เช่น 5 โวลต์) หรือ ถ้าในลอจิก “0” แรงดันออกมาคงที่ในระดับลอจิกเช่นกัน (เช่น 0 โวลต์)

$f_a$  เป็นความถี่ของข้อมูลไบนารีด้านอินพุต ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดเมื่อ  $f_a = \text{Bit Rate} / 2$  เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = (f_s - f_m) / f_b \quad (2.36)$$

เมื่อ  $f_s - f_m$  = ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

$f_b$  = อัตราบิตของไบนารีอินพุต

ในการส่งสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับ ฟริควเอนซีซิปป์อิ้ง ที่ค่า MI โดยทั่วไป จะต้องมิต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบนด์แคบค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียก Minimum Nyquist Bandwidth ( $f_m$ ) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบฟริควเอนซีซิปป์อิ้งมีความถี่กลาง ( $f_o$ ) = 7 kHz ความถี่สเปซ ( $f_s$ ) = 6 kHz และความถี่มาร์ค ( $f_m$ ) = 8 kHz ข้อมูลไบนารีอินพุตมี Bit Rate = 2 สามารถหา การมอดูเลตทางความถี่ ได้ดังนี้

$$MI = (6 \text{ kHz} - 8 \text{ kHz}) / 2 \text{ kHz}$$

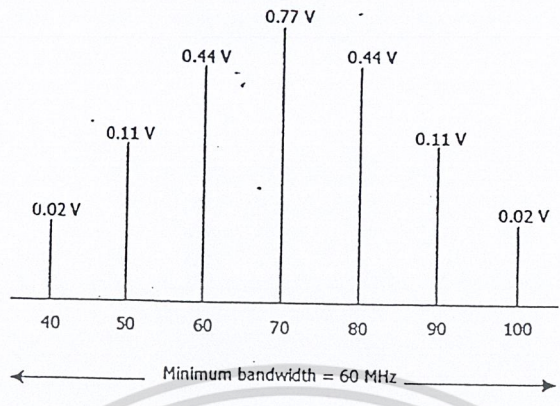
$$MI = 1.0$$

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.50	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

ตารางที่ 2.1 Bessel Function Tabel

จากตาราง Bessel Function ในตารางที่ 1 เมื่อ  $MI = 1.0$  จะได้แถบความถี่ข้าง (Sideband Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากค่ากลาง ( $f_o$ ) = 1 kHz ซึ่งก็คือ  $f_b/2$  เมื่อ  $f_b$  คือ Bit Rate = 2 kHz สามารถเขียนเป็นสเปกตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

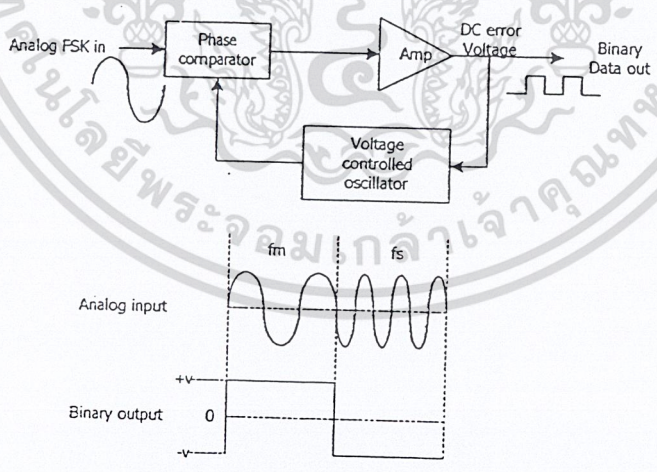


รูปที่ 2.19 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง

ข้อสังเกตคือ MI มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้แบนด์วิดท์ค่าประมาณ 2-3 เท่าของอัตราการส่งข้อมูลเสมอ

2.3.2 ฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่งดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

ฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่งดีมอดูเลเตอร์ คือตัวรับสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่ง (FSK Receiver) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่ง โดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Lock Loops : PLL) ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกคูลูปฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่งดีมอดูเลเตอร์

วงจรเฟสล็อกคูลูปในฟรีควเอนซ์ซีฟิเคี่ยอิ่งดีมอดูเลเตอร์ มีหลักการทำงานเหมือนกับวงจรเฟสล็อกคูลูปในเอฟเอ็มดีเท็กเตอร์ (FM Detector) ทุกอย่าง คือจะมีความถี่ฟรีรันนิ่งเท่ากับ Center Frequency (fo) และในขณะที่ความถี่อินพุตของวงจรเฟสล็อกคูลูปเลื่อนไปมาระหว่าง fm กับ fs จะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากความถี่อินพุตที่เข้ามายังวงจรเฟสล็อกคูลูปมีเพียง 2 ความถี่คือ fm และ fs ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าวจึงมีเพียง 2 ไปใช้

2 ระดับเท่านั้น ซึ่งสามารถแทนค่าลอจิก “1” และลอจิก “0” เมื่อความถี่ทางอินพุตเป็น  $f_m$  และ  $f_s$  ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเฟสล็อกคูลูป กลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่ส่งมาทุกประการ

## 2.4 วงจรกรองความถี่ ( Filter )

ฟิลเตอร์ทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ วงจรให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้นหรือลดทอนสัญญาณนอกเหนือช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ปรากฏที่เอาต์พุต วงจรฟิลเตอร์โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ ดังนี้

1. ฟิลเตอร์ชนิดอนาล็อก (Analog) หรือชนิดดิจิทัล (Digital)
2. ฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ (Passive) หรือแอคทีฟ (Active)
3. ฟิลเตอร์ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือย่านวิทยุ (Radio Frequency)

อนาล็อกฟิลเตอร์ (Analog Filter) ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาล็อก ส่วนดิจิทัลฟิลเตอร์ (Digital Filter) ใช้งานกับสัญญาณอนาล็อกโดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย

ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วนที่นำมาประกอบวงจร ฟิลเตอร์แบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ ชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในพาสซีฟฟิลเตอร์ ได้แก่ ตัวเก็บประจุ, ตัวต้านทาน, และตัวเหนี่ยวนำ ส่วนแอคทีฟฟิลเตอร์ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์หรือไอซีในรูปออปแอมป์, ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน ตัวเก็บประจุ, ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทพาสซีฟ การที่จะเลือกใช้ชิ้นส่วนชิ้นหนึ่งชิ้นใดนั้นขึ้นอยู่กับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรทำงาน ตัวอย่างเช่น อาร์ซีฟิลเตอร์ (RC Filter) ใช้กับย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือใช้ในย่านความถี่ต่ำ ขณะที่ แอลซีฟิลเตอร์ (LC Filter) หรือรวมไปถึง คริสตอลฟิลเตอร์เหมาะที่จะใช้ในย่านความถี่วิทยุ หรือย่านความถี่สูง และโดยเฉพาะอย่างยิ่งเนื่องจากค่า  $Q$  ที่สูงของตัวคริสตอล ทำให้คริสตอลฟิลเตอร์มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงมาก ๆ ดีกว่า แอลซีฟิลเตอร์ด้วย

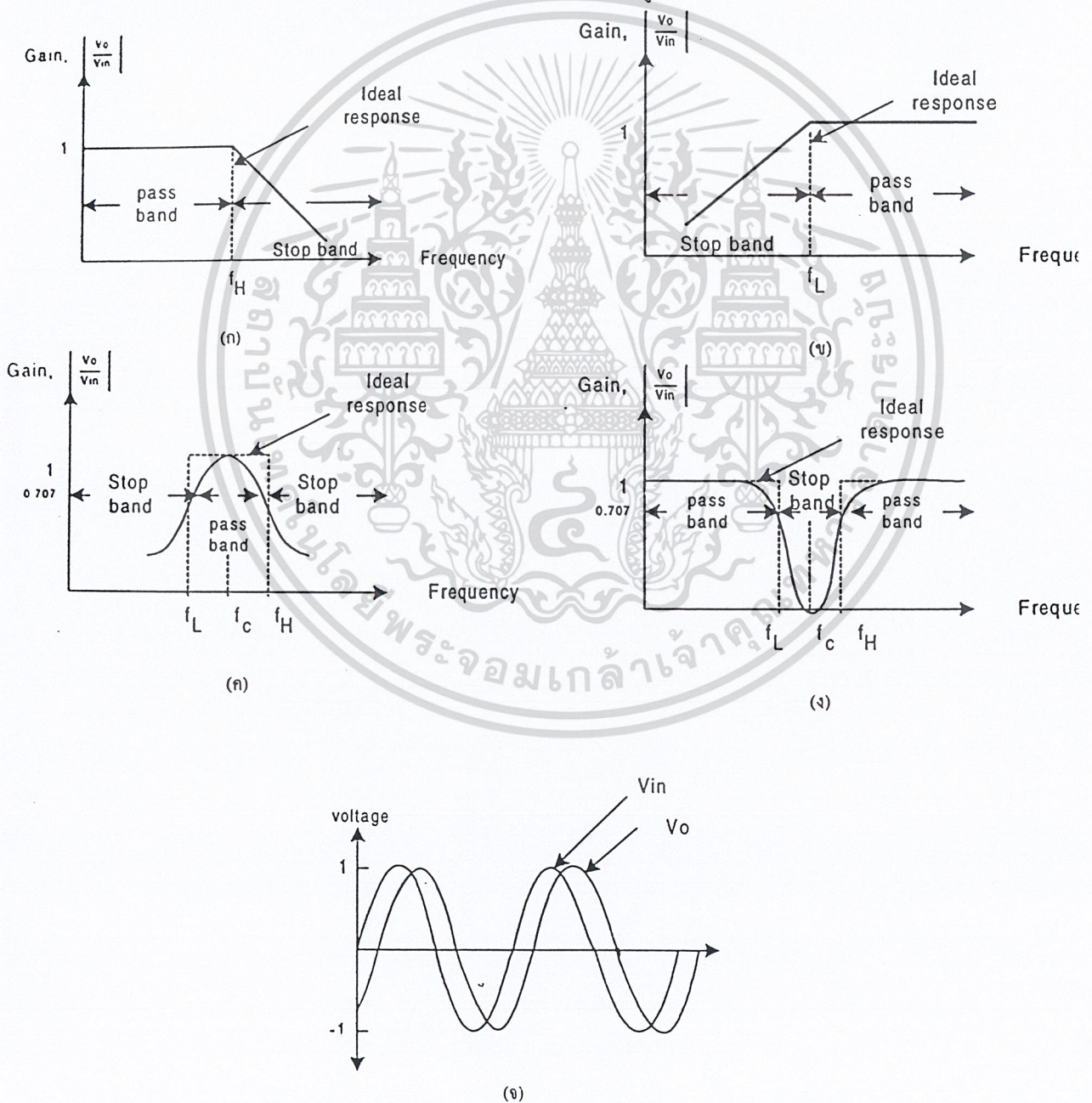
ฟิลเตอร์เมื่อแบ่งตามลักษณะการทำงาน สามารถแบ่งได้เป็น 5 ชนิดคือ

- (1) ตัวกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (Low Pass Filter : LPF)
- (2) ตัวกรองสัญญาณความถี่สูง (High Pass Filter : HPF)
- (3) ตัวกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter : BPF)
- (4) ตัวกรองสัญญาณก้ำกัลดแถบความถี่ (Band Reject หรือ Band Stop Filter : BSF)
- (5) ตัวกรองสัญญาณความถี่ผ่านทั้งหมด (All Pass Filter : APF)

การตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์ทั้ง 5 ชนิดแสดงในรูปที่ 2.21 โดยที่เส้นปะแสดงการตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบแสดงการตอบสนองในทางปฏิบัติ

จากรูปที่ 2.21(ก) แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มีขนาดของกำลังขยายคงที่จากความถี่ 0 Hz ถึงความถี่คัทออฟ  $f_H$  ค่าของแบนด์วิดท์จึงเท่ากับ  $f_H$  ที่  $f_H$  หรือ ตำแหน่งความถี่คัทออฟนั้นมีกำลังขยายลดลง และที่ความถี่มากกว่า  $f_H$  นั่นคือที่  $f > f_H$  อัตราการขยายของวงจรก็จะลดลงทุกขณะอย่างต่อเนื่องตามความถี่สัญญาณอินพุตที่เพิ่มขึ้นของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่ระหว่าง 0

Hz จนถึงความถี่คutoffซึ่งกำลังขยายของวงจรลดลง 3 dB เรียกว่า ช่วงความถี่ผ่าน ส่วนช่วงความถี่ที่สูงกว่า  $f_H$  ขึ้นไปที่เกิดการลดทอนของสัญญาณลงทุกขณะ เรียกว่า ช่วงหยุด จากการตอบสนองที่เป็นทางอุดมคติในเส้นปะ แสดงให้เห็นว่าฟิลเตอร์ที่เป็นอุดมคติจะมีการสูญเสียเป็นศูนย์ตลอดช่วงความถี่ผ่าน และมีการสูญเสียเป็นอนันต์ในช่วงหยุด แต่สภาพความเป็นจริงในทางปฏิบัติมิได้เป็นเช่นนั้น เพราะเน็ตเวิร์กชนิดเส้น (Linear Network) ไม่สามารถสร้างคุณสมบัติของความต่อเนื่อง (Discontinuities) ขึ้นได้ อย่างไรก็ตามเราอาจสร้างกราฟตอบสนองที่เป็นทางอุดมคติได้เช่นกัน โดยอาศัยเทคนิคการออกแบบวงจรเป็นพิเศษเข้าช่วย , ประกอบวงจรด้วยชิ้นส่วนอุปกรณ์ เช่น ตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุ ที่มีค่าถูกต้องแม่นยำหรือมีความผิดพลาดน้อยที่สุดและใช้ออปแอมป์ชนิดความเร็วสูง



รูปที่ 2.21 กราฟการตอบสนองของความถี่ของฟิลเตอร์ชนิดต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่สงวนไว้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของฟิลเตอร์ที่นิยมนำมาใช้กันมากในทางปฏิบัติซึ่งให้กราฟการตอบสนองประมาณใกล้เคียงทางทฤษฎี ได้แก่ รูปแบบบัตเตอร์เวิร์ท(Butterworth),รูปแบบเชบปีเชฟ(Chebyshev) และรูปแบบแคป(Cauer) แต่ละรูปแบบมีคุณลักษณะประจำตัวแตกต่างกันออกไป

สำหรับฟิลเตอร์เชบปีเชฟ มีคุณลักษณะช่วงความถี่ผ่านเป็นริฟเฟิลและช่วงความถี่หยุดมีลักษณะเรียบ ส่วนฟิลเตอร์แบบ Cauer ให้ทั้งช่วงผ่านและหยุดมีลักษณะเป็นริฟเฟิล หากกล่าวโดยรวมระหว่างฟิลเตอร์ทั้ง 3 แบบ ฟิลเตอร์แบบ Cauer จะให้ผลการตอบสนองของช่วงหยุดดีที่สุด แต่เพื่อความสะดวกของการออกแบบวงจร เราจะใช้ Butterworth filter

รูปที่ 2.21(ข) แสดงกราฟการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่สูง เมื่อให้ความถี่เป็นความถี่ใด ๆ และ  $f_L$  เป็นความถี่คัทออฟต่ำ แล้วช่วงหยุดจะอยู่ที่  $0 < f < f_L$  ช่วงความถี่ผ่านอยู่ที่  $f > f_L$

รูปที่ 2.21(ค) แสดงการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน ช่วงความถี่อยู่ระหว่างความถี่คัทออฟสองจุดได้แก่ความถี่สูงคัทออฟ( $f_H$ )และความถี่ต่ำคัทออฟ( $f_L$ ) ซึ่งเป็นตำแหน่งที่กำลังขยายของวงจรลดลง 3 dB และช่วงหยุดมี 2 ช่วงที่  $0 < f < f_L$  กับ  $f > f_H$  โดย  $f_H > f_L$  ค่าแบนด์วิดท์ของตัวกรองวงจรผ่านเท่ากับ  $f_H - f_L$  และความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่  $f_C$  ปรากฏที่ตำแหน่งกึ่งกลางช่วงผ่านพอดี

รูปที่ 2.21(ง) แสดงกราฟการตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่ก้ำกั้ว ซึ่งกราฟมีคุณลักษณะตรงกันข้ามกับตัวกรองความถี่ผ่าน กล่าวคือ ช่วงหยุดอยู่ระหว่างความถี่คัทออฟ 2 จุด คือ  $f_H$  กับ  $f_L$  และมีช่วงผ่าน 2 ช่วงอยู่ระหว่างความถี่  $f > f_L$  และ  $0 < f < f_L$  อาจเรียกดักรองความถี่นี้ว่า ตัวกรองความถี่ก้ำกั้ว(Band Stop Filter)หรือ(Band Eliminate Filter) ก็ได้ ค่าแบนด์วิดท์ของช่วงหยุดเท่ากับ  $f_H - f_L$  ตำแหน่งกึ่งกลางของช่วงหยุดเป็นความถี่กลาง( $f_C$ )

วงจรกรองความถี่อย่างง่ายสามารถออกแบบได้โดยใช้อุปกรณ์ 2 ตัว คือ ตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุ หรือ ตัวต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ โดยเงื่อนไขในการกำหนดว่าความถี่ที่เลือกนั้นจะต้องมีคุณสมบัติอย่างไรนั้น กำหนดได้จากจุดที่กำลังบนโหลดมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังบนโหลดสูงสุด แต่ในทางปฏิบัติมักจะเป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันหรือกระแส กับความถี่ ซึ่งจะได้จุดเลือกความถี่ที่มีแรงดันหรือกระแสมีค่าเป็น  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  หรือ 0.707 ของค่าสูงสุด (ประมาณ 70%ของค่าสูงสุด)

#### วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass filter)

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่บางช่วงเท่านั้นที่ผ่านออกไปได้ ส่วนสัญญาณที่มีความถี่อยู่นอกช่วงที่กำหนดจะถูกลดทอนไม่ให้นำสามารถผ่านด้านเอาต์พุตออกไปได้ ในกรณีที่สัญญาณอยู่ในช่วงความถี่ที่ใช้งานไม่สูงนัก

#### วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

ในการพิจารณาสมการของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยทั่วไปมักจะพิจารณาสมการ Voltage Transfer Function ซึ่งอาจเป็นอัตราขยายหรืออัตราลดทอนก็ได้ จากรูปของสมการไปควอดราติก

$$H = \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำเอาคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านมาพิจารณาเทอมเศษดังนี้  
 ที่ความถี่  $\omega > 0$  จะได้ว่า ขนาดของ  $H(s) = 1$   
 ที่ความถี่  $\omega > \text{Infinity}$  จะได้ว่าขนาดของ  $H(s) = 0$  โดยที่  $s = j\omega$   
 (กรณีที่เกิดภาวะคงตัวของสัญญาณรูปไซน์)

$$\lim_{s \rightarrow 0} |H(s)| = \lim_{s \rightarrow 0} H_s = \frac{C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{D_2 s^2 + D_1 s + D_0} = 1$$

ดังนั้นจากสมการจะได้ว่า  $C_0 = D_0$  และ

$$\lim_{s \rightarrow \infty} |H(s)| = \lim_{s \rightarrow \infty} H_s = \frac{C_2 + \frac{C_1}{s} + \frac{C_0}{s^2}}{D_2 + \frac{D_1}{s} + \frac{D_0}{s^2}} = 1$$

จากสมการจะได้ว่า  $C_2 = D_2 = 0$  ดังนั้น  $C_2 = 0$  ดังนั้นรูปแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบ  
 ไบควอดราติกมี 2 รูปแบบ คือ

$$H_s = \frac{C_1 s + C_0}{D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (2.38)$$

$$H_s = \frac{C_0}{D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (2.39)$$

สามารถจัดรูปใหม่ได้

$$H_s = \frac{b}{s^2 + as + b} \quad (2.40)$$

อาศัยทฤษฎีที่นิยาม  $\omega_p$  และ  $Q$  โดยที่

$$\omega_p = \sqrt{b} \quad \text{และ} \quad \omega_p = \frac{\sqrt{b}}{a}$$

นำไปแทนจะได้ว่า

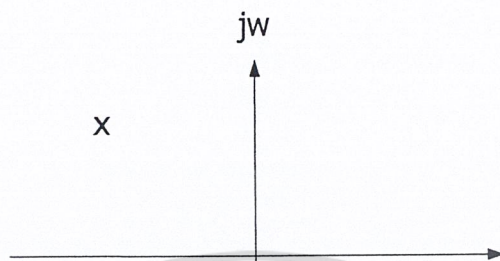
$$H_s = \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p s}{Q} + \omega_p^2} \quad (2.41)$$

กราฟความถี่ตอบสนองจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสมการ 2.40 ซึ่งคุณสมบัติของวงจรรองความถี่  
 ต่ำผ่านที่คืนั้น ไม่ควรมีค่ารีโซแนนซ์ที่เกิดผลของค่า  $Q$  นั่นคือกล่าวได้ว่า ขนาดสูงสุดของผลรวมวงจ  
 รองความถี่ต่ำผ่านควรจะต้องคงความถี่ที่  $\omega_{\max} = 0$  ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอย่างยิ่งในการออกแบบวงจรรอง  
 ความถี่ต่ำผ่านได้ โดยที่ ต้องเลือกค่า  $Q$  ให้เหมาะสม

ตำแหน่งของโพลและซีโรของ LPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 1. ไม่มีตำแหน่งของซีโร  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ตำแหน่งของโพลจะต้องอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบและมีตำแหน่งของโพล 2 จุด จากข้อสรุป 2 ข้อดังกล่าว สามารถวางตำแหน่งของโพลและซีโรได้ตามรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 ตำแหน่งของโพลและซีโรของ LPF

ปัญหาในการเลือกค่า  $Q$  ที่เหมาะสมสำหรับวงจร LPF เมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2.41 หากค่าขนาดที่สูงที่สุดของสมการ จะได้ว่า  $\omega_{\max}$

$$\frac{d|H(s)|}{d\omega} = 0$$

แทนค่า  $s = j\omega$  ได้ว่า

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega_p^2}{[\omega_p^2 - \omega_{\max}^2]^2 + \frac{[\omega_p \omega_{\max}]^2}{Q}}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{d|H(j\omega)|}{d\omega} = \frac{d(\omega_p)^2}{d\omega \sqrt{[\omega_p^2 - \omega_{\max}^2]^2 + \frac{[\omega_p \omega_{\max}]^2}{Q}}} \quad (2.42)$$

$$\text{จะได้ค่า } (\omega_{\max})^2 = \omega_p (1 - 1/2 Q^2)$$

$$\omega_{\max} = \omega_p \sqrt{1 - 1/2 Q} \quad (2.43)$$

แต่จากคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ดี ค่าความถี่ที่ได้ค่าขนาดของสัญญาณสูงสุดต้องเป็นที่  $\omega_{\max} = 0$  จะได้

$$\sqrt{1 - 1/2 Q} = 0, \omega_p \neq 0$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (2.44)$$

แน่นอนว่าในกรณีที่ค่า  $Q \leq 0.707$  แล้ว  $\omega_{\max}$  ยังคงอยู่ที่ 0 เช่นกันตามเงื่อนไข

ความถี่ที่ทอพอของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จากนิยามของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือความถี่ตรงจุดที่ขนาดของ  $|H(j\omega)|$  ตกลงมาประมาณ 70.7% ของความถี่ที่ศูนย์หรือต่ำกว่า 3 dB ลงมาจากความถี่ที่เป็น 0 นั้นเอง ดังนั้น จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega = \omega_0 |H(j\omega)| &= \frac{\omega_p^2}{[\omega_p^2 - \omega_0^2]^2 + \frac{[\omega_p \omega_0]^2}{Q}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{\omega_p^4}{[\omega_p^2 - \omega_0^2]^2 + \frac{[\omega_p \omega_0]^2}{Q}} = 1/2 \\ 2(\omega_p)^4 &= (\omega_0)^4 + 2(\omega_p \omega_0)^2 + (\omega_p)^4 / Q + [\omega_p \omega_0]^2 \\ 0 &= (\omega_0)^4 + (\omega_0)^2 + [(\omega_p)^4 / Q - 2(\omega_p)^2] + (\omega_p)^4 \\ (\omega_0)^2 &= (\omega_p)^2 [1 - 1/2Q]^2 + \frac{(\omega_p)^2}{2\sqrt{[1/Q^2 - 2]^2}} + 4 \\ &= (\omega_p)^2 [1 - 1/2Q]^2 + \sqrt{1/4Q^2 - 1/Q^2 + 2} \end{aligned} \quad (2.45)$$

สมการที่ได้มาจะเลือกเฉพาะเครื่องหมายบวกเท่านั้น เพราะแน่นอนว่าค่า  $\omega_0$  จะต้องไม่เป็นลบ สำหรับค่า Q ใด ๆ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\omega_0 = (\omega_p) [1 - 1/2Q^2 + \sqrt{1/4Q^2 - 1/Q^2 + 2}]^{1/2} \quad (2.46)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่าง  $\omega_0$  และค่า Q ได้โดยแน่นอนว่าค่า  $\omega_p$  ใด ๆ ของวงจรหนึ่ง ๆ ย่อมมีค่า ดังนั้นจะได้ว่า

$$\omega_0 / \omega_p = [1 - 1/2Q^2 + \sqrt{1/4Q^2 - 1/Q^2 + 2}]^{1/2} \quad (2.47)$$

เมื่ออธิบายสมการของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเทอมของ S และ  $\omega_n$  (Natural Frequency) ตามสมการ

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_p^2} \quad (2.48)$$

เมื่อเทียบกับสมการ Low pass ที่ได้จะได้ว่าค่า  $\omega_n = \omega_p$  และค่า (Damping Factor)  $\delta = 0.5Q$

## 2.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลตทางความถี่

การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM) นั้น สัญญาณที่ต้องการส่งหรือสัญญาณข่าวสาร (Message signal) จะไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะ (Carrier Wave) เกิดการเปลี่ยนแปลงถ้าสัญญาณมีค่าเป็นบวกก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะสูงขึ้น และเมื่อสัญญาณเป็นลบก็จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะลดลง หรือในทางตรงข้ามขนาดของสัญญาณจะเป็นตัวทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะไม่เปลี่ยนแปลงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 สัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ ( Frequency Modulation signals )

สัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ คือ สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตที่เปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะตามขนาดของข่าวสาร โดยสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตจะมีรูปสมการทั่วไป คือ

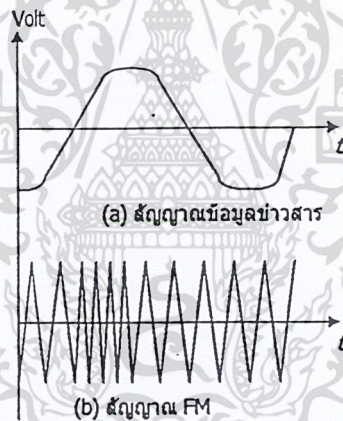
$$x_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.49)$$

ความถี่ขณะใดขณะหนึ่ง ( instantaneous frequency ) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตสามารถเขียนได้เป็น

$$\omega_c(t) = d\theta_i(t)/dt = \omega_c + (d\phi(t)/dt) \quad (2.50)$$

โดยที่  $\phi(t)$  และ  $d\phi(t)/dt$  คือค่าความถี่เชิงเบนของเฟส และความถี่ตามลำดับ ( phase and frequency deviation ) ส่วนของ  $\omega_c$  จะคงที่และส่วนที่เกิดการเปลี่ยนแปลงก็ คือ  $d\phi(t)/dt$

จากรูปที่ 2.23 แสดงลักษณะของการมอดูเลตทางความถี่จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ มีค่าคงที่เสมอจะมีแต่ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสารเท่านั้น



รูปที่ 2.23 รูปคลื่นของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่

### 2.5.2 ไซด์แบนด์ และแบนวิคท์ของการมอดูเลตทางความถี่

ในที่นี้จะพิจารณาสัญญาณข่าวสารที่เป็นรูปไซน์ โดยจะเกิดไซด์แบนด์ ( Sideband ) จำนวนนับอนันต์ และในสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่จะมีขนาดหรือแอมพลิจูด ( Ampiltude ) คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ในการมอดูเลตทางความถี่จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต ( Modulation Index ) เนื่องดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดไซด์แบนด์ที่สำคัญ

#### 2.5.2.1 ดัชนีการมอดูเลต

$$\text{ดัชนีการมอดูเลต} : m = f_d / f_m \quad (2.51)$$

เมื่อ  $f_d$  คือ ความถี่เชิงเบน

$f_m$  คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า  $m$  จะมีค่าสูงดังนั้นค่า  $m$  จะขึ้นอยู่กับค่าของความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตแต่ในทางปฏิบัติแล้วนิยามวัดเป็นอัตราส่วนเบี่ยงเบน ( Deviation Ratio ) ซึ่งจะเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่ระหว่างความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

$$\text{ดัชนีการเบี่ยงเบน} : \Delta = f_{d \max} / f_{m \max} \quad (2.52)$$

ดังนั้นในระบบการมอดูเลตทางความถี่ เมื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตจะทำให้การเบี่ยงเบนความถี่คลื่นพาหะมากขึ้น โดยที่ในระบบวิทยุกระจายเสียง การมอดูเลตทางความถี่จะกำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดได้ไม่เกิน 75 kHz

#### 2.5.2.2 ไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่ ( Sideband of FM )

เมื่อเราทราบดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณแล้วเราสามารถหาไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่ได้ โดยเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีเฉพาะคลื่นพาหะอย่างเดียวเท่านั้น ดังนั้นไซด์แบนด์จะเป็นศูนย์ด้วย แต่เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้นจะทำให้จำนวนไซด์แบนด์เพิ่มขึ้นด้วยและแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะเพิ่มขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ขณะนี้กำลังของการมอดูเลตทางความถี่จะไปอยู่กับไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก ( ค่าลบแสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรก ) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์มีอยู่หลายจุด

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์คู่ที่							
		1	2	3	4	5	6	7	8
0	1								
0.25	0.98	0.12							
0.5	0.94	0.24	0.03						
1	0.77	0.44	0.11	0.02					
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01				
2	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03				
2.5	-0.05	0.5	0.45	0.22	0.07	0.02			
3	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01		
4	-0.4	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	
5	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02

ตารางที่ 2.2 การกระจายคลื่นพาหะ และไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

#### 2.5.2.3 แบนด์วิดท์ของการมอดูเลตทางความถี่ ( Bandwidth of FM )

ในระบบการมอดูเลตทางความถี่ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ  $f_c + f_m$  และ  $f_c - f_m$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f_c + 2f_m$  และ  $f_c - 2f_m$  เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตทางความถี่ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัวนั้น คือ แบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นประโยชน์ในการศึกษาไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่ในที่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากมีข้อสงสัยประการใด กรุณาติดต่อฝ่ายบริหารงานทั่วไป โทร. 0-2562-0000

ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต และจากสมการค่านีการมอดูเลต ถ้าเราทราบค่าความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราจะหาแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = 2f_m \times \text{Sidebands} \quad (2.53)$$

ในทางปฏิบัติจะคำนวณจากสมการแบนด์วิดท์แบบประมาณ

$$BW = 2 ( f_{d \max} + f_{m \max} ) \quad (2.54)$$

### 2.5.3 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่

ในการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่นั้นโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ ๆ คือ โดยทางตรง และ โดยทางอ้อม ดังนี้

#### 2.5.3.1 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่โดยตรง ( Direct FM )

จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ ( Oscillator ) ที่ควบคุมด้วยแรงดันที่ให้กำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยหลักการของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ ( Voltage Controlled Oscillator ) นี้จะใช้หลักการของวาลิแคปไดโอด ( Varicap Diode ) ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าได้ตามแรงดันไบอัสย้อนกลับที่ตกคร่อมตัวมัน ดังนั้นจากสมการหาค่าความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ คือ

$$f = 1/2\pi \sqrt{LC} \quad (2.55)$$

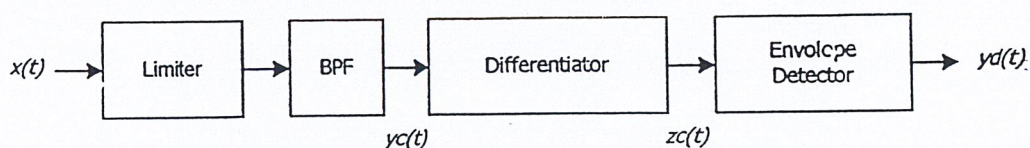
เมื่อค่าความถี่เปลี่ยนก็จะทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยทำให้กำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ได้ วิธีการสร้างแบบนี้มีข้อดีที่ช่วงเบี่ยงเบนความถี่กว้างเต็มข้อเสีย คือ ความถี่ของตัวพาจะจะไม่คงที่เท่าที่ควรจึงจำเป็นต้องมีการเพิ่มวงจรส่วนที่ช่วยรักษาความถี่ให้คงที่

#### 2.5.3.2 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม ( Indirect FM )

จะทำการสร้างสัญญาณแถบความถี่แคบ ( Narrow Band FM : NBFM ) ขึ้นมาก่อนโดยที่การมอดูเลตแบบบาลานซ์ ( Balance Modulate ) แล้วนำสัญญาณแถบความถี่แคบดังกล่าวมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณแถบความถี่กว้าง ( WBFM ) จากสัญญาณแถบความถี่แคบ โดยที่ใช้วงจรคูณความถี่โดยอาศัยหลักการที่ไม่เป็นเชิงเส้น ( Nonlinear Device ) จากนั้นก็ผ่านวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ ( Bandpass Filter : BPF ) เฉพาะช่วงที่ใช้งาน

### 2.5.4 การดีมอดูเลตของการมอดูเลตทางความถี่ ( FM Demodulation )

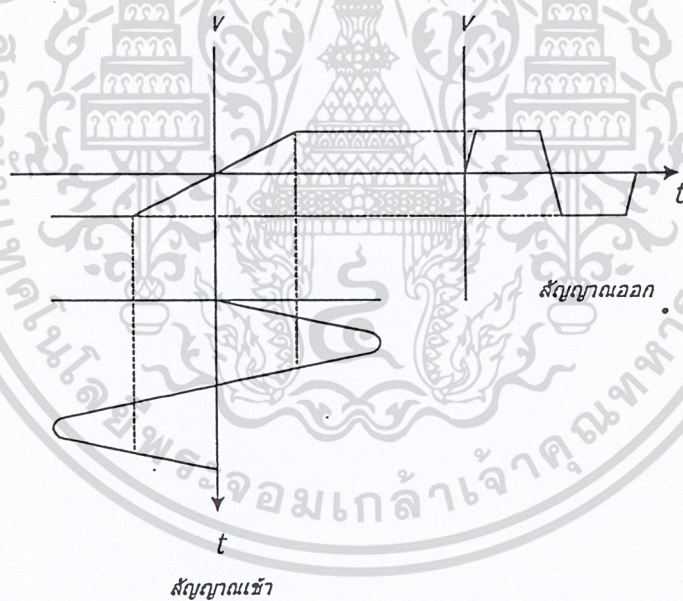
จากรูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตของการมอดูเลตความถี่ ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนของวงจรมิเตอร์ ( Limiter ) , วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน , วงจรดิฟเฟอเรนเชียลดิฟเฟอเรนเชียล ( Differentiator ) และดีเท็คเตอร์ ( Envelope Detector ) โดยส่วนของวงจรมิเตอร์และดีเท็คเตอร์ จะเรียกรวมกันว่า ดิสคริมิเนเตอร์ ( discriminator ) ซึ่งเป็นส่วนที่เปลี่ยนสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ให้กลับมาเป็นสัญญาณข้างสารดั้งเดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตของการมอดูเลตทางความถี่

### 2.5.4.1 ลิมิเตอร์ (Limiter)

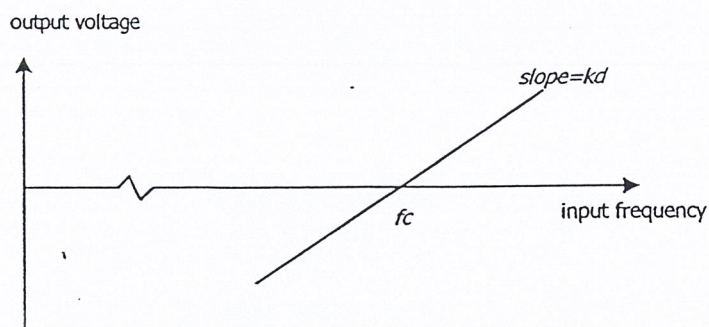
ในระบบการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่ของตัวพาจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสาร ส่วนขนาดจะมีค่าคงที่เสมอ ฉะนั้นการผันแปรของขนาดตัวพาจะต้องเกิดจากเสียงรบกวนเพียงอย่างเดียว ลิมิเตอร์จึงเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการจำกัดการผันแปรของขนาดของเสียงรบกวนได้ วงจรลิมิเตอร์นี้ออกแบบเพื่อให้แรงดันขาออกสัมพันธ์กับแรงดันขาเข้าดังรูปที่ 2.12 ถ้าสัญญาณขาเข้ามีขนาดต่ำกว่าระดับจำกัด (limiting level) ของลิมิเตอร์สัญญาณขาออกจะแปรตามสัญญาณขาเข้าทุกประการอย่างไรก็ตามปกติขนาดของตัวพาจะมีค่ามากกว่าระดับจำกัดของลิมิเตอร์ผลของการลิมิเตอร์จะได้รูปคลื่นขาออกเป็นคลื่น สแควร์ (square) เมื่อคลื่นสแควร์ผ่านเครื่องกรองความถี่ผ่านแถบความถี่ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐานของคลื่นสแควร์ผ่านได้เท่านั้นจะได้สัญญาณขาออกของวงจร กรองเป็นคลื่นไซน์ดังเดิมในวงจรกรองลิมิเตอร์และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ประกอบกันเป็นอุปกรณ์ขึ้นเดียวกันจึงไม่สามารถเห็นคลื่นสแควร์



รูปที่ 2.25 ลักษณะของสัญญาณที่ผ่านลิมิเตอร์

### 2.5.4.2 ดิสคริมิเนเตอร์ (Discriminator)

ประกอบด้วยส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรที่แปลงสัญญาณขาออกที่มีขนาดผันแปรตามความถี่ขณะใดขณะหนึ่งของตัวพาหะ ส่วนที่สองเป็นวงจรดีเทกเตอร์ ส่วนนี้ทำหน้าที่ดีมอดูเลเตอร์รูปคลื่นแอมพลิจูดมอดูเลตจากส่วนแรกจากนั้นจะผ่านเข้าไปในวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะได้สัญญาณข่าวสารตามต้องการ รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะสมบัติของเอฟเอ็มดิสคริมิเนเตอร์ ทั้งที่เป็นอุดมคติและไม่ว่าและในทางปฏิบัติ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ลักษณะคุณสมบัติของคิสครีมิเตอร์

จากรูปที่ 2.26 เป็นคุณสมบัติของคิสครีมิเนเตอร์ คือ แรงดันที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับความถี่ที่เข้ามาทางอินพุท โดย  $kd$  คือ ค่าคงที่ของคิสครีมิเนเตอร์ ซึ่งคุณสมบัติแสดงดังรูปที่ 2.26 ถ้าประมาณให้ส่วนของคิสครีมิเนเตอร์เป็นไปตามอุดมคติแล้วสัญญาณที่ผ่านคิฟเฟอร์เรนซิเอเตอร์นี้จะออกมาเป็นสัญญาณการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ( Amplitude Modulation : AM ) แล้ว จากนั้นก็จะผ่านการดีเท็กเตอร์ในแบบ การมอดูเลตทางแอมพลิจูด ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาดังเดิม

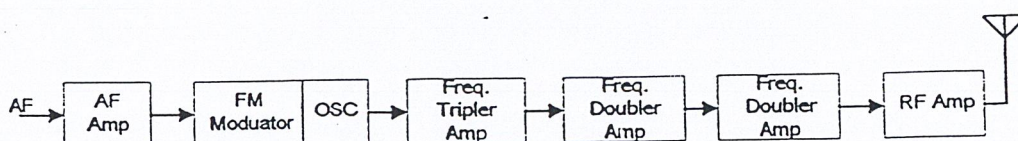
### 2.5.5 ระบบการรับ-ส่ง ของการมอดูเลตทางความถี่

#### 2.5.5.1 ภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่

ภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่จะมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.27 ซึ่งเป็นเครื่องส่งพื้นฐาน โดยจะมีอุปกรณ์วาเร็กเตอร์ ( Varactor ) ซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าความจุตามแรงดันย้อนกลับทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงได้เป็นสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ แล้วผ่านภาคขยาย RF แล้วส่งออกไป



รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่



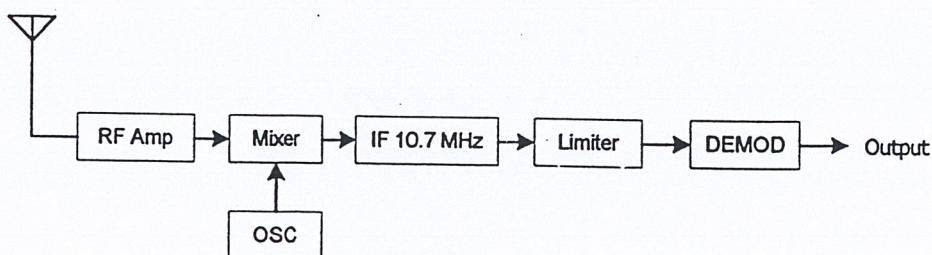
ในรูปที่ 2.28 แสดงการใช้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ และมัลติพลาย (Multiply) หรือคูณความถี่ขึ้นไปเป็น 96 เมกะเฮิร์ตซ์ การคูณความถี่นี้สามารถทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือ ใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ของวงจรรขยายซึ่งทำให้เกิดสัญญาณ ฮาร์โมนิกจำนวนมาก จากนั้นวงจรแทงก์ (tank) ที่เอาท์พุทจะจับเอาเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic) ที่ต้องการไปใช้ประโยชน์ โดยทั่วไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกว่าดับเบิลหรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกว่าทริเปิลหรือ tripler) ในที่นี้เราจะใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 อีก 2 วงจร นั่นคือ  $3 \times 2 \times 2 = 12$  เท่า ฉะนั้นความถี่เอาท์พุทจะเป็น 8 เมกะเฮิร์ตซ์คูณ 12 จะได้ 96 เมกะเฮิร์ตซ์

ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียงของการมอดูเลตทางความถี่เท่ากับ  $\pm 75$  กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นเอาท์พุทจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้นี้ เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลตอย่างไรก็ดี การมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 8.1 เมกะเฮิร์ตซ์ ( $\pm 0.1$  เมกะเฮิร์ตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า พาหะมีความถี่กลางเป็น 96 เมกะเฮิร์ตซ์ และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 97.2 เมกะเฮิร์ตซ์ ( $\pm 1.2$  เมกะเฮิร์ตซ์) ดังนั้นถ้าหากเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น  $\pm 75$  กิโลเฮิร์ตซ์ เอาท์พุท ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ  $\pm 75/12 = 6.25$  กิโลเฮิร์ตซ์

ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบของการมอดูเลตทางความถี่ ก็คือวงจรรขยายกำลัง (Power Amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาซ C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ถึงที่ไม่มีผลทำให้ ข่าวดสารเพี้ยนแม้จะมีการขลิบยอดคสัญญาณข่าวดสารนั้น อยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่เท่านั้น

#### 2.5.5.2 ภาครับของการมอดูเลตทางความถี่

จากรูปที่ 2.29 เป็นภาครับที่ใช้กรรมวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรขยาย RF (RF Amp), มิกเซอร์ (MIXER), วงจรรขยาย IF, วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator), ส่วนคิมมอดูเลตและภาควางขยายเสียง



จากรูปที่ 2.29 สัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศจะป้อนเข้าสู่วงจรขยาย RF เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นแล้วส่งมายังวงจรมิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณจากวงจรขยาย RF กับสัญญาณจากวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์จะทำงานในช่วงที่ไม่มีลิเนียร์ทำให้เกิดผลลัพธ์เป็นสัญญาณความถี่ผลต่างกับสัญญาณความถี่ผลรวมซึ่งตัดทิ้งไป ความถี่ผลต่างจะมีค่าเท่ากับความถี่ IF ซึ่งมีค่า 10.7 MHz โลคอลออสซิลเลเตอร์ ป้อนเข้าสู่วงจรขยาย IF วงจรขยาย IF นี้เป็นวงจรขยายเลือกความถี่ที่มีค่าความถี่ศูนย์กลางคงที่ไม่ว่าเราจะจูนวงจรขยาย RF เพื่อรับสัญญาณความถี่ใดก็ตามสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่เข้าไปผสมที่วงจรมิกเซอร์จะต้องมีค่าพอคิและให้ผลลัพธ์ออกมาที่มีค่าคงที่ซึ่งเท่ากับความถี่ IF = 10.7 MHz เสมอ

สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจากวงจรขยาย IF จะเหมือนกับสัญญาณที่รับได้ที่วงจรขยาย RF ต่างกันแต่ความถี่จะลดลงจากความถี่ RF เป็นความถี่ IF และหลังจากวงจรขยาย IF ก็จะเป็นวงจรลิเนียร์เพื่อจำกัดขนาดของสัญญาณโดยที่ความถี่ยังเท่าเดิม จากนั้นก็จะผ่านไปยังคิมมอดูเลตซึ่งได้อธิบายโดยละเอียดไปแล้วเมื่อผ่านการคิมมอดูเลตแล้วก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับมามีค่าเดิม

## 2.6 RS-232

### 2.6.1 มาตรฐาน RS-232

การเชื่อมต่อแบบอนุกรมนี้มาจากกล่าวได้ว่า เป็นวิธีการเชื่อมต่อสื่อสารทั่วไปของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ไม่ว่าจะมาจากผู้ผลิตรายใดก็ตาม แต่เนื่องจากว่าผู้ผลิตสินค้าทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างก็ออกแบบพอร์ตสื่อสารอนุกรมของตนขึ้นมา ทำให้มีความแตกต่างกันในรายละเอียดของพอร์ตหรือวิธีการในการรับส่งข้อมูล เพื่อให้แน่ใจว่าพอร์ตอนุกรมหนึ่งๆ นั้นสามารถที่จะติดต่อกับพอร์ตอนุกรมอื่นๆ ได้โดยไม่มีปัญหาทางด้านเทคนิค องค์กรอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ของสหรัฐ (EIA) ก็ได้กำหนดมาตรฐานของการเชื่อมต่อและคุณสมบัติของพอร์ตสื่อสารอนุกรมขึ้นมาในปี 1969 มาตรฐานอันหนึ่งที่ได้รับการรับรองโดย EIA แล้ว ก็คือ มาตรฐานที่ 232 แบบ C หรือเป็นที่รู้จักกันในชื่อของ RS-232-C (Regulation Standard No. 232 Type C)

RS-232-C เป็นหนึ่งในมาตรฐานไม่กี่มาตรฐานที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในอุตสาหกรรมการสื่อสารข้อมูล ทำให้ผู้ผลิตโมเด็มขึ้นมาด้วยมาตรฐานเดียวกันที่จะใช้ต่อกับอุปกรณ์ปลายทางอย่างไรก็ตามไม่ได้หมายความว่าโมเด็มนั้นจะใช้มาตรฐานนี้ทุกเครื่อง

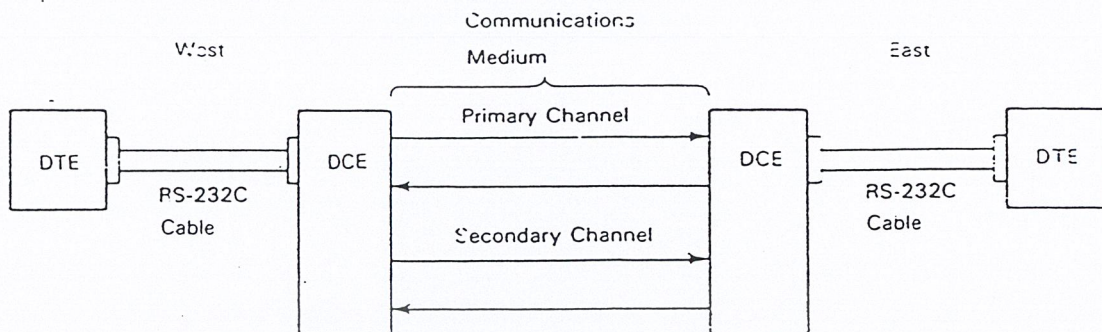
มาตรฐาน RS-232-C นั้นแบ่งการเชื่อมต่อออกเป็นสองลักษณะคือ การต่อกับเทอร์มินัล (DTE : Data Terminal Equipment) และการต่อกับอุปกรณ์สื่อสารข้อมูล (DCE : Data Communication Equipment) ซึ่งในกรณีปกติ DCE จะต้องต่อเข้ากับ DTE เสมอ ยกตัวอย่างเช่นการต่อโมเด็มเข้ากับเครื่อง PC โดยเครื่อง PC จะเป็นอุปกรณ์ DTE และโมเด็มก็จะเป็นอุปกรณ์ DCE

### 2.6.2 แบบจำลองของวงจรการสื่อสารแบบ RS-232-C

ข้อกำหนดตาม RS-232-C นั้นบอกถึงการเดินสายในเคเบิลที่ต่อระหว่าง DTE กับ DCE ตามรูป ที่

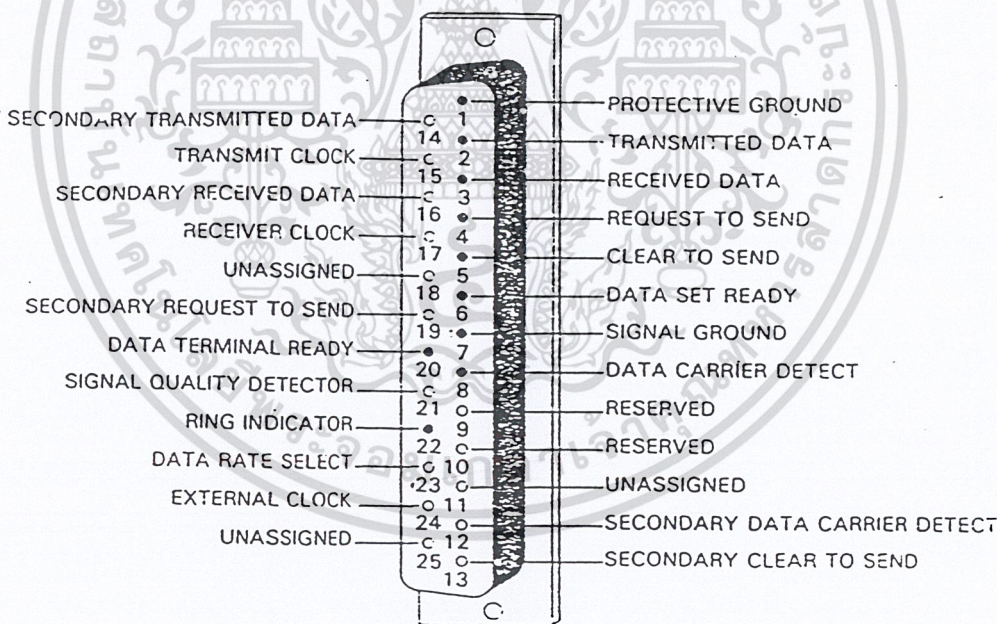
2.30 เป็นเคเบิลที่ต่อกับปลั๊ก 25 ขา ที่เสียบเข้ากับคอนเนคเตอร์ "serial port" ที่หลัง PC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 230 แสดงแบบจำลองของวงจรการสื่อสารที่ใช้ RS-232-C

หรืออุปกรณ์ปลายทางต่างๆปลั๊กนี้มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.31 ประการแรกข้อกำหนดจะกำหนดระดับโวลเตจ และคุณสมบัติทางไฟฟ้าอย่างอื่นของสายในเคเบิล พร้อมทั้งอธิบายหน้าที่ของมัน และเพื่อที่จะให้เข้าใจว่า DTE ควบคุมโมเด็มได้อย่างไร เราจำเป็นต้องเข้าใจแบบจำลอง หรือรูปแสดงแนวความคิดของตัวกลางการสื่อสารที่ใช้ในข้อกำหนด RS-232-C ด้วย รูปแบบจำลองนี้มีแสดงในรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.31 แสดงคอนเนคเตอร์ตัวเมียของ RS-232-C

ตัวกลางการสื่อสาร ประกอบด้วย ช่องสัญญาณหลัก (primary channel) และ ช่องสัญญาณรอง (secondary channel) ช่องสัญญาณนั้นเป็นช่องทาง (pipeline) ที่สัญญาณไหลผ่านเท่านั้น ดังนั้นช่องสัญญาณหลักและช่องสัญญาณรองนั้นอาจจะมีอยู่ในสายคู่เดียวกัน หรือคนละคู่ก็ได้

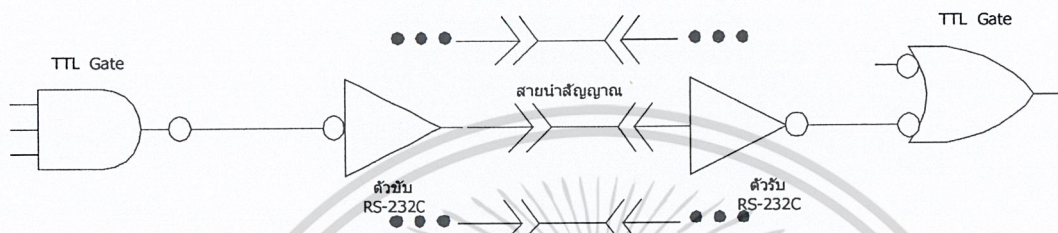
เกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณ ก็คือแนวความคิดเรื่อง คลื่นพาห์ (carrier) คลื่นพาห์คือสัญญาณอนาล็อก ที่ความถี่ที่เหมาะสมที่จะเคลื่อนผ่านตัวกลางการสื่อสาร ได้ ตัวพาห์ เป็นตัวบรรจุทุกข้อมูล ที่เรียกว่า การมอดูเลตข้อมูล เพื่อนำข้อมูลผ่านตัวกลางการสื่อสาร ไปสู่จุดหมายมีวิธีการมอดูเลตหลายวิธี

ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



WIRE FUNCTION	VOLTAGE LEVEL	
	Positive	Negative
Data	SPACE (0)	MARK (1)
Modem Control & Timing	On (asserted)	Off (negated)

ตาราง 2.3 หน้าที่ของสายและความหมายของโวลเตจที่กำหนดให้



รูปที่ 2.33 วงจรอินเทอร์เฟซ RS-232-C

เนื่องจากระดับโวลเตจดังกล่าวไม่พอเหมาะที่จะใช้กับ TTL ดังนั้นอินเทอร์เฟซผู้เคเบิล RS-232-C จึงต้องการวงจรภาคขับและภาครับเป็นพิเศษดังแสดงในรูปที่ 2.33 ภาคขับและภาครับนี้สามารถหาได้ในรูป IC ตามท้องตลาดทั่วไป

RS-232-C นั้นจำกัดค่าความจุไฟฟ้าของสายสัญญาณ (วัดเทียบกับกราวด์) อย่างมากที่สุด คือ 2500 pF สำหรับสายเคเบิลที่มีจำนวนและช่วงว่างระหว่างสายอย่างสามัญทั่วไป สายยาวประมาณ 50 ฟุต จะมีค่าความจุไฟฟ้าประมาณนั้น ดังนั้นถ้าไม่ใช่สายชนิดพิเศษแล้ว ระยะห่างมากที่สุดระหว่าง DTE และ DCE คือ 50 ฟุต หรือประมาณ 15 เมตร

#### 2.6.4 ขาขั้วต่อ RS-232-C และหน้าที่

ตาราง 2.4 แสดงรายการขาขั้วต่อของ RS-232-C และชื่อสัญญาณที่ใช้ร่วมกับขาขั้วต่อนั้นคอลัมน์ขวามือสุดเป็นชื่อย่อที่ใช้เรียกขานนั้นๆ โดยจะจัดอธิบายเป็นกลุ่มตามประเภทของสัญญาณและหน้าที่ของมันโดยย่อ

ขาที่ 1 และขาที่ 7 เป็นขากราวด์ โดยขาที่ 1 เป็นกราวด์ของเครื่องเพื่อวัตถุประสงค์หลักในการป้องกันสัญญาณรบกวนโดยรอบ และลดการสอดแทรกของสัญญาณอื่นจะเกิดมีขึ้นได้ ขาที่ 7 เป็นขากราวด์ซึ่งใช้เพื่อต่อให้เกิดเส้นทางหรือจุดอ้างอิงร่วมกันของสัญญาณทุกชนิด ไม่ว่าจะ เป็นข้อมูลสัญญาณนาฬิกา หรือสัญญาณควบคุมต่างๆขา 7 นั้นจำเป็นต้องต่อระหว่าง DTE และ DCE เพื่อให้เครื่องทำงานร่วมกันได้อย่างถูกต้อง การต่อกราวด์ขา 7 นี้ ควรระวังเรื่องความต่างศักย์อันเนื่องมาจากความต้านทานของสายด้วย ถ้ากราวด์ไม่มีมันก็จะ เป็นสาเหตุทำให้การรับข้อมูลมาตีความไม่ถูกต้องได้

ขาที่ 2 และขาที่ 3 เป็นขาลำหรับส่งและรับข้อมูลตามลำดับ คำว่าส่งหรือรับในที่นี้ให้ยึดเอาตัว CPU หรือ DTE เป็นหลักกว่าเป็นผู้ส่งหรือผู้รับ ตามเกณฑ์ของ RS-232-C DTEจะส่งข้อมูลออกมาที่ขา 2 และรับข้อมูลจากขา 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาที่ 4 และ 5 คือขา RTS และ CTS สัญญาณบนขา 4 นั้น DTE ใช้แสดงต่อ DCE เมื่อประสงค์จะส่งข้อมูล สัญญาณ RTS นี้อาจใช้เพื่อเปิดเครื่องโมเด็ม DTE จะไม่ส่งข้อมูลจนกระทั่งได้รับสัญญาณ CTS บนขา 5 จาก DCE ซึ่ง CTS เป็นสัญญาณตอบรับ DCE ว่าตัว DCE นั้นพร้อมในการสื่อสารแล้ว ในกรณีที่ DCE มีความพร้อม และเตรียมคลื่นพาห์ที่จะใช้ในการส่งข้อมูลอยู่แล้วไม่มีความจำเป็นจะต้องหน่วงเวลาระหว่าง RTS และ CTS

ขาที่ 6 และ 20 เป็นขา DSR และ DTR สัญญาณ DSR นั้น DCE ใช้แจ้ง DTE ให้รู้ว่าโมเด็มได้เปิดเครื่องรออยู่แล้ว และก็ได้ปฏิบัติตัวอยู่ในโหมดทดลอง (test mode) กล่าวคือ ชุดสื่อสาร (communication set) นั้นเตรียมพร้อมอยู่แล้ว สัญญาณ DTR นั้นใช้เพื่อ DTE แจ้ง DCE ในการพร้อมที่จะตอบรับการสื่อสารที่จะมีผ่านโมเด็มเข้ามาแล้ว

ขาที่ 8 เป็นขาที่ใช้ในการตรวจจับการรับสัญญาณจากสาย บางครั้งอาจเรียกว่า data carrier detect แทนคำว่า carrier detect ที่ใช้ในตาราง 2.2 modem จะทำการยืนยันด้วยสัญญาณ CAR-DET ในเมื่อมันได้รับสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีระดับพอเพียงกับเกณฑ์ ที่กำหนดไว้ในการรับส่งข้อมูล DTE ส่วนใหญ่ต้องการสัญญาณนี้ ก่อนที่จะมีการยอมส่งหรือรับข้อมูล และด้วยเหตุนี้เอง ในการส่งข้อมูลที่ไม่ผ่านโมเด็ม (การส่งข้อมูลโดยตรงระหว่าง DTE ต่อ DTE) ขาที่ 8 นั้นปกติจะถูกต่อโดยตรงกับขาที่ 20

ขาที่ 22 เป็นขา RI(Ring Indicator) สัญญาณนี้เป็นสัญญาณที่ DCE บอก DTE ว่า มีการเรียกโทรศัพท์เข้ามาตามสายปกติ โมเด็มจะถูกออกแบบให้เสมือนต่อโดยตรงอยู่กับสายโทรศัพท์ในกรณีที่โมเด็มเป็นแบบตอบรับอัตโนมัติ โมเด็มจะมีความสามารถในการตรวจรับ สัญญาณเรียกเข้ามาทางโทรศัพท์ได้ และจะส่งสัญญาณ RI ตู DTE ในขณะที่มีสัญญาณเรียก (ringing tone) เข้ามา และโมเด็มจะทำการตอบรับโดยการจัดวงจรเสมือนมีการยกหูโทรศัพท์รับ เมื่อได้คำสั่งจาก DTE ซึ่งปกติ DTE จะสั่งให้โมเด็มตอบรับการสื่อสารนั้น โดยใช้สัญญาณ DTR ส่งผ่านขาที่ 20

ปกติสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์เล็กๆ ตามท้องตลาด มักจะเกี่ยวข้องอยู่กับขาขั้วต่อ 10ขา ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นสำคัญ ขาอื่นๆนั้นจะมีความสำคัญรองลงไป

ขาที่ 15 ,17,21 และ 24 นั้นจะใช้เมื่อโมเด็มทำงานส่งแบบซิงโครนัส เพราะโมเด็มทางด้านส่งจะต้องส่งข้อมูลบางอย่าง(0 หรือ 1) ที่แต่ละช่วงเวลาบิต (bit time) โมเด็มจะควบคุมจังหวะสัญญาณนาฬิกาจาก DTE และในทำนองเดียวกัน โมเด็มที่ทำหน้าที่รับก็จะต้องส่งบิตข้อมูลและจังหวะสัญญาณนาฬิกาที่ร่วมมาด้วยกันออกมาด้วย ขาที่ 15 และขาที่ 17 จะใช้สนองความต้องการเหล่านี้ และกรณีที่สัญญาณควบคุมไม่ได้เกิดจากโมเด็มทางด้านเครื่องส่ง เช่นในกรณีที่มีการมัลติเพล็กซ์รวมสถานีอื่น จะใช้การควบคุมผ่านขาที่24 และสำหรับขาที่ 24 และสำหรับขาที่ 21 นั้น จะใช้เพื่อแสดงว่าคลื่นพาห์เข้ามานั้นมีคุณสมบัติเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ก่อนแล้ว

ขาที่ 23 ใช้เพื่อส่งสัญญาณเลือกอัตราการส่งสัญญาณข้อมูล ในกรณีที่โมเด็มเป็นแบบชนิดสามารถเปลี่ยนอัตราส่งข้อมูลได้ จะใช้ขาที่ 23 นี้เป็นตัวคอยควบคุม อัตราการส่งข้อมูลที่ใช้ปรับโมเด็มทางด้านส่งจะเป็นตัวเลือกอัตราการส่งข้อมูลนี้ และจะแจ้งให้ทั้ง DTE ด้านส่ง และโมเด็มด้านรับให้บอก DTE ด้านรับอีกต่อหนึ่ง

ขาที่ 12,13,14,16 และ 19 เป็นขาสัญญาณที่ใช้กับช่องสัญญาณรอง โมเด็มบางเครื่องจะมีช่องสัญญาณใช้สองช่องคือ ช่องสัญญาณหลักและช่องสัญญาณรอง ขาสัญญาณทั้ง 5 ของช่องสัญญาณรองนั้น มีหน้าที่เหมือนกับหน้าที่ทางช่องสัญญาณหลัก ต่างกันแต่ว่าอัตราการส่งสัญญาณทางช่องสัญญาณรองนั้น ปกติมักจะช้ากว่าอัตราการส่งของช่องสัญญาณหลัก และช่องสัญญาณรองนั้นจะมีทิศทางการส่งสัญญาณสวนกันกับทิศทางของช่องสัญญาณหลัก เกี่ยวกับช่องสัญญาณรองนี้จะมีกล่าวถึงต่อไป

ลักษณะของข้อมูลที่ส่งผ่านอินเทอร์เฟซ RS-232-C นั้น เป็นการส่งแบบลำดับ อาจจะเป็นแบบอะซิงโครนัส หรือแบบซิงโครนัสก็ได้ ขึ้นอยู่กับ DTE

Pin	Signal Name	Direction		Abbreviation
		DTE	DCE	
1	PROTECTIVE (FRAME) GROUND			
2	TRANSMIT DATA	→		XMT
3	RECEIVE DATA		←	RCV
4	REQUEST TO SEND	→		RTS
5	CLEAR TO SEND		←	CTS
6	DATA SET READY	→		DSR
7	SIGNAL GROUND (COMMON RETURN)			GRD
8	CARRIER DETECT		←	CAR_DET
9	-			
10	-			
11	-			
12	SECONDARY CARRIER DETECT		←	SEC_CAR_DET
13	SECONDARY CLEAR TO SEND		←	SEC_CTS
14	SECONDARY TRANSMIT DATA	→		SEC_XMT
15	TRANSMIT CLOCK (DCE SOURCE)		←	XMT_CLK
16	SECONDARY RECEIVE DATA		←	SEC_RCV
17	RECEIVE CLOCK		←	RCV_CLK
18	-			
19	SECONDARY REQUEST TO SEND	→		SEC_RTS
20	DATA TERMINAL READY		←	DTR
21	SIGNAL QUALITY DETECTOR		←	SQD
22	RING INDICATOR		←	RI
23	DATA RATE SELECTOR	→		DR_SEL
24	TRANSMIT CLOCK (DTE SOURCE)	→		XMT_CLK
25	-			

ตารางที่ 2.4 การกำหนดขาของขั้ว RS-232-C

### บทที่ 3

#### การออกแบบวงจร

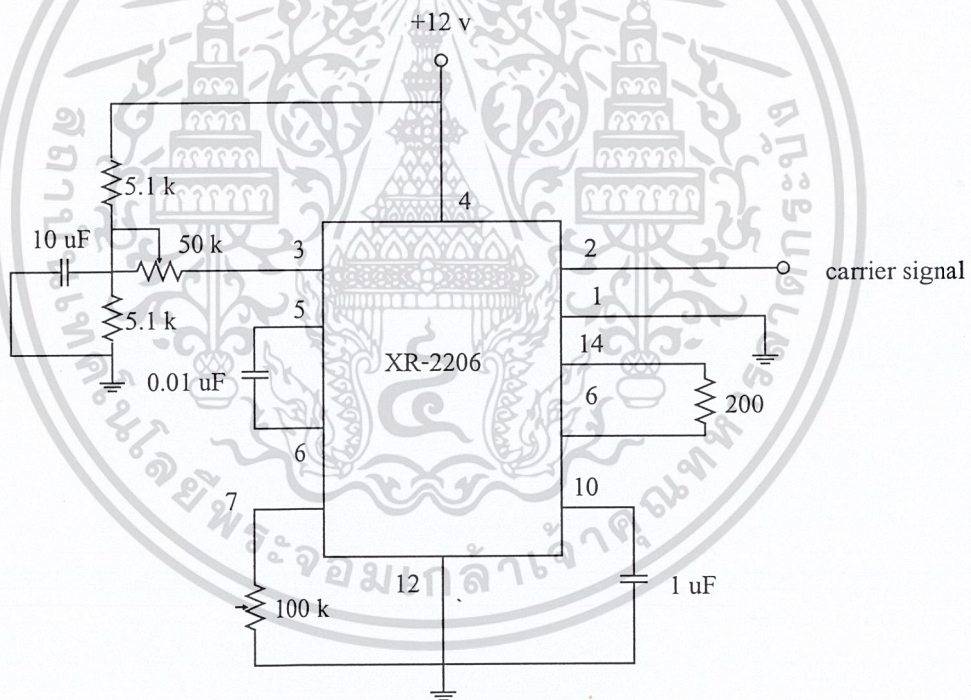
#### ภาคส่ง

#### 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณคลื่นพาห้จะใช้ไอซีเบอร์ XR-2206 ในการสร้างสัญญาณโดยใช้สมการดังนี้

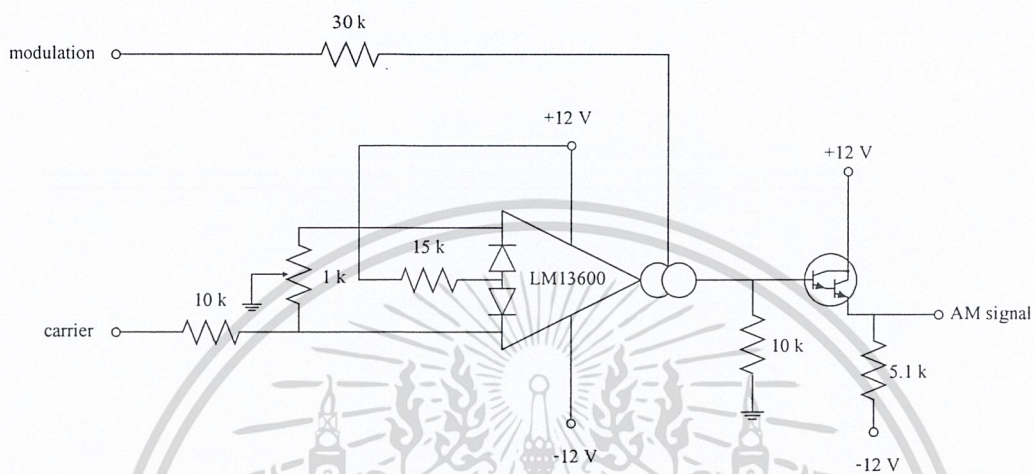
$$f = \frac{1}{RC}$$

เนื่องจากว่าต้องการใช้สัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จากสมการจะทำการตั้งค่าตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขา 5 และขา 6 ให้คงที่เป็น 0.01 ไมโครฟารัดแล้ว จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

### 3.2 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์

วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ดังรูปที่ 3.2 ใช้คุณสมบัติของไอซี LM13600 ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (Modulation Index) สามารถกำหนดได้โดย

$$\mu = \frac{A_m}{A_c}$$

เมื่อ  $\mu$  = ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์

$A_m$  = แอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร

$A_c$  = แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห้

จะเห็นได้ว่า เราสามารถที่จะเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า  $A_c$  และ  $A_m$  แต่ในที่นี้จะให้ค่า  $A_c$  คงที่และเปลี่ยนแปลงค่า  $A_m$  เพื่อให้ได้ค่าตามต้องการ

### 3.3 วงจรเอฟเอสเค (FSK Generator)

ในการออกแบบได้นำเอาไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นโมโนลิธิคฟังก์ชัน เจเนอเรเตอร์ (Monolithic Generator) กำเนิดรูปคลื่นเอาต์พุตได้ทั้งคลื่นซายน์, คลื่นรูปสี่เหลี่ยม หรือแรมป์ (Ramp) โดยมีย่านความถี่ตั้ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ 0.01 เฮิร์ตซ์ ถึง 1.0 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในกรณีนี้เราจะใช้ XR-2206 ในการกำเนิดคลื่นรูปซายน์ ในลักษณะเอฟเอสเค (FSK Generator) โดยใช้โทรมิ่งรีซีตเตอร์ R1 และ R2 ที่ต่อระหว่างขา 7 และขา 8 กับกราวด์ ตามลำดับ

โดยที่สัญญาณคิวิตอล(หรือ Keying Signal ) ที่ป้อนเข้ามายังขา 9 ของไอซีเป็นตัวกำเนิดสัญญาณทางเอาท์พุต(ขา2) ถ้าขา 9 อยู่ในสภาวะวงจรเปิดหรือมี  $V_{in}$  มากกว่าหรือเท่ากับ 2 V แล้ว R1 จะเป็นตัวกำหนด timing ร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมระหว่างขา 5 และขา 6 (หรือในทำนองกลับกัน ถ้าขา 9 มี  $V_{in}$  น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 V แล้ว R2 จะเป็นตัวกำหนด timing ร่วมกับตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 และขา 6 เช่นเดียวกัน) จึงทำให้ความถี่เอาท์พุตจะอยู่ในช่วงระหว่าง  $f_m$  และ  $f_s$  โดยทั้ง  $f_m$  และ  $f_s$  จะอิสระต่อกันและสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการเลือกค่า R1 และ R2 ตามสมการข้างล่าง

$$f_m = \frac{1}{R_1 C}$$

$$f_s = \frac{1}{R_2 C}$$

ตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 และขา 6 จะอยู่ในช่วง 1,000 พิโคฟารัด (pF) ถึง 100 ไมโครฟารัด ตัวต้านทาน R1 และ R2 จะอยู่ในช่วง 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์

ในการออกแบบด้านส่งนั้นเราจำเป็นต้องกำหนดค่า  $f_m$  และ  $f_s$  ก่อน ซึ่งจะกำหนดเองก็ได้ แต่ในทางปฏิบัติแล้วบางครั้งการกำหนด  $f_m$  และ  $f_s$  เองนั้นมักจะเป็นปัญหาในเรื่องความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic) และการกำหนด  $f_m$  และ  $f_s$  นั้นจะเกี่ยวข้องไปถึง บอร์ดเรท ในการรับส่งด้วย ดังนั้น จึงมีการกำหนด  $f_m$  และ  $f_s$  ซึ่งเรียกว่า เอฟเอสเคแบนด์ และจะแตกต่างกันตามบอร์ดเรทดังตารางที่ 3.1

75 บอร์ด	$f_m = 1110$ เฮิร์ตซ์ $f_s = 1170$ เฮิร์ตซ์
300 บอร์ด	$f_m = 1070$ เฮิร์ตซ์ $f_s = 1270$ เฮิร์ตซ์
1200 บอร์ด	$f_m = 1200$ เฮิร์ตซ์ $f_s = 2200$ เฮิร์ตซ์

ตารางที่ 3.1 เอฟเอสเคแบนด์

จากตารางเอฟเอสเคแบนด์ ที่ความเร็วของการรับส่ง 1200 บอร์ด จะได้  $f_m = 1200$  Hz และ  $f_s = 2200$  Hz เมื่อทราบค่า  $f_m$  และ  $f_s$  ก็สามารถหาค่าความต้านทาน R1 และ R2 ได้โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุระหว่างขา 4 กับขา 5 เป็น 0.01 ไมโครฟารัด ซึ่งยังอยู่ในช่วงที่กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

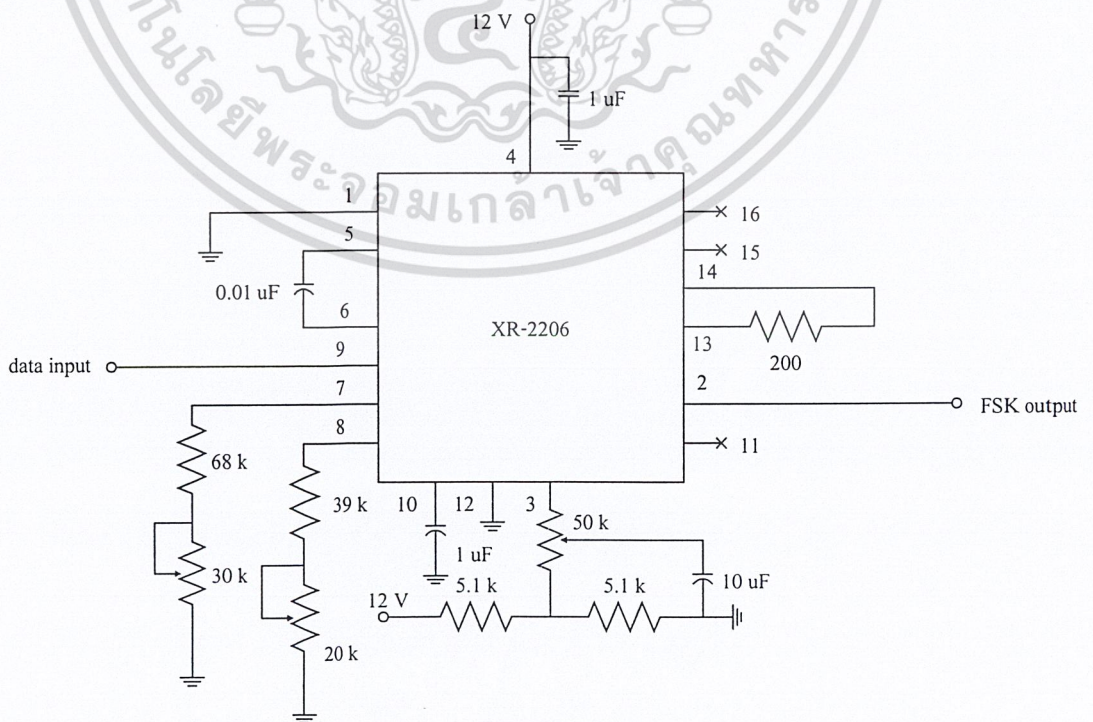
จากสมการ  $f_m = \frac{1}{R_1 C}$

จะได้  $R_1 = \frac{1}{f_m C}$   
 $= \frac{1}{(1200)(0.01 \times 10^{-6})}$   
 $= 83.3 \text{ กิโลโอห์ม}$

เนื่องจากเราต้องสามารถปรับความถี่ได้อย่างอิสระ ดังนั้น จึงใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ 30 กิโลโอห์ม ต่ออนุกรมกับค่าความต้านทาน 68 กิโลโอห์ม ระหว่างขา 7 กับกราวด์ และสามารถหา R2 ได้จากสมการเดียวกันคือ

จะได้  $R_2 = \frac{1}{f_s C}$   
 $= 45.45 \text{ กิโลโอห์ม}$

ซึ่งจะใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ 20 กิโลโอห์ม อนุกรมกับค่าความต้านทาน 39 กิโลโอห์ม ต่อระหว่างขา 8 กับกราวด์ จะได้วงจรดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์

3.3.1 การปรับแต่งระดับเอาต์พุต ไฟตรง

ระดับแรงดันไฟตรงที่ขาเอาต์พุต (ขา 2) จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับแรงดันไบอัสที่ขา 3 จากวงจรจะเห็นว่าแรงดันที่ขา 3 จะได้จากการแบ่งแรงดันระหว่างค่าความต้านทาน 5.1 กิโลโอห์ม สองตัวกับแรงดันไฟเลี้ยงประมาณ 6 โวลต์ เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงในวงจรเป็น +12 โวลต์ และสามารถปรับโดยโพเทนซิโอมิเตอร์ 50 กิโลโอห์มที่ต่ออนุกรมกับขา 3 ดังนั้นการปรับที่ขา 3 ก็เป็นการปรับระดับของสัญญาณเอาต์พุตขา 2 ให้อยู่ในระดับที่ต้องการส่ง

3.3.2 การปรับการบิดเบี้ยวรูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุต

ตัวความต้านทานที่ต่อระหว่างขา 13 กับขา 14 มีไว้สำหรับปรับแต่งรูปคลื่นเพื่อปรับการบิดเบี้ยวของรูปร่างสัญญาณ อันเนื่องมาจากความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก โดยการต่อค่าความต้านทานเข้าไประหว่างขา 13 และขา 14 ซึ่งจากคู่มือ XR-2206 แนะนำให้ใช้ค่า 200 โอห์ม โดยไม่ต้องมีการปรับแต่งแต่อย่างใด

3.2.3 การพิจารณาค่าแบนด์วิดท์

ในการหาค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดจำเป็นต้องรู้ค่า  $f_m$ ,  $f_s$  และ บิทเรท ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ความเร็ว 1200 บอร์ด เราทำได้ดังนี้

จาก 
$$MI = \frac{\Delta F}{Fa}$$

เมื่อ 
$$\Delta F = |f_m - f_s|$$

$$= |1200 - 2200|$$

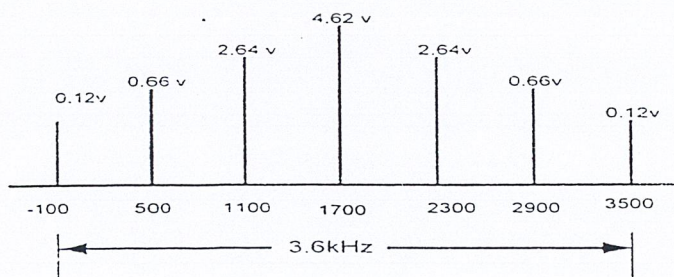
$$= 1000 \text{ Hz}$$

$Fa =$  บิทเรท (สำหรับสัญญาณ 2 ระดับ บิทเรท = บอร์ดเรท)

$$= 1200 \text{ bit/sec}$$

ดังนั้น 
$$MI = 1000/12000$$

$$= 0.83$$

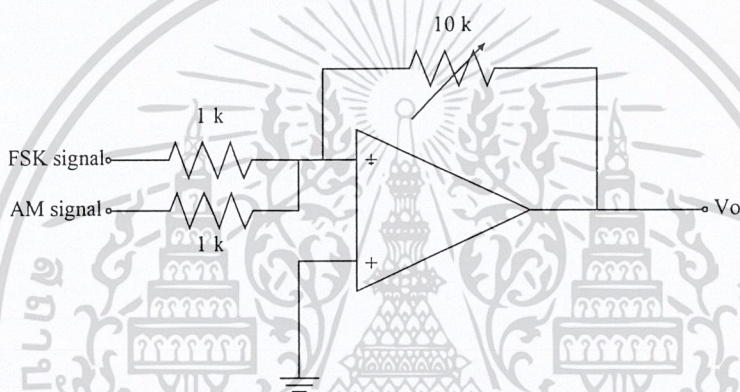


จากตารางเบสเซลฟังก์ชันนั้นค่า  $MI = 0.83$  ไม่มี จึงประมาณเป็น 1.0 ซึ่งจะได้ความถี่ไซด์แบนด์ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละช่วงจะห่างกันเท่ากับ บิทเรท/2 คือ 600 เฮิรตซ์ ซึ่งสเปกตรัมความถี่เอาต์พุตจะได้  $F_n = 3600$  เฮิรตซ์ และมีลักษณะดังรูปที่ 3.4

จะเห็นว่าด้านไซด์แบนด์ด้านต่ำค่าความถี่ที่ติดลบเป็นไปไม่ได้แต่เกิดขึ้น เพราะเราประมาณค่า  $MI$  เป็น 1.0 จะได้แบนด์วิดท์ประมาณ 3 เท่าของบอร์คเรทแต่จริง ๆ แล้ว  $MI$  เป็น 0.83 ดังนั้นแบนด์วิดท์จริง ๆ จึงไม่ถึง 3 เท่าของบอร์คเรท ซึ่งก็จะมีค่าความถี่  $-100$  เฮิรตซ์ ปรากฏแต่อย่างใด

### 3.4 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณใช้ในการรวมสัญญาณเอพอสเค และสัญญาณเอเอ็มทางภาคส่งก่อนที่จะส่งไปยังภาครับ ซึ่งจะใช้ ไอซีเบอร์ LF 351 ต่อเป็นวงจรรวมสัญญาณดังรูปที่ 3.5

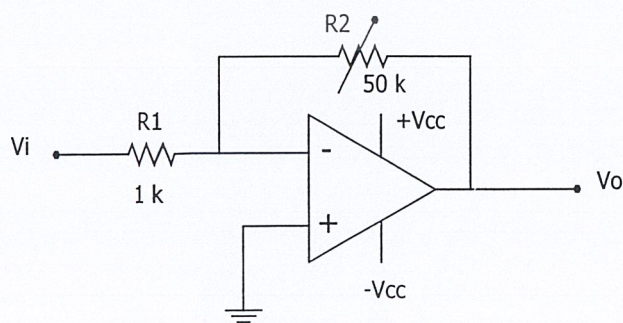


รูปที่ 3.5 วงจรรวมสัญญาณ

### 3.5 วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน

ออกแบบเป็นวงจรอินเวอร์สแอมพลิไฟเออร์ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับจากไมโครโฟนให้มีกำลังมากขึ้น ก่อนที่จะถูกส่งไปยังวงจรอื่น ๆ โดยใช้ไอซีเบอร์ LF 351 ต่อเป็นวงจขยายอย่างง่ายดังรูปที่ 3.13 ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายได้จาก

$$A = V_o/V_i = -R_2/R_1$$



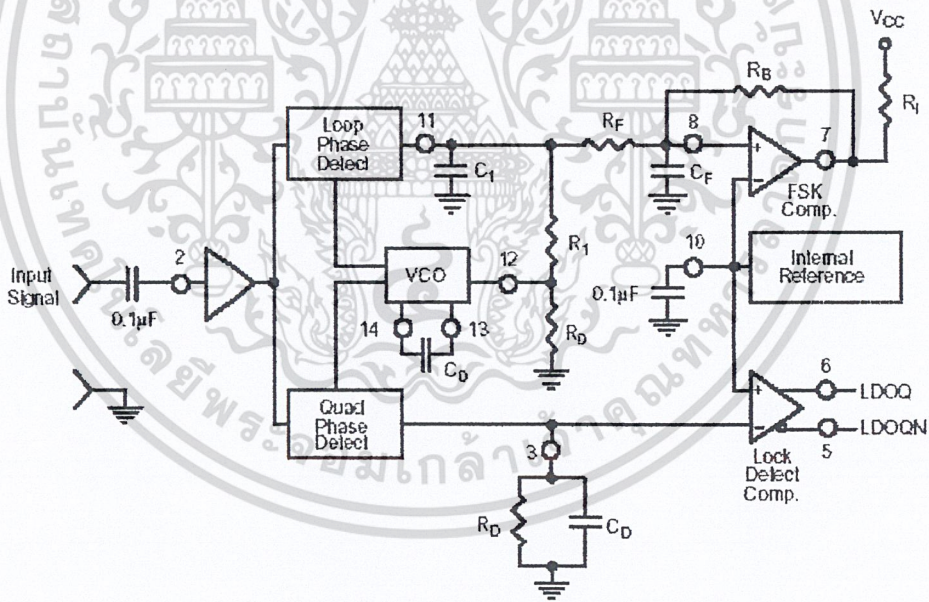
**ภาครับ**

**3.6 วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)**

วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์ จะออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ XR-2211 ซึ่งเป็นโมโนลิธิคเฟสล็อกคูลิป โดยมีย่านความถี่ในการใช้งานตั้งแต่ 0.01 เฮิร์ตซ์ จนถึง 300 เฮิร์ตซ์

โครงสร้างภายในของXR-2211 เมื่อประยุกต์วงจรเป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์จะเป็นดังรูปที่ 3.7 ส่วนประกอบหลักของ PLL ใน XR-2211 ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

1. วงจรขยายสัญญาณอินพุต (Signal Pre-Amp) มีหน้าที่จำกัดขนาดของสัญญาณอินพุต ให้อยู่ในค่าประมาณ 2 mV RMS และขยายสัญญาณ
2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO:Voltage Control Oscillator) มีเฟสดีเท็กเตอร์เป็นภาคแรก โดยเอาท์พุทจะได้เป็นเอาท์พุทจะเป็นความถี่ผลบวก (Sum frequency) และความถี่ผลต่าง (Difference frequency) คือ 2f และ 0 Hz ตามลำดับ เมื่อเฟสดีเท็กเตอร์ (Phase Detector) อยู่ในสถานะความถี่ผลบวก (Sum frequency) ก็จะได้แรงดันไฟตรงที่สอดคล้อง (DC Error Voltage) ออกไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์ (VCO) เพื่อควบคุมการผลิต



รูปที่ 3.7 โครงสร้างภายในของวงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์

ความถี่ออกมาค่าหนึ่ง ในภาวะปกติความถี่ฟรีรันนิ่ง (f0) จะถูกกำหนด โดยความต้านทาน R0 และคาปาซิเตอร์ C0 โดยจับผ่านความต้านทาน R1 ซึ่งสามารถหา f0 ได้จาก

$$f0 = 1/(R0C0)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.8 อุปกรณ์ภายนอกคือ

- R0C0 จะกำหนดความถี่ฟรีรันนิ่ง (free running frequency) หรือความถี่กึ่งกลาง(Centre frequency : f0) ของเฟสล็อกคูลิป
- R1 จะกำหนดเบนดริฟท์

- $C_1$  กำหนดค่าแอมป์ปิ้งแฟคเตอร์ (Damping factor) หรือฟิลเตอร์ไทม์คอนสแตนท์ (filter time constant)
- $C_F$  และ  $R_F$  สำหรับกำหนดสัญญาณเอฟเอสเคเอท์พุต (Data FSK output)
- ค่าความต้านทาน  $R_B$  (510 กิโลโอห์ม) ระหว่างขา 7 และขา 8 เป็นตัวป้อนกลับทางบวกเพื่อให้ค่าเวลาการเปลี่ยนแปลง (Transision Time) ของเอาท์พุตเอฟเอสเค เร็วขึ้น ดังนั้น การออกแบบวงจรจะต้องหาค่าอุปกรณ์ภายนอกที่จะนำมาต่อดังนี้ คือ

1. กำหนดค่าความถี่กึ่งกลาง (Centre frequency :  $f_0$ ) ของเฟสล็อกคูลูป (PLL) จาก
 
$$f_0 = (f_m + f_s)/2$$
2. เลือกไทม์มิงรีซิสเตอร์ (Timing Resistor :  $R_0$ ) ซึ่งจะต้องอยู่ในช่วง 10 กิโลโอห์ม ถึง 100 กิโลโอห์ม
3. หาค่า  $C_0$  จาก

$$C_0 = 1/(f_0 R_0)$$

4. หาค่า  $R_1$  เพื่อตั้งเบนควิคล์ จาก

$$R_1 = (R_0 f_0) / \Delta f$$

$$\text{เมื่อ } \Delta f = |f_s - f_m|$$

5. หาค่า  $C_1$  เพื่อตั้งแอมป์ปิ้งแฟคเตอร์ (Damping factor) จาก

$$\text{Damping factor} = \frac{1}{4} \sqrt{C_0 C_1}$$

โดยทั่วไปค่านี้จะกำหนดให้เท่ากับ 0.5 ดังนั้นจะได้

$$C_1 = C_0/4$$

6. หาค่า  $C_F$  เมื่อ  $R_F = 100$  กิโลโอห์ม,  $R_B = 510$  กิโลโอห์ม จะหา  $C_F$  ได้จาก

$$C_F = 3 / \text{บอดเรท} \quad (\text{หน่วยเป็น ไมโครฟารัด})$$

ค่าอุปกรณ์ทุกตัวจะต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานทั่ว ๆ ไป ยกเว้น  $R_0$  ซึ่งต่ออนุกรมกับ  $R_x$  เพื่อทำหน้าที่จูนให้ได้ค่าที่เหมาะสม

จากการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณเอฟเอสเคมาแล้ว ณ ความเร็ว 1200 บอร์ด เราก็สามารถเอาข้อมูลต่าง ๆ มาออกแบบ

วงจรเอฟเอสเคคิมมอดูเลเตอร์ตามรายละเอียดที่กล่าวไว้ข้างต้นได้ดังนี้

1. หา  $f_0$  จาก

$$\begin{aligned} f_0 &= (1200 + 2200) / 2 \\ &= 1700 \text{ เฮิรตซ์} \end{aligned}$$

2. กำหนด  $R_0$  ให้เป็น 20 กิโลโอห์ม ใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ 5 กิโลโอห์ม อนุกรมกับ 18 กิโลโอห์ม

3. หาค่า  $C_0$  :

$$C_0 = 1 / (f_0 R_0)$$

$$= 1 / (1700 * 20,000)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0.029 \text{ ไมโครฟารัด}$$

แต่ในวงจรที่ใช้ทดลองจะใช้ค่า 0.027 ไมโครฟารัด

4. หาค่า R1 ;

$$\begin{aligned} R1 &= (R0f) / \Delta f \\ &= (20,000 * 1700) / 1000 \\ &= 34 \text{ กิโลโอห์ม} \end{aligned}$$

แต่ในวงจรที่ใช้ทดลองจะใช้ค่า 30 กิโลโอห์ม

5. หา C1 ;

$$\begin{aligned} C1 &= C0 / 4 \\ &= 0.027 / 4 \\ &= 0.00675 \text{ ไมโครฟารัด} \end{aligned}$$

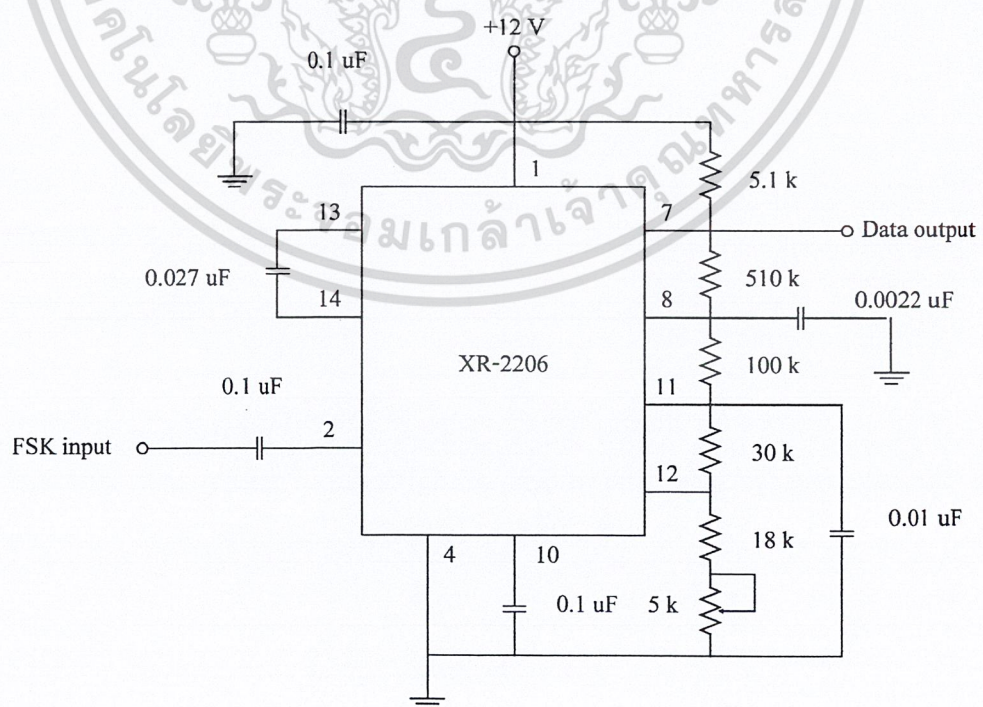
แต่วงจรที่ใช้ทดลองจะใช้ค่า 0.01 ไมโครฟารัด

6. หา  $C_F$  ;

$$\begin{aligned} C_F &= 3 / \text{บอดเรท} \\ &= 3 / 1200 \\ &= 0.0025 \text{ ไมโครฟารัด} \end{aligned}$$

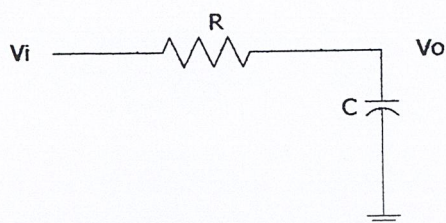
แต่วงจรที่ใช้ทดลองจะใช้ค่า 0.0022 ไมโครฟารัด

จากค่าต่างๆ ที่ได้ออกแบบเหล่านี้จะได้วงจรเฮฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์ที่ใช้ในการทดลองตามรูปที่ 3.8



### 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ ซึ่งใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในลักษณะดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

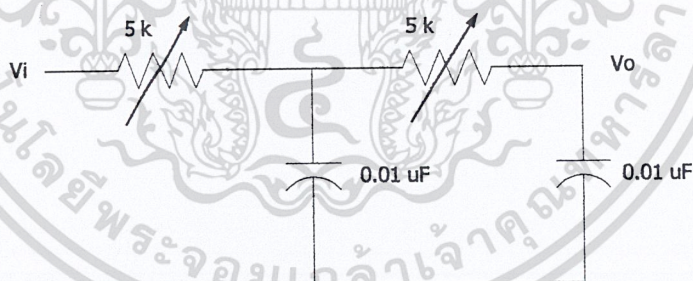
ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 5 kHz โดยคำนวณหาค่า R และ C ได้จาก

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

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

$$RC = 0.318 \times 10^{-4}$$

เลือกค่า  $C = 0.01 \mu\text{F}$  และใช้ค่า R ปรับค่าได้ โดยออกแบบให้เป็น order 2 ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 kHz ที่ใช้ในวงจร

### 3.8 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ความถี่คัทออฟ 100 kHz โดยใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ต่อเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่านประกอบกัน โดยคำนวณค่า R และ C ได้จาก

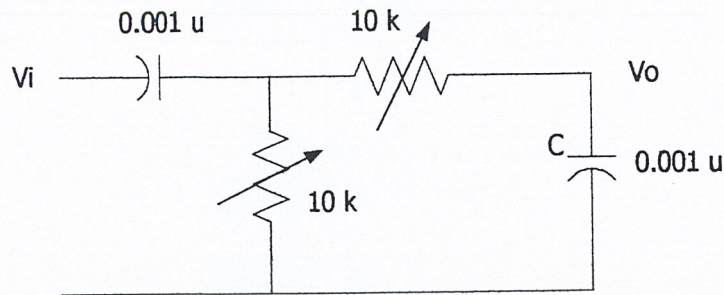
$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

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

$$RC = 0.159 \times 10^{-5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกค่า  $C = 0.001 \mu\text{F}$  และใช้ค่า  $R$  ปรับค่าได้ โดยออกแบบวงจร ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 100 kHz ที่ใช้ในวงจร

### 3.9 วงจรเอเอ็ม ดิมอดูเลเตอร์ (AM demodulator)

ในการดิมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มนั้น เราจะใช้วิธีการตีเทกต์กรอบสัญญาณ (envelope detection) ซึ่งจะต้องทำการเลือกค่า  $RC$  ที่เหมาะสมที่จะทำให้เกิดการกระเพื่อมบนเอาท์พุทของวงจรมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องคำนึงถึง โดยการเลือกค่า  $RC$  ที่เหมาะสมนั้นจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m}$$

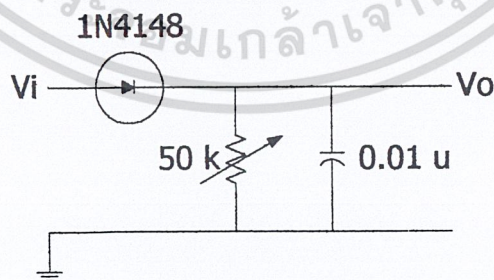
เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพาห์

$f_m$  คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร

สำหรับในโครงงานนี้จะใช้คลื่นพาห์ความถี่ 100 kHz ซึ่งความถี่เสียงมนุษย์ที่สามารถได้ยินได้นั้นจะอยู่ในช่วง 300 – 3400 Hz ดังนั้นค่าของ  $RC$  จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง

$$10^{-5} \ll RC \ll 277.78$$

ดังนั้นจึงเลือกค่า  $C = 0.01$  ไมโครฟารัด และ ใช้  $R$  ปรับค่าได้ ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรเอเอ็ม ดิมอดูเลเตอร์

### 3.10 วงจรแปลงระดับแรงดัน

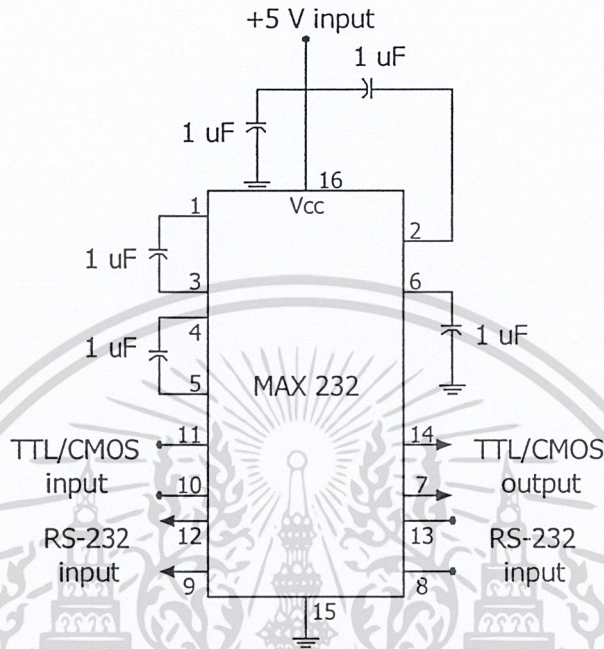
สำหรับในโครงงานนี้ ได้ใช้ไอซีเบอร์ MAX232 ทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดันตามมาตรฐาน RS-232

ซึ่งใช้อยู่ในคอมพิวเตอร์ทั่วไป ให้เป็นระดับแรงดันขนาด 0 โวลต์ และ 5 โวลต์ นอกจากนี้ยังทำหน้าที่เปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

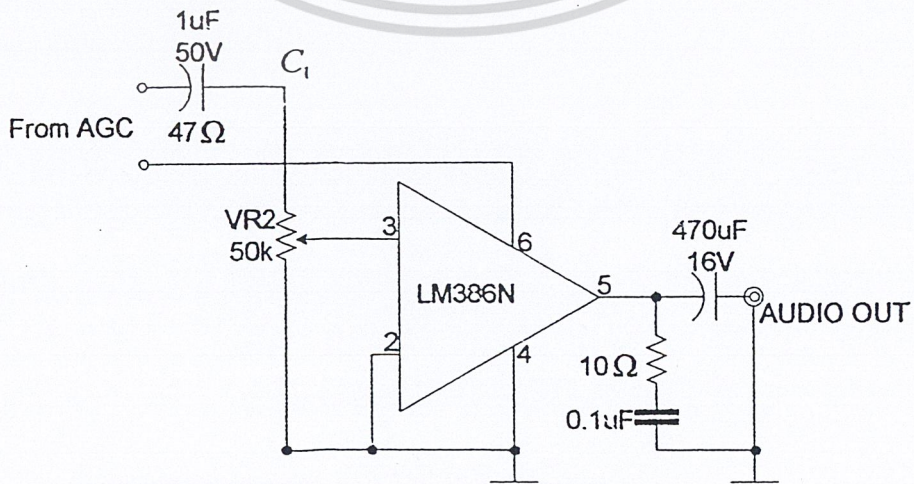
ระดับแรงดันขนาด 0 โวลต์ และ 5 โวลต์ ให้เป็นระดับแรงดันที่ใช้ในคอมพิวเตอร์ด้วย โดยทำการต่อกับค่าตัวเก็บประจุ 1 uF ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรแปลงระดับแรงดัน

3.11 วงจรขยายสัญญาณเสียงในภากรับ

ในภากรับเมื่อทำการแยกสัญญาณเสียงที่ส่งมาจากคลื่นพาห์และสัญญาณรบกวนแล้ว จากนั้นก่อนที่จะส่งออกไปยังอุปกรณ์แปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณเสียง จะต้องทำการขยายสัญญาณขึ้นอีกเพื่อให้สัญญาณมีกำลังเพิ่มขึ้น โดยในโครงงานนี้จะใช้ไอซี LM 386N ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นวงจรออดิโอแอมพลิไฟเออร์ ดังรูปที่ 3.14 โดยที่สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรดีมอดูเลเตอร์จะถูกคัปปลิ่งโดย C1 เหลือเพียงสัญญาณเสียง และสัญญาณเสียงนี้จะถูกขยายโดยไอซี LM 386N ซึ่งเหมาะสมที่จะใช้ขยายสัญญาณเสียงเท่านั้น เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยนมากที่สุดยิ่งสูงอีกทั้งถ้าอัตราการขยายลดต่ำลงด้วย



### 3.12 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงการนี้จะอยู่ในส่วนของวงจรพรีแอมป์และวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งในโครงการนี้ได้ทำการส่งข้อมูลที่มีความถี่ 50 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นที่เครื่องรับจะต้องมีวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ให้กำเนิดความถี่ 60.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ป้อนให้กับวงจรพรีแอมป์และวงจรมอดูเลเตอร์ เพื่อให้สามารถแปลงความถี่เอฟเอ็มให้กลายเป็นความถี่ไอเอฟได้ ส่วนการส่งข้อมูลจะใช้ความถี่ 27 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นที่เครื่องส่ง ก็จะต้องมีวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ให้กำเนิดความถี่ 37.7 เมกะเฮิร์ตซ์เช่นกัน ในที่นี้จะแสดงการคำนวณเฉพาะวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ให้กำเนิดความถี่ 50 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนที่ความถี่อื่นๆ ก็สามารถคำนวณได้ในทำนองเดียวกัน

#### 3.12.1 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

ออกแบบวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ แบบโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้ JFET เบอร์ J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแอดพุต ( $I_D$ ) กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลง ( $V_{GS}$ ) เป็นไปตามสมการกำลังสอง

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \right]^2$$

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ จะใช้สมการกำลังสองและสมการโหลดไลน์ (Load Line) ของไบอัสตัวเอง (self-bias) คือ

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ J310 จากค่าชิตดังนี้

$$I_{DSS} = 40mA$$

$$V_P = -4V$$

$$R_S = 100\Omega$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$I_{DQ} = 15.278mA$$

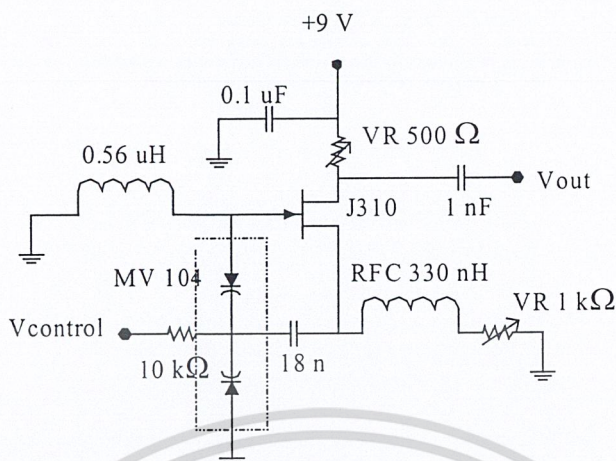
$$V_{GSQ} = -1.5278V$$

และคำนวณหาค่า  $L$ ,  $C_1$  และ  $C_2$  ได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

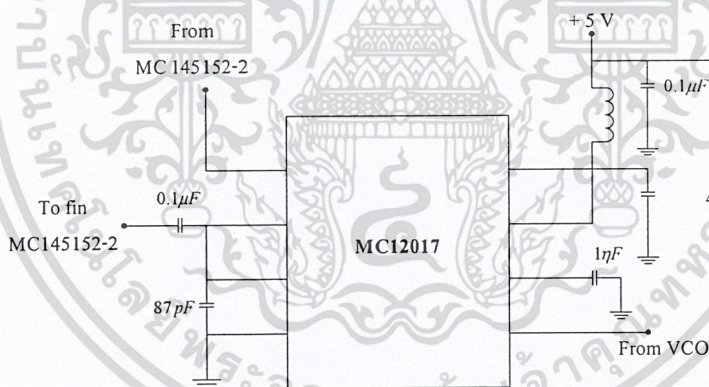
จะได้วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรโวลต์เตงคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

### 3.12.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ ในที่นี่ใช้ ไอซีเบอร์ MC12017 ซึ่งจะถูกรับค่าเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส

### 3.12.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 3.17 ซึ่งไอซีนีสามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิต แบบขนาน โดย 10 บิต สำหรับตัวหาร  $N$  (10 bit/N Counter) และ 6 บิต สำหรับตัวหาร  $A$  (6 bit/A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control:MC) เพื่อส่งสัญญาณ ไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทกต์ (Lock Detect:LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสดีเทกต์อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวิชาการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตัล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ถึงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ มาโดยกำหนดค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  ซึ่งดูจากตาราง ที่ 3.2

Reference Address Code			Total Divide Value
RA1	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

ตารางที่ 3.2 การโปรแกรมค่าให้กับวงจรหารภายในไอซี MC145152-2

ในการทดลองนี้กำหนด  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น "101" ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซี คือ

$$f_{ref} = \frac{10.24 \times 10^6}{1024} = 10 \text{ kHz}$$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่มีวิธีการคำนวณ ดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด ( $N_i$ ) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรโวลท์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ( $f_{VCO}$ ) กับค่าความถี่อ้างอิง ( $f_{ref}$ ) ได้เป็นดังนี้

$$N_i = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{50 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 5000$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ  $N_i = NP + A$  จากคาต่าชี้ตของไอซี MC145152-2 โดยที่  $N$  คือ ตัวโปรแกรม  $N_0 - N_9 = 10$  บิต มีค่าตั้งแต่ 0 - 1023

$A$  คือ ตัวโปรแกรม  $A_0 - A_5 = 6$  บิต มีค่าตั้งแต่ 0 - 63

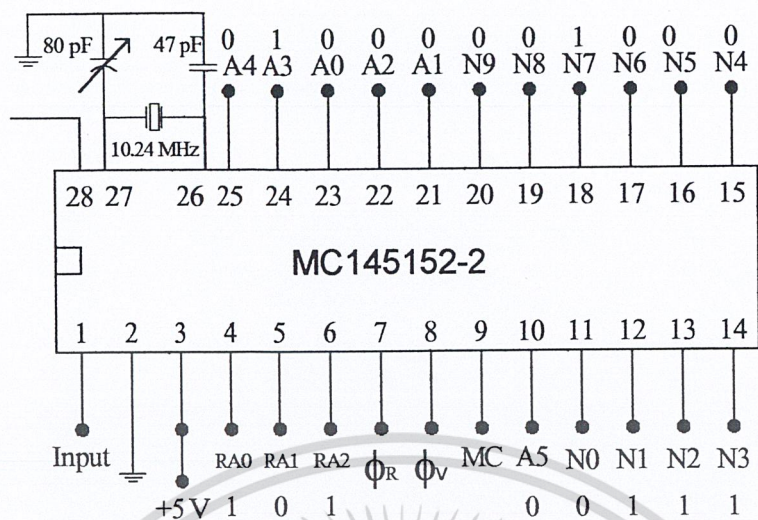
$P$  คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

แทนค่าสมการได้ดังนี้  $N = 78$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0001001110 (LSB)

$A = 8$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 001000 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจรโวลท์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์มีค่ามากขึ้น และถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจรถูกควบคุมด้วยแรงดัน มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับค่าความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิต ของ  $A$  และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz ( $64 \times 10 \text{ kHz}$ ) ต่อ 1 บิต ของ  $N$  ซึ่งจากการคำนวณข้างต้นจะสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรได้ดัง

รูปที่ 3.17 เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

3.12.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าตัวชี้ของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

$$\begin{aligned}
 f_0 &= \text{Local oscillator frequency} \\
 f_s &= \text{Channel spacing} \\
 f_b &= 0.01 f_s \\
 f_{rc} &= 20 f_b \\
 \delta &= 0.8 \\
 V_{DD} &= \text{Supply voltage} \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \\
 C_1 &= \text{Fix} \\
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1} + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}} \\
 N_t &= \frac{f_0}{f_s} \\
 R_1 &= \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_t} \\
 R_2 &= \frac{2\delta}{\omega_n C_1}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... จำนวนไว้สำหรับ... 4... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า...  

$$C_2 = \frac{4}{2R_1 f_{rc}}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการด้านบนส่วนที่จะหาค่าลงในวงจร คือ  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการ คือ

$$f_0 = 50\text{MHz}$$

$$f_s = 10\text{kHz}$$

$$f_b = 0.01 \times 10\text{kHz} = 100\text{Hz}$$

$$f_{rc} = 20 \times 100 = 2\text{Hz}$$

$$V_{DD} = 5\text{V}$$

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{(51.7 - 48.7) \times 10^6}{(5 - 3.5)} = 12.5664 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.7958$$

$$\omega_n = \frac{2\pi(100)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}} = 287.6976 \text{ rad/s}$$

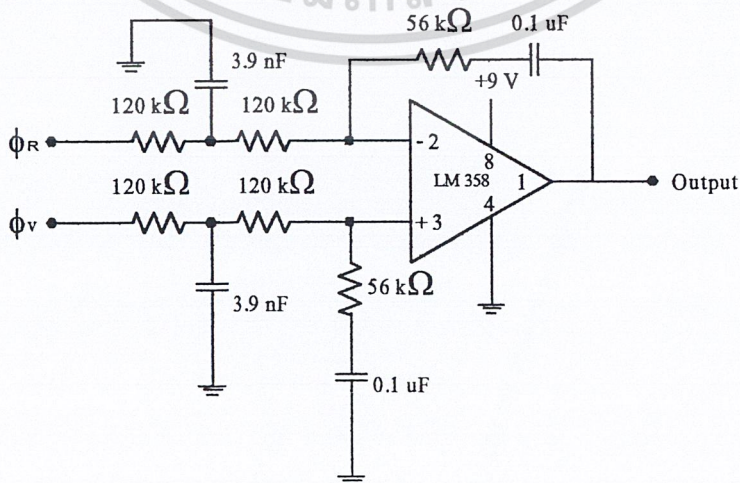
$$N_f = \frac{50\text{MHz}}{10\text{kHz}} = 5000$$

$$R_1 = \frac{(0.7958)(12.5664 \times 10^6)}{(0.1 \times 10^{-6})(287.6976)^2 (5000)} = 241.64 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2(0.8)}{(287.6976)(0.1 \times 10^{-6})} = 55.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2(241.64 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 4.138 \text{ nF}$$

หลังจากนั้นทำการแบ่ง  $R_1$  ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณ คือ 120 kHz และ 120 kHz ตามลำดับ  $R_2$  ประมาณ 56 kHz นำมาสร้างเป็นวงจรรูปฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.18

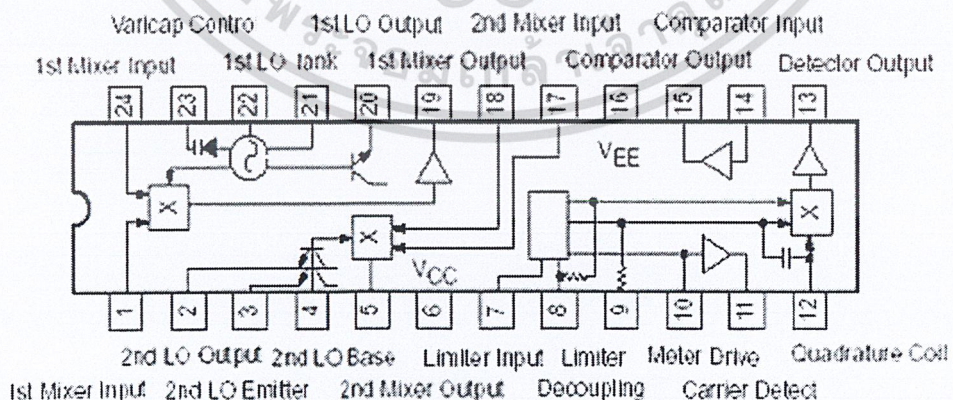


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการรูปที่ 3.18 วงจรรูปฟิลเตอร์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

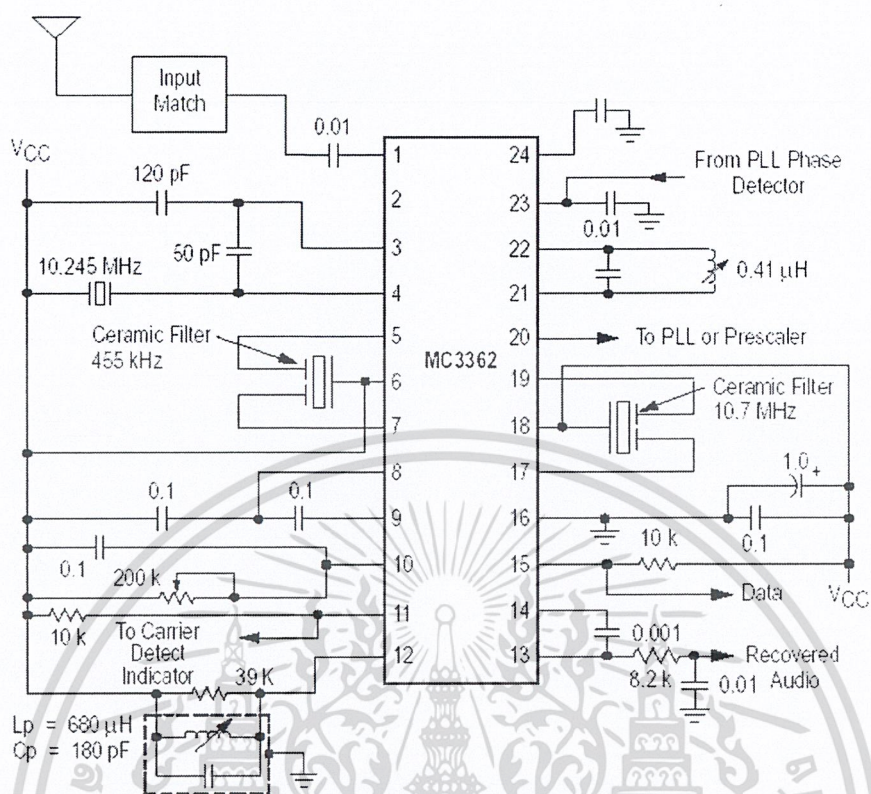
### 3.13 วงจรฟรีแควนซีดีมอดูเลเตอร์ ( Frequency Demodulator)

วงจรรภาคไอเอฟและดีมอดูเลเตอร์ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ MC 3362 ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรผสมสัญญาณ(Mixer) ซึ่งจะทำหน้าที่ย้ายความถี่ของสัญญาณ ไปไว้ใน ในช่วงความถี่กลางซึ่งทำการย้ายความถี่ 2 ต่อ (Double Conversion) โดยครั้งแรกย้ายความถี่ไปที่ 10.7 เมกะ เฮิร์ตซ์ ก่อนแล้วจึงย้ายความถี่ของสัญญาณอีกครั้งหนึ่งไปที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์
- เซรามิกฟิลเตอร์(Ceramic Conversion) ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้ความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมา
- เซรามิกฟิลเตอร์ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้ความถี่กลาง 455 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมาที่จะส่งเข้าไปขยายที่วงจรลิมิตเตอร์ในไอซี MC 3362 อีกครั้ง
- วงจรขยายลิมิตเตอร์ (Limiter) เป็นวงจรขยายสัญญาณที่ได้จากเซรามิกฟิลเตอร์ให้แรงขึ้นและให้ได้ความถี่ขนาด 455 กิโลเฮิร์ตซ์จริงๆ โดยการขลิบสัญญาณที่เกินออกเพื่อให้เอาท์พุทมีระดับสัญญาณที่สม่ำเสมอขึ้นเพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณก่อนที่จะส่ง ไปยังวงจรถีเทคเตอร์
- วงจรตรีเทคเตอร์ จะทำการดีเทกต์สัญญาณที่รับมาจากวงจรถีเทคเตอร์ ให้เป็นสัญญาณข่าวสารดั้งเดิมที่ทำการส่งมา โดยที่มีหลักการทำงาน คือ ลดความถี่จากสัญญาณเอฟเอ็มที่รับมาได้เป็น 10.7 MHz โดยใช้หลักการผสมสัญญาณ (Mixer) ในที่นี้ความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ 50 MHz เพราะฉะนั้นสัญญาณที่นำมาผสมกับ 50 MHz คือ 60.7 MHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 10.7 MHz ไปผสมกับความถี่ 10.245 MHz ที่มาจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ได้สัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455 kHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455 kHz ไปดีมอดูเลตโดยใช้ Quadrature discriminator ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการ



รูปที่ 3.19 บล็อกไดอะแกรมของไอซี MC3362



## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาท

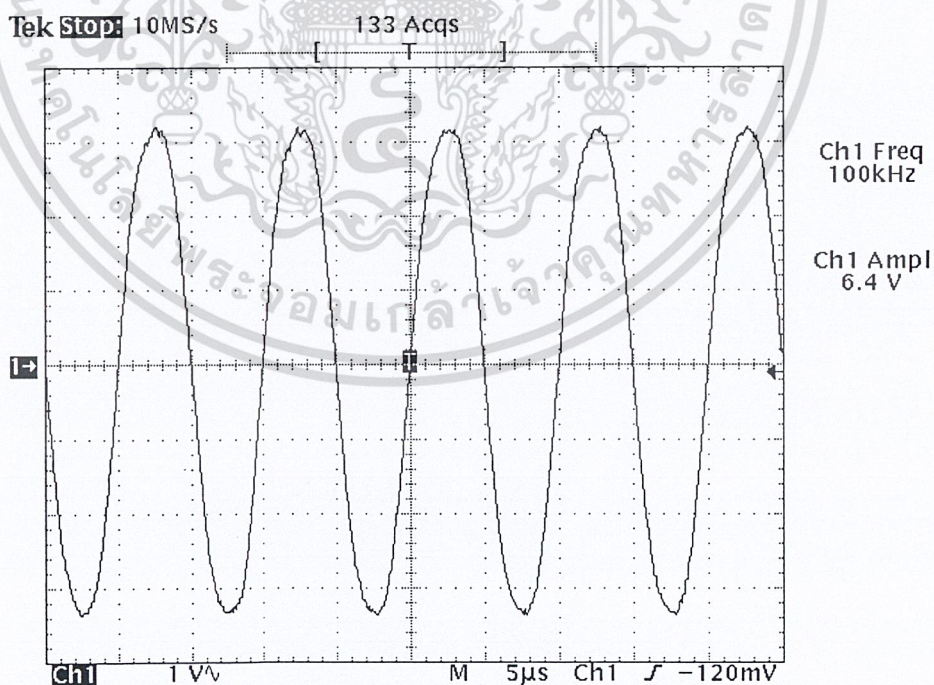
##### 4.1.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรงกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้การทำงานของไอซีเบอร์ XR-2206
- เพื่อศึกษาลักษณะและคุณสมบัติของสัญญาณคลื่นพาทที่สร้าง

##### 4.1.2 ขั้นตอนการทดลอง

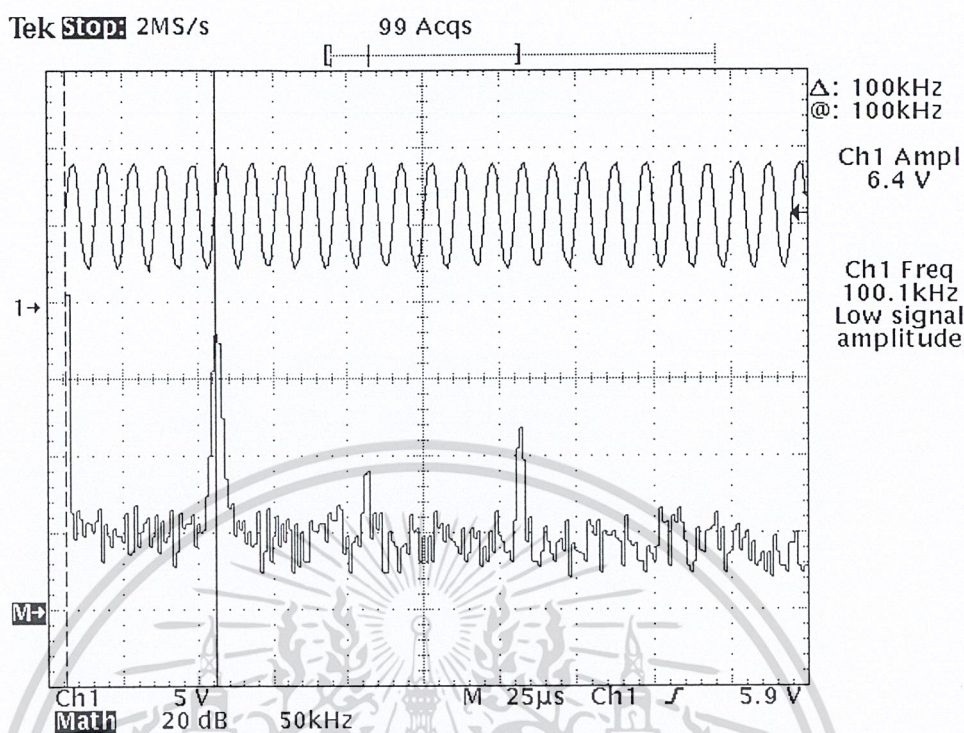
1. ต่่วงจรงกำเนิดสัญญาณคลื่นพาท โดยใช้ไอซี XR-2206 ดังรูปที่ 3.1
2. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2 โดยทำการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ต่ออยู่ที่ขา 7 เพื่อปรับแต่งสัญญาณเอาต์พุต ให้ได้สัญญาณรูปไซน์ ที่มีลักษณะการบิดเบี้ยวน้อยที่สุด
3. สังเกตลักษณะ ความถี่ และสเปกตรัม ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พร้อมทั้งบันทึกผลการทดลอง

##### 4.1.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรงกำเนิดสัญญาณคลื่นพาท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 Ch1 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์  
Ch2 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต

#### 4.1.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรถ่ายสัญญาณคลื่นพาห์ โดยอาศัยการทำงานของไอซี XR-2206 จะทำการผลิตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ หากสังเกตผลการทดลองที่ได้จากการวัดสเปกตรัม จะพบว่าสัญญาณคลื่นพาห์ที่ได้มีกำลังของฮาร์โมนิกที่ตำแหน่งอื่นอยู่ด้วย แต่เนื่องจากกำลังของฮาร์โมนิกอื่นที่ไม่ต้องการ มีค่าต่ำกว่ากำลังของฮาร์โมนิกที่ต้องการอยู่มาก ดังนั้นสัญญาณเหล่านั้นจึงไม่ส่งผลกระทบต่อการใช้งาน

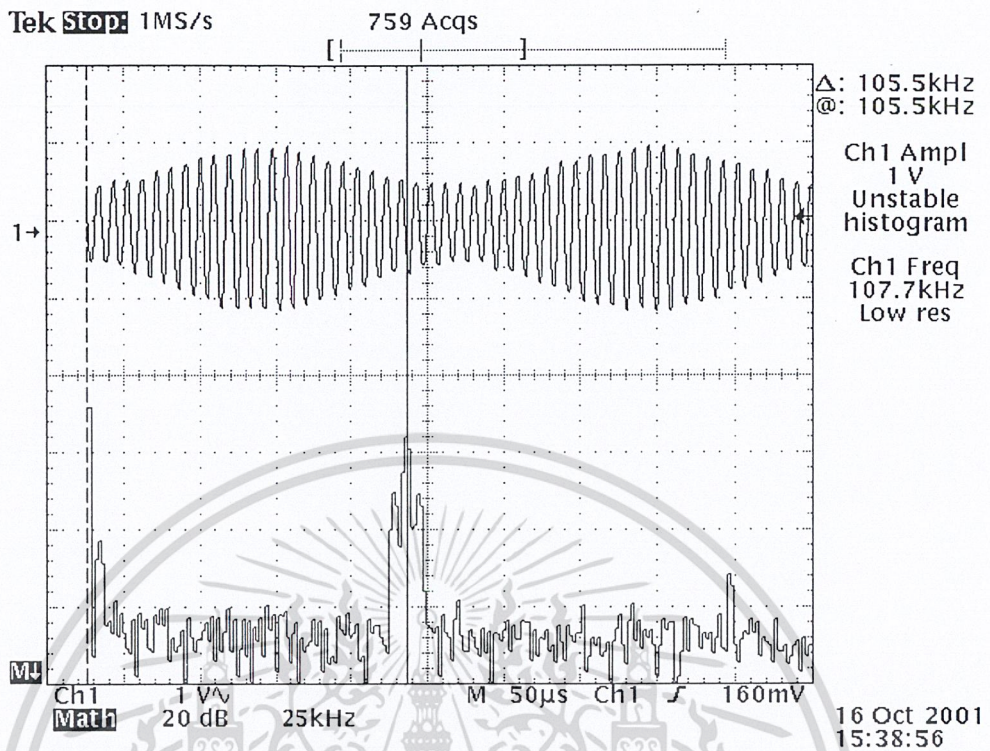
## 4.2 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์

### 4.2.1 วัตถุประสงค์

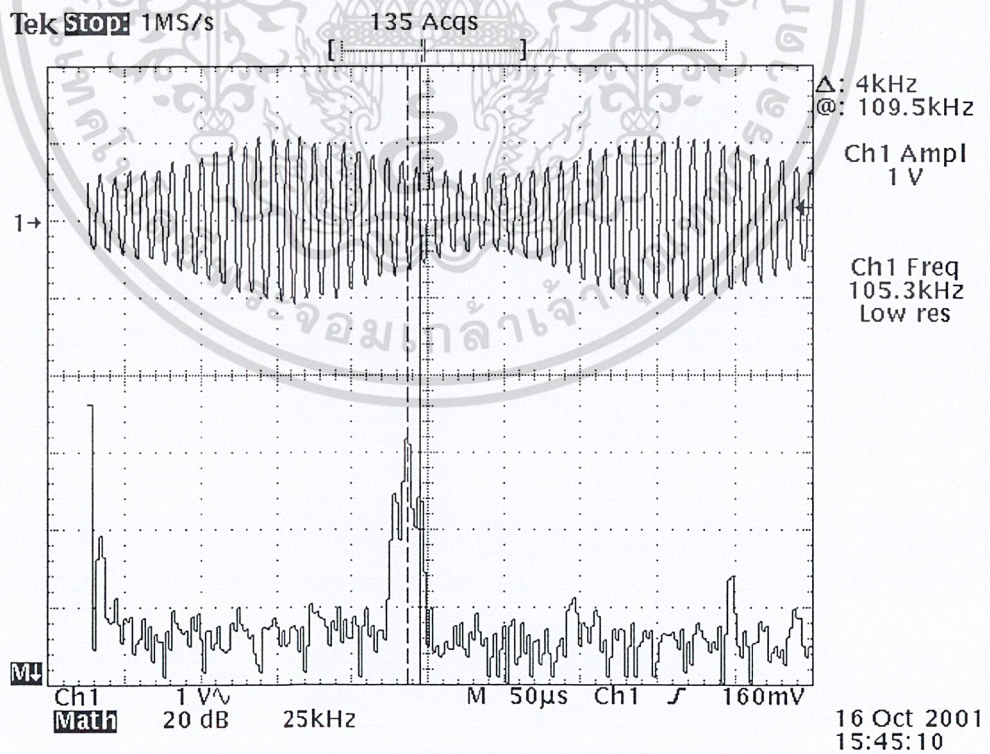
- เพื่อศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรถ่ายเอเอ็มมอดูเลเตอร์โดยสร้างจากไอซี LM 13600

### 4.2.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรถ่ายเอเอ็มมอดูเลเตอร์ตามวงจรรูปที่ 3.2
2. ป้อนสัญญาณคลื่นพาห์ รูปไซน์ที่มีขนาด 7 Vpp ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ขา 4
3. ป้อนสัญญาณข้อมูลจากฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ รูปไซน์ขนาด 10 Vpp ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ขา 1 (signal)
4. วัดสัญญาณที่ได้ที่ขา 8

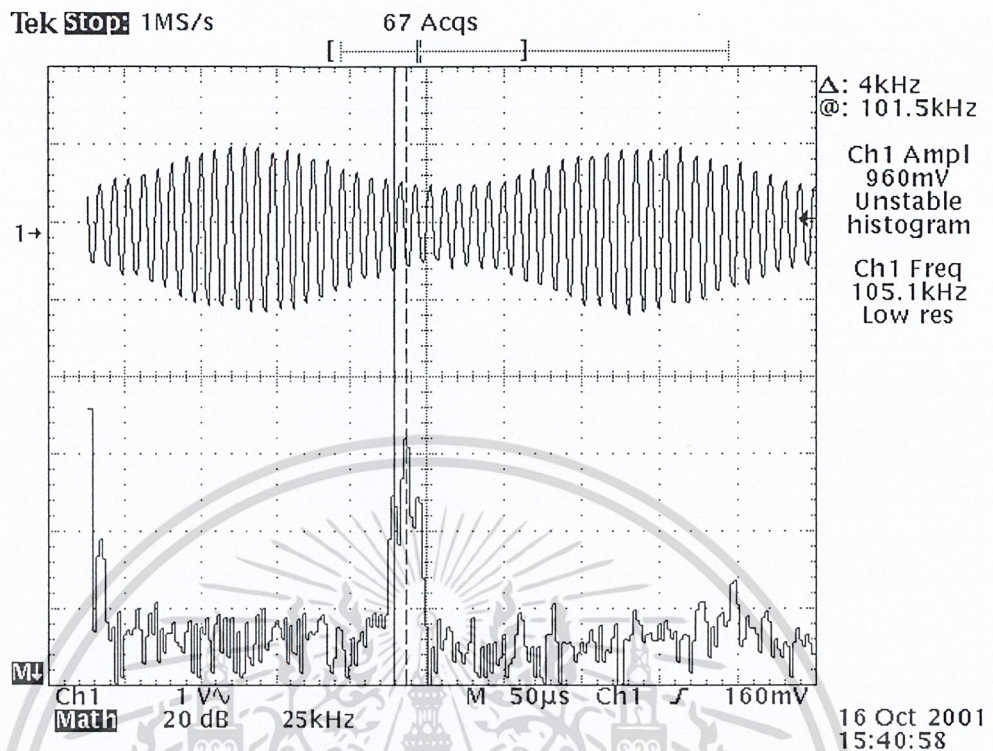


รูปที่ 4.3 Ch1 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์  
 Ch2 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม



รูปที่ 4.4 Ch1 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์  
 Ch2 ไซด์แบนด์ด้านความถี่สูงของสัญญาณ (upper sideband)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 Ch1 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์  
Ch2 ไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำของสัญญาณ (lower sideband)

#### 4.2.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ที่สร้างจากไอซี LM 13600 ซึ่งมีคุณสมบัติมอดูเลตสัญญาณแบบเอเอ็มไปพร้อมกับสัญญาณคลื่นพาห์ (AM with carrier) สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ประกอบด้วย สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์ ไซด์แบนด์ด้านความถี่สูง และไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ ระยะห่างของไซด์แบนด์ทั้งสองห่างเท่ากับ  $\omega_c + \omega_m$  และ  $\omega_c - \omega_m$  ตามลำดับ ผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับการคำนวณ

### 4.3 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์

#### 4.3.1 วัตถุประสงค์

- ศึกษาการทำงานของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ ที่สร้างจากไอซี XR-2206
- ศึกษาลักษณะของสัญญาณเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ที่ได้

#### 4.3.2 ขั้นตอนการทดลอง

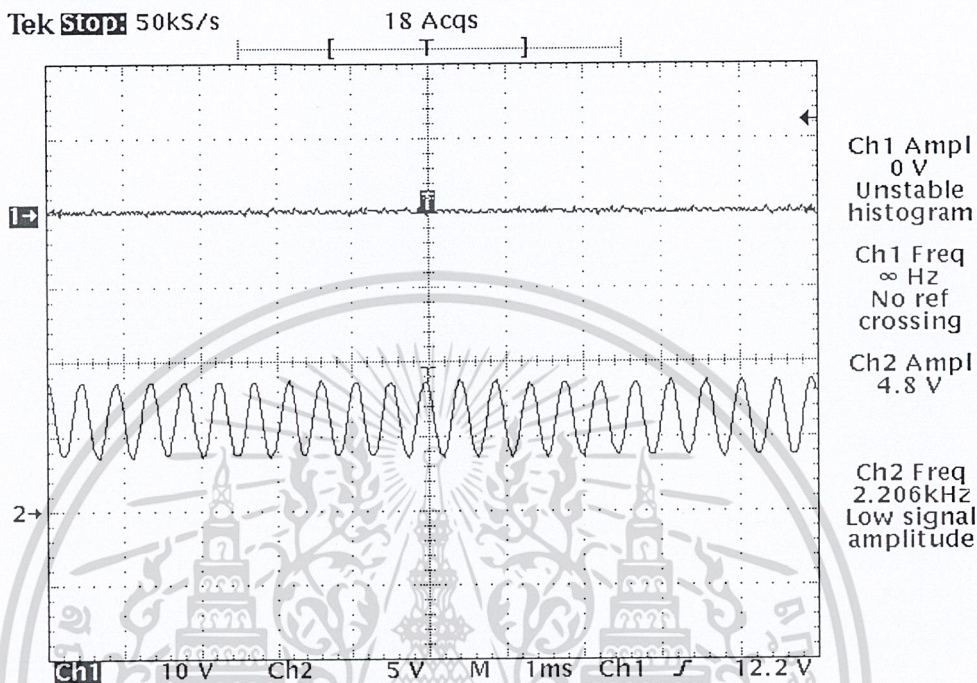
1. ต่อวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ตามรูปที่ 3.3
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันไฟตรงขนาด 0 โวลต์ ที่ขา 9 ตั้งเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2
3. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันไฟตรงขนาด 5 โวลต์ ที่ขา 9 ตั้งเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2
4. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 2.5 Vpp ความถี่ 600 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ออฟเซต 1.25 V ที่ขา 9

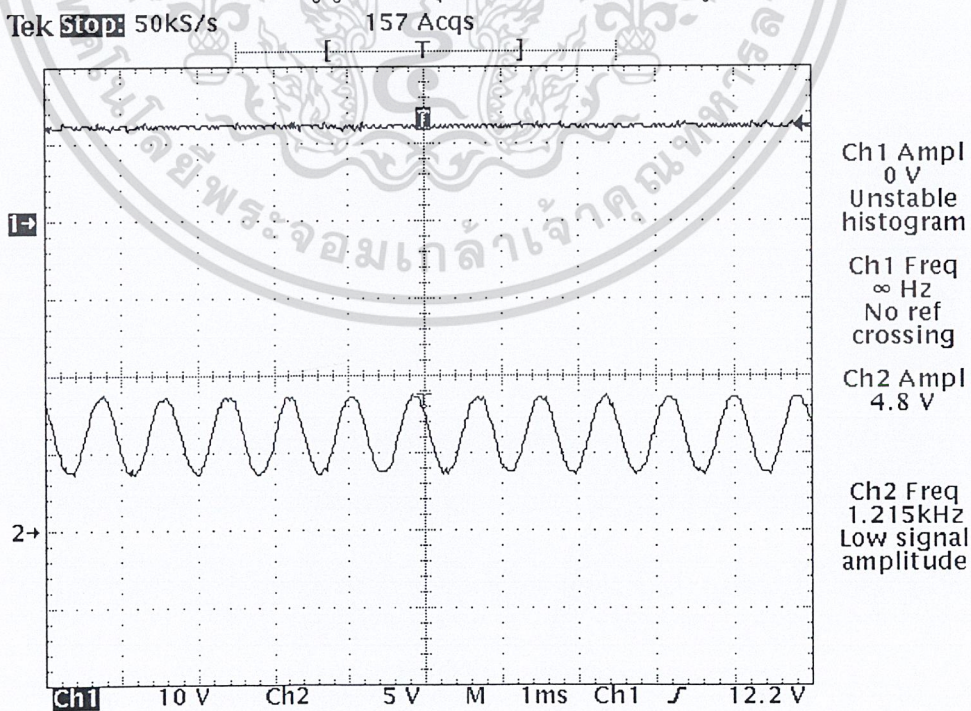
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ปรับค่าความต้านทานที่ขา 7 และขา 8 ให้ได้รูปสัญญาณเอาต์พุตที่สมบูรณ์ สังเกตลักษณะและสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากขา 2

4.3.3 ผลการทดลอง

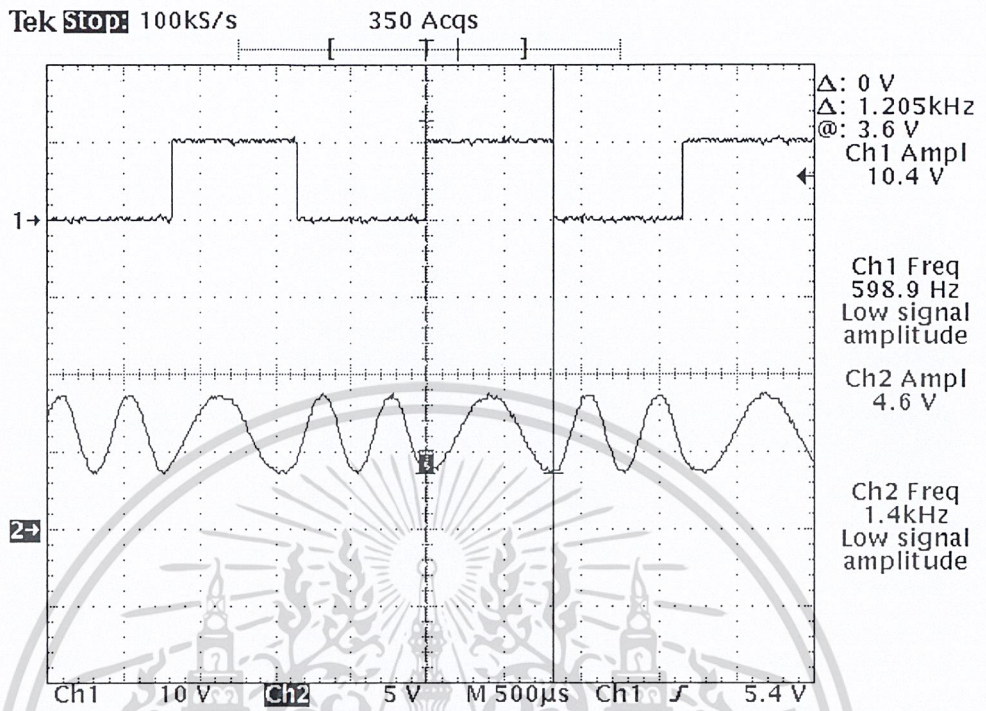


รูปที่ 4.6 Ch1. สัญญาณอินพุตแรงดันไฟตรงขนาด 0 โวลท์  
Ch2. สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเฟออสเคมอดูเลเตอร์ที่วัดได้ที่ขา 2

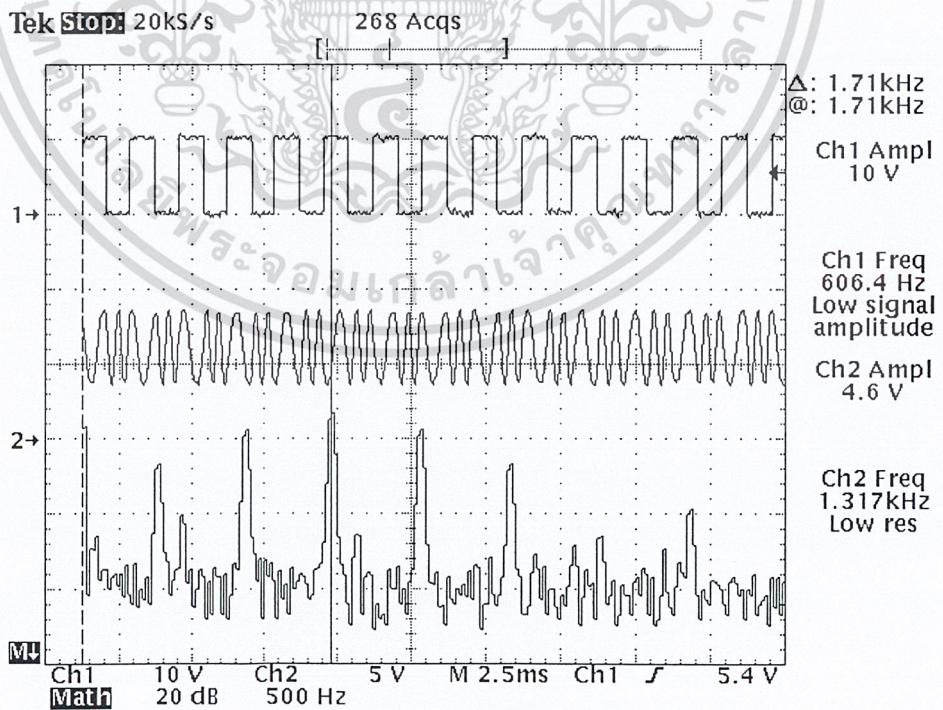


รูปที่ 4.7 Ch1. สัญญาณอินพุตแรงดันไฟตรงขนาด 5 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



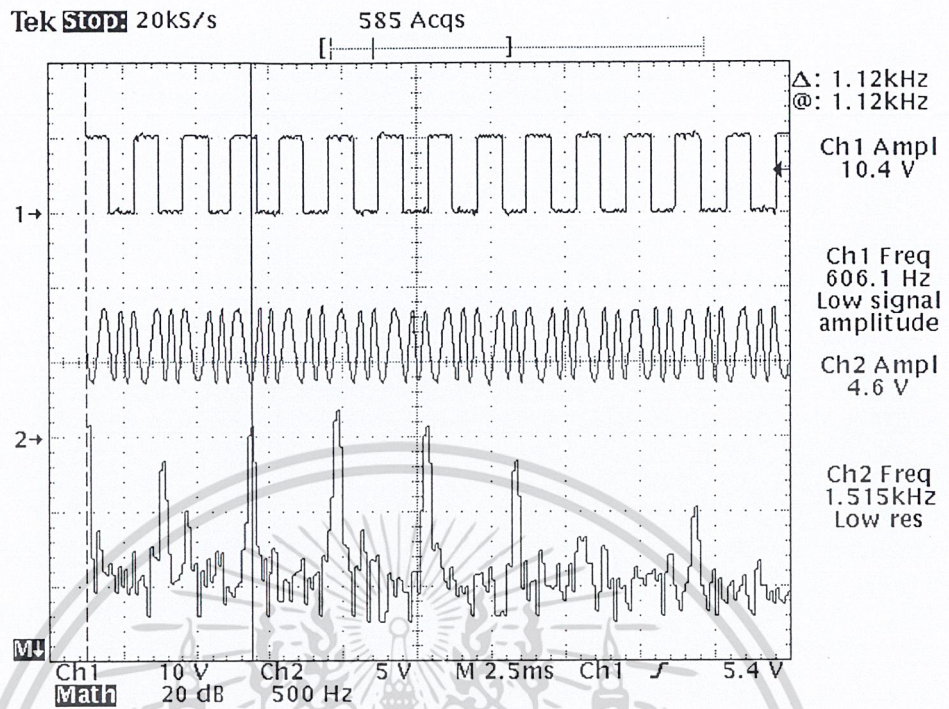
รูปที่ 4.8 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อน  
Ch2 สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้ที่ขา 2



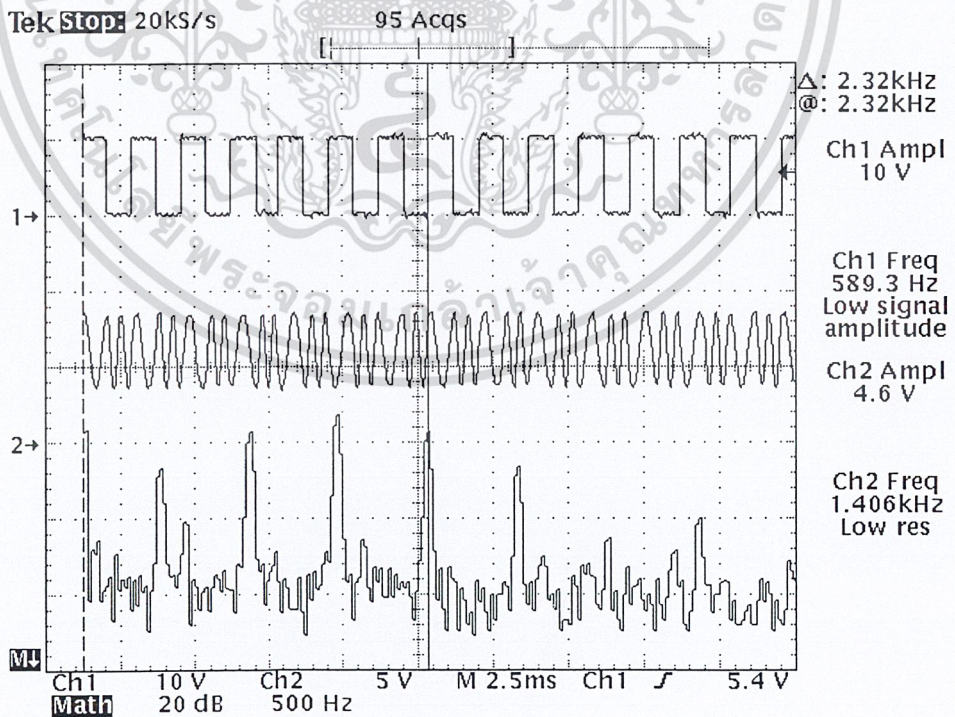
รูปที่ 4.9 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อน

Ch2 สัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
M สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อน  
Ch2 สัญญาณเอาต์พุต  
M สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.11 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อน  
Ch2 สัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่อนุญาตเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.4 สรุปผลการทดลอง

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ 2 ค่า ตามคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงค่าของวงจรกำเนิดสัญญาณเอพอสเค ในวงจรจะมีค่าความต้านทานปรับค่าได้ 2 ค่า (ที่ขา 7 และ ขา 8) ที่ใช้ในการปรับความถี่ วงจรที่เราใช้จะให้ค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลง 2 ค่า คือ 1.2 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 2.2 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้ตรงตามคุณสมบัติดังกล่าว

#### 4.4 วงจรเอพอสเค ดิมอดูเลเตอร์

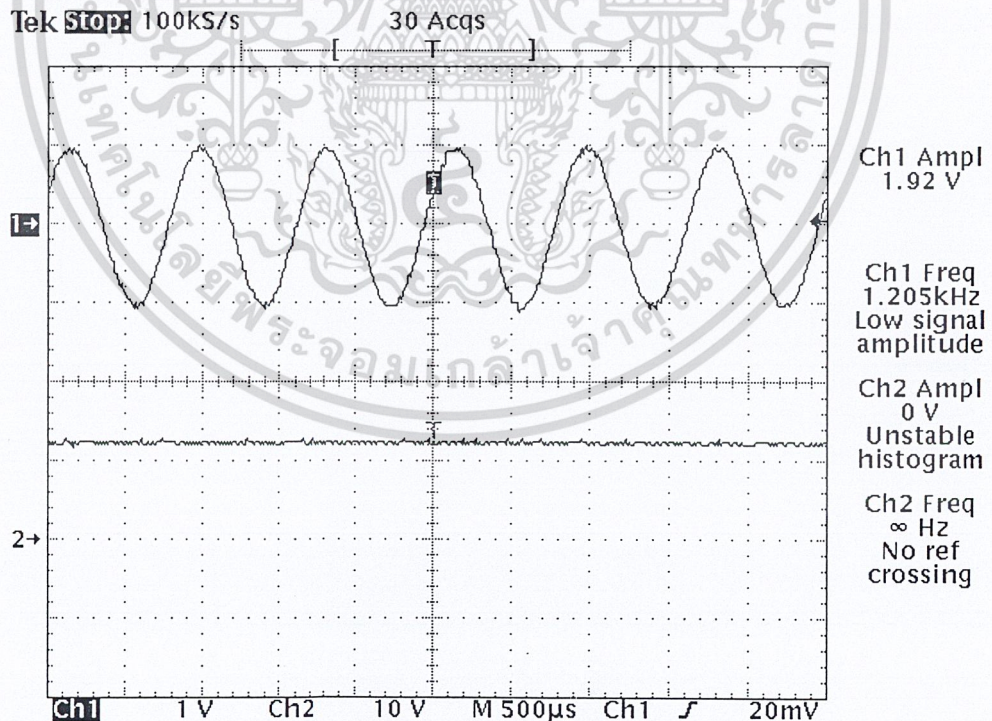
##### 4.4.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเอพอสเคดิมอดูเลเตอร์ ที่สร้างจากไอซี XR-2211

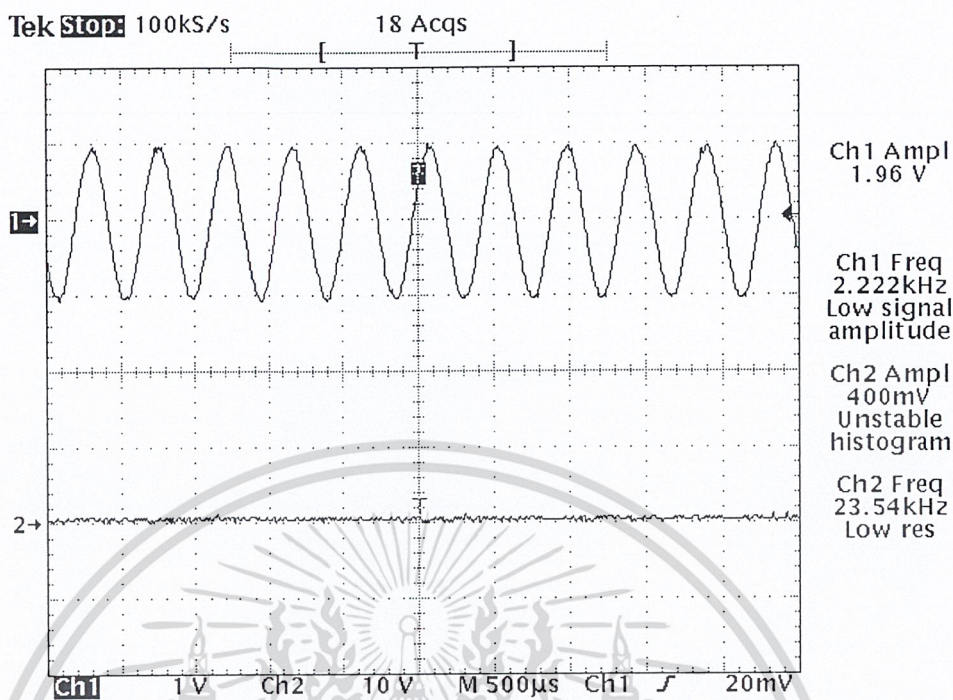
##### 4.4.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรเอพอสเคดิมอดูเลเตอร์ตามรูปที่ 3.7
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1.2 และ 2.2 กิโลเฮิร์ตซ์ สังเกตและบันทึกผลการทดลอง
3. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอพอสเคที่ได้จากวงจรเอพอสเคมอดูเลเตอร์
4. สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ และบันทึกผลการทดลอง

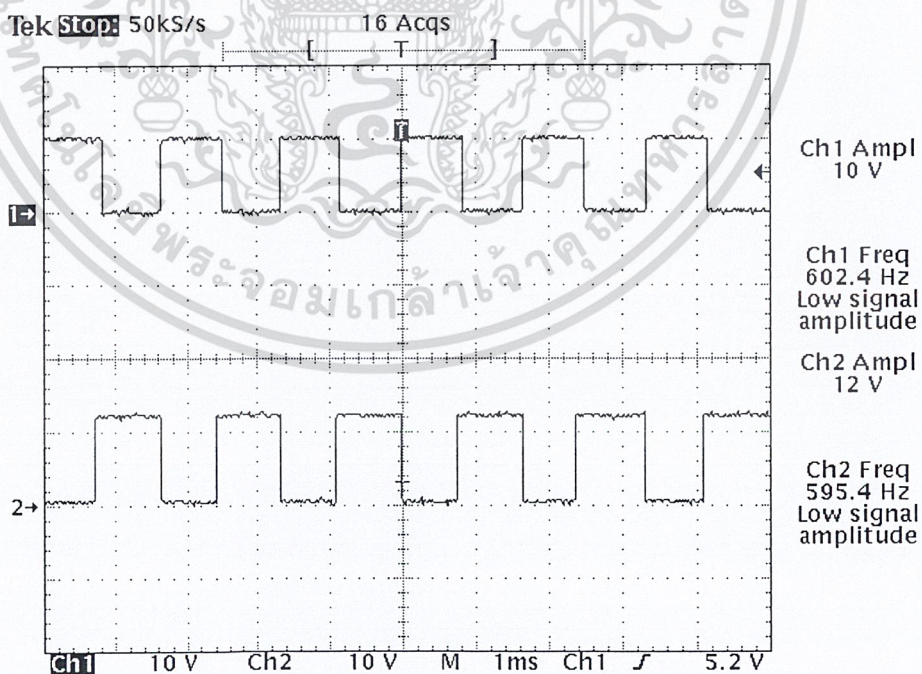
##### 4.4.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.12 Ch1. สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรเอพอสเคดิมอดูเลเตอร์  
Ch2. สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอพอสเคดิมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.13 Ch1. สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรเฟสเคมิมอดูเลเตอร์  
Ch2. สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเฟสเคมิมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.14 Ch1. สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้วงจรเฟสเคมิมอดูเลเตอร์  
Ch2. สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเฟสเคมิมอดูเลเตอร์

#### 4.4.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรเฟอเอสเคอิมมอดูเลเตอร์ จะทำการแปลงสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลง 2 ความถี่ทางด้านอินพุตที่ป้อนเข้ามาให้กลายเป็นระดับสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีระดับสัญญาณสองระดับ (ดิจิตอล) จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าหลังจากมีการแปลงค่ากลับคืนจะได้รูปสัญญาณเหมือนกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเฟอเอสเคอิมมอดูเลเตอร์

#### 4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

##### 4.5.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแพสซีฟ (5 kHz) ที่ได้ออกแบบไว้
- เพื่อศึกษาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

##### 4.5.2 ขั้นตอนการทดลอง

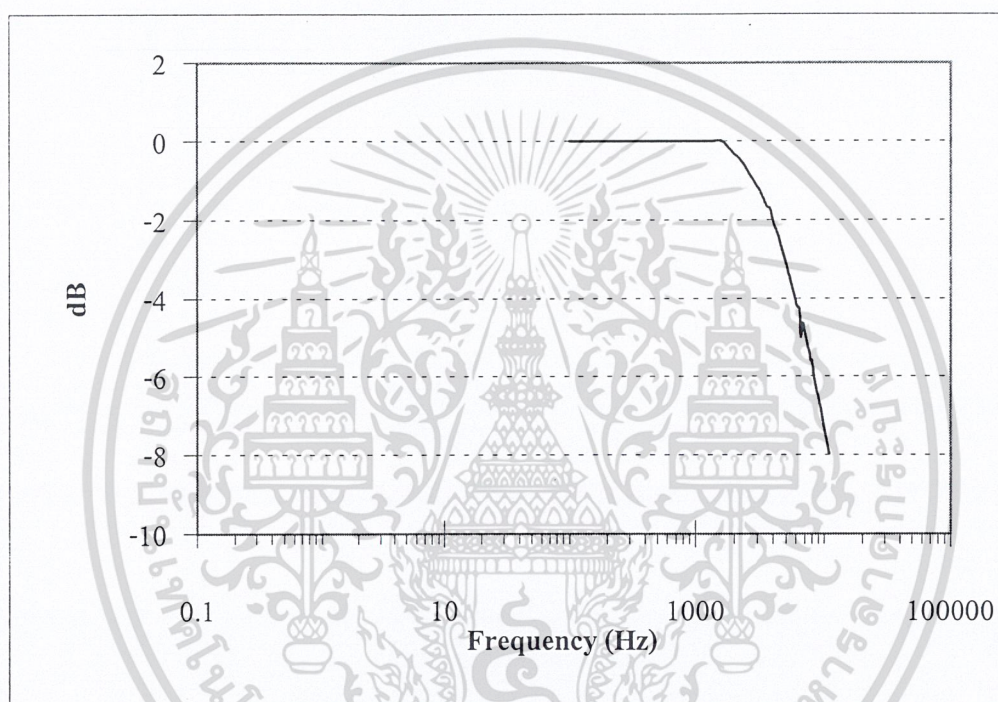
1. ต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 kHz ดังรูปที่ 3.9
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 1 Vpp เริ่มต้นที่ความถี่ 100 Hz
3. บันทึกขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร
4. ทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณอินพุตขึ้นทีละ 200 Hz แล้วบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตไปเรื่อยๆ จนกระทั่งถึงความถี่ 10 kHz
5. นำผลการทดลองที่ได้มาพล็อตกราฟผลตอบสนองทางความถี่

##### 4.5.3 ผลการทดลอง

ความถี่ (Hz)	Voltage (V)	ความถี่ (Hz)	Voltage (V)	ความถี่ (Hz)	Voltage (V)
100	1.062	2.6 k	912.5 m	5.2 k	684.4 m
200	1.062	2.8 k	893.8 m	5.4 k	671.9 m
400	1.056	3 k	875 m	5.6 k	656.2 m
600	1.05	3.2 k	862.5 m	5.8 k	640.6 m
800	1.038	3.4 k	843.8 m	6 k	628.1 m
1 k	1.031	3.6 k	825 m	6.2 k	615.6 m
1.2 k	1.025	3.8 k	818.8 m	6.4 k	612.5 m
1.4 k	1.013	4 k	793.8 m	6.6 k	593.7 m
1.6 k	1	4.2 k	771.9 m	6.8 k	587.5 m
1.8 k	981.3 m	4.4 k	756.2 m	7 k	571.9 m
2 k	962.5 m	4.6 k	737.5 m	7.2 k	562.5 m
2.2 k	950 m	4.8 k	718.7 m	7.4 k	553.1 m
2.4 k	931.3 m	5 k	700 m	7.6 k	540.6 m

ความถี่ (Hz)	Voltage (V)	ความถี่ (Hz)	Voltage (V)	ความถี่ (Hz)	Voltage (V)
7.8 k	525 m	8.6 k	487.5 m	10 k	431.3 m
8 k	518.7 m	8.8 k	478.1 m	10.5 k	415.6 m
8.2 k	509.4 m	9 k	471.9 m	11 k	400 m
8.4 k	496.9 m	9.5 k	450 m		

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 5 kHz

#### 4.5.4 สรุปผลการทดลอง

จากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่า วงจรจะยอมให้สัญญาณที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟผ่านไปได้ และจะลดทอนสัญญาณที่ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟลงทุกขณะ ทำให้สัญญาณที่ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟมีขนาดต่ำมาก ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

### 4.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)

#### 4.6.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบแพสซีฟ (100 kHz) ที่ได้ออกแบบไว้
- เพื่อศึกษาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

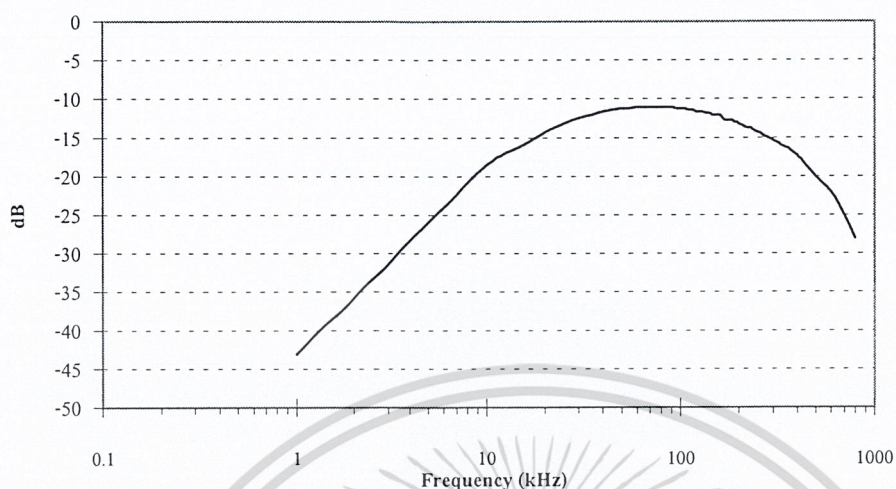
## 4.6.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 100 kHz ดังรูปที่ 3.10
2. ป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ขนาด 1 Vpp เริ่มต้นที่ความถี่ 1 kHz
3. บันทึกขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร
4. ทำการเพิ่มความถี่ของสัญญาณอินพุตขึ้นทีละ 10 kHz แล้วบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตไปเรื่อยๆ จนกระทั่งถึงความถี่ 400 kHz
5. นำผลการทดลองที่ได้มาพล็อตกราฟผลตอบสนองทางความถี่

## 4.6.3 ผลการทดลอง

ความถี่ (kHz)	Voltage (mV)	ความถี่ (kHz)	Voltage (mV)	ความถี่ (kHz)	Voltage (mV)
1	7.812	105	275	210	212.5
5	50.23	110	268.8	220	206.3
10	118.8	115	268.8	230	206.3
15	156.3	120	262.5	240	198.4
20	193.8	125	262.5	250	192.2
25	218.8	130	262.5	260	189.1
30	237.5	135	256.3	270	182.8
35	250	140	256.3	280	179.7
40	262.5	145	250	290	175
45	268.8	150	243.8	300	170.3
50	275	155	243.8	310	167.2
55	275	160	243.8	320	164.1
60	281.3	165	237.5	330	159.4
65	281.3	170	231.3	340	156.3
70	281.3	175	231.3	350	153
75	281.3	180	231.3	360	151.6
80	281.3	185	231.3	370	146.9
85	281.3	190	225	380	143.6
90	281.3	195	225	390	140.6
95	275	200	218.8	400	137
100	275				

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 4.16 กราฟแสดงคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 100 kHz

#### 4.6.4 สรุปผลการทดลอง

จากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน พบว่าวงจรจะยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ที่ออกแบบไว้ผ่านไปได้เท่านั้น และจะลดทอนสัญญาณที่ความถี่สูงกว่าและต่ำกว่าช่วงความถี่ดังกล่าวไม่ให้ออกมาได้ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

### 4.7 วงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์

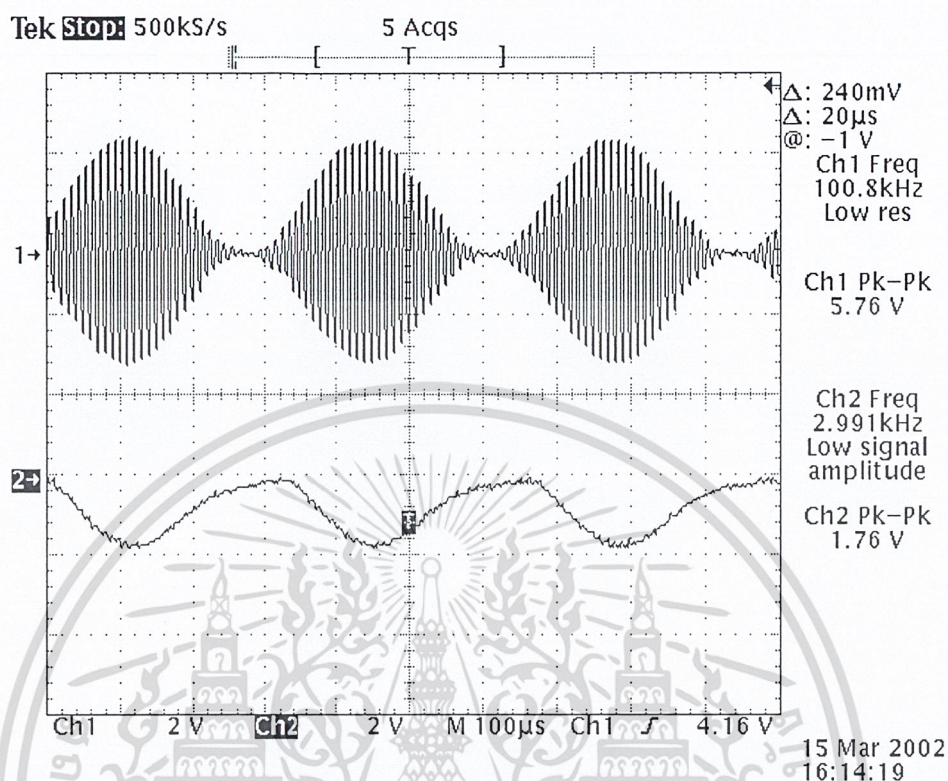
#### 4.7.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์

#### 4.7.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ตามรูปที่ 3.11
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเอเอ็ม ดีมีสัญญาณคลื่นพหุความถี่ 100 kHz ขนาด 3 Vpp และสัญญาณข่าวสารรูปไซน์ความถี่ 3 kHz
3. สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ และบันทึกผลการทดลอง

#### 4.7.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.17 Ch1 สัญญาณอินพุต AM

Ch2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร AM คีมอคูเลเตอร์

#### 4.7.4 สรุปผลการทดลอง

เมื่อทำป้อนสัญญาณเอเอ็ม ให้กับวงจรเอเอ็ม ไดโอดคิเทกเตอร์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะและความถี่เหมือนกับสัญญาณข่าวสารก่อนทำการมอดูเลท นั่นคือ วงจรสามารถคิเทกต์เอาต์สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมาได้

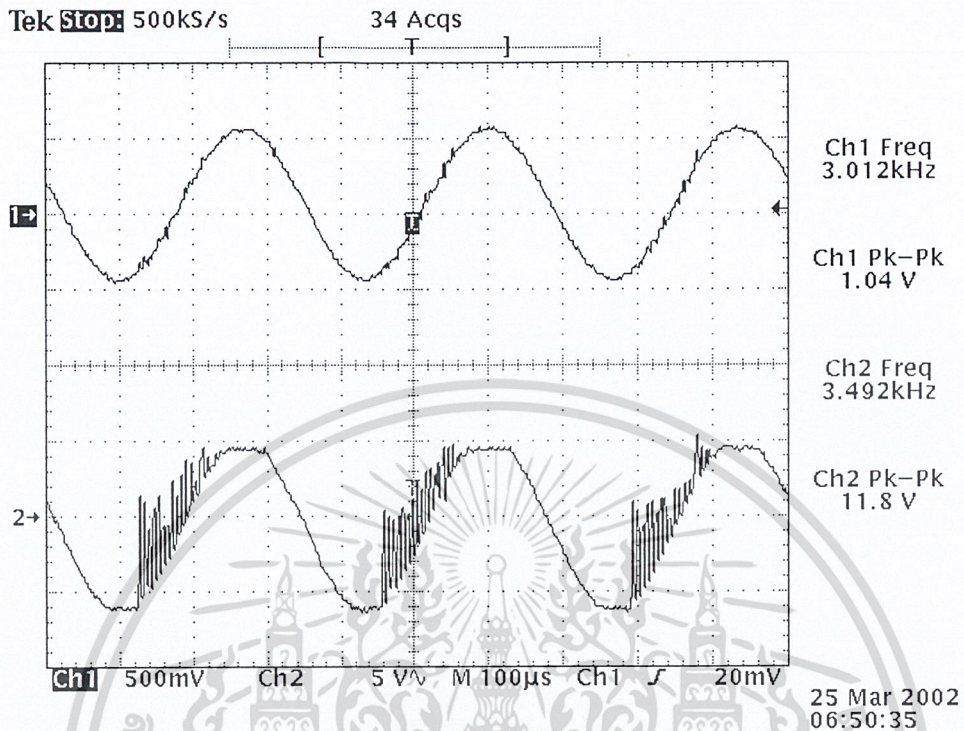
### 4.8 วงจรขยายสัญญาณเสียง

#### 4.8.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรขยายสัญญาณเสียงซึ่งใช้ไอซีเบอร์ LM 386N

#### 4.8.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรขยายสัญญาณเสียงดังรูปที่ 3.14
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด 1 Vpp ความถี่ 3 kHz
3. สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ และบันทึกผลการทดลอง



รูปที่ 4.18 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรขยายเสียง.

Ch2 สัญญาณเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจขยายเสียง

#### 4.8.4 สรุปผลการทดลอง

วงจขยายสัญญาณเสียง จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตที่เข้ามาให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งเมื่อสังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุตจะพบว่า ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะเหมือนสัญญาณอินพุตแต่มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของวงจขยายสัญญาณ

### 4.9 วงจรแปลงระดับแรงดัน

#### 4.9.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อแปลงระดับแรงดัน จากระดับแรงดันที่ทีแอล เป็นระดับแรงดัน RS232
- เพื่อแปลงระดับแรงดัน จากระดับแรงดัน RS232 เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล

#### 4.9.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรดังรูปที่ 3.14
2. ป้อนสัญญาณอินพุต ที่ขา 13 ( $R_{11}$ ) และขา 8 ( $R_{21}$ ) ด้วยระดับแรงดัน  $-15, -10, -5, 0, +5, +10, +15$  โวลต์ แล้วทำการวัดระดับแรงดันที่ได้จากขา 12 ( $R_{10}$ ) และขา 9 ( $R_{20}$ )
3. ป้อนสัญญาณอินพุต ที่ขา 11 ( $T_{11}$ ) และขา 10 ( $T_{21}$ ) ด้วยระดับแรงดัน  $+5$  และ  $0$  โวลต์ แล้วทำการวัดระดับแรงดันที่ได้จากขา 14 ( $T_{10}$ ) และขา 7 ( $T_{20}$ )

#### 4.9.3 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R1I,R2I	R1O	R2O
15	0	0
10	0	0
5	0	0
0	5	5
-5	5	5
-10	5	5
-15	5	5

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขา R1I,R2I และ R1O,R2O

T1I,T2I	T2I	T2O
0	10	10
5	-10	-10

ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขา T1I,T2I และ T1O,T2O

#### 4.9.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรแปลงระดับแรงดันโดยใช้ไอซี MAX232 จะทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดัน จากระดับแรงดัน RS232 เป็นระดับแรงดัน 0 โวลต์และ 5 โวลต์ และยังสามารเปลี่ยนระดับแรงดัน 0 โวลต์และ 5 โวลต์ ให้เป็นระดับแรงดันที่ที่แอลขนาด 10 โวลต์ และ -10 โวลต์ด้วย โดยการนำไปใช้งานจะขึ้นอยู่กับขาที่ป้อนสัญญาณอินพุตและขาที่ให้สัญญาณเอาต์พุต

### 4.10 วงจรรวมสัญญาณ

#### 4.10.1 วัตถุประสงค์

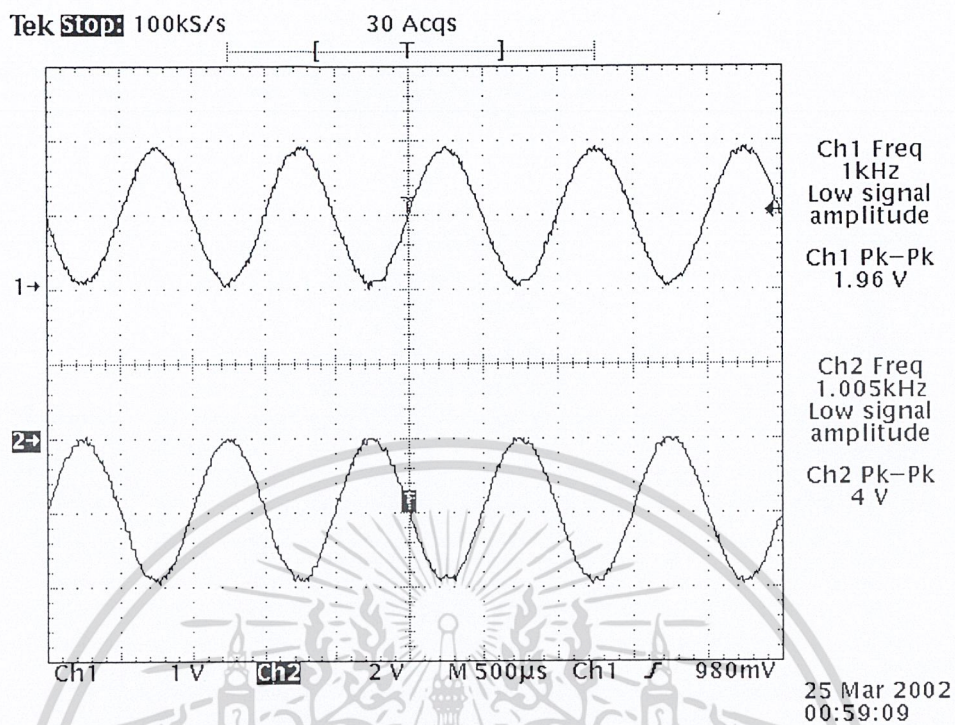
- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรรวมสัญญาณ

#### 4.10.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรรวมสัญญาณดังรูปที่ 3.5
2. ป้อนสัญญาณอินพุตทั้ง 2 สัญญาณเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด 2 Vpp ความถี่ 1 kHz และกำหนดค่าโวลต์เดจออกเฟเซ็ท 0.5 V<sub>DC</sub>
3. สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ และบันทึกผลการทดลอง

#### 4.10.3 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรรวมสัญญาณ

Ch2 สัญญาณเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจรรวมสัญญาณ

#### 4.10.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรรวมสัญญาณจะรวมสัญญาณอินพุตทั้งหมดที่ได้รับเข้ามา ดังจะเห็นได้จากผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปไซน์ 2 สัญญาณ ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะเป็นการรวมกันของสัญญาณอินพุตทุกตัว นั่นคือสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่มีความถี่เท่าเดิม แต่ขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า และเนื่องจากการป้อนอินพุตเข้าที่ขาลบของออปแอมป์จึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะกลับเฟสกับสัญญาณอินพุต

#### 4.11 วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน

##### 4.11.1 วัตถุประสงค์

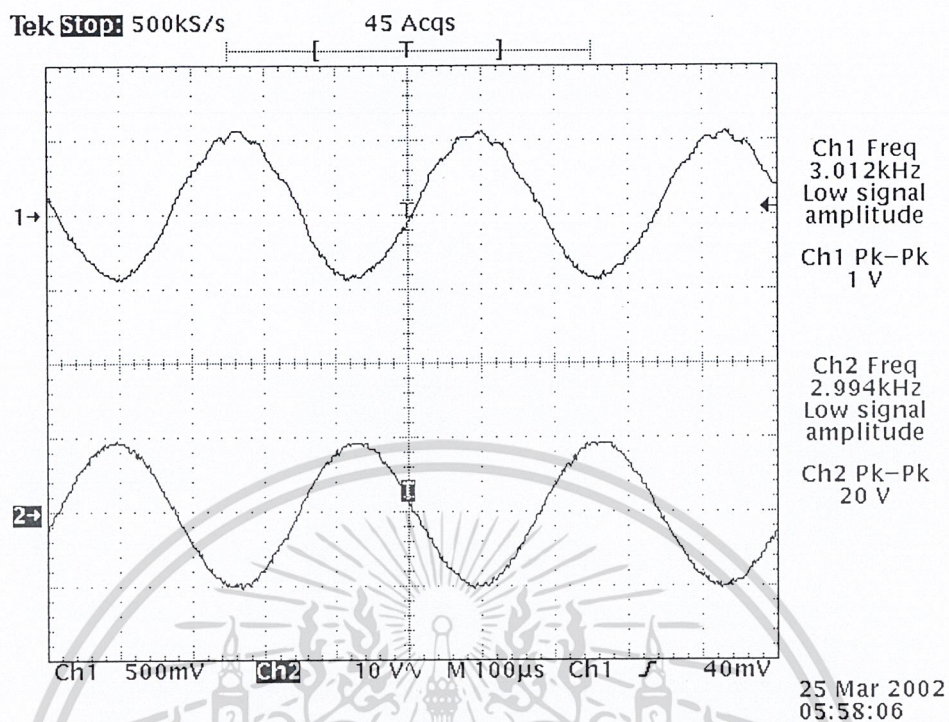
- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจขยายสัญญาณเสียงที่จะใช้ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับมาจากไมโครโฟน

##### 4.11.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจขยายสัญญาณเสียงดังรูปที่ 3.6
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด 1 Vpp ความถี่ 3 kHz
3. ปรับค่า R2 ให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่สมบูรณ์ สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ และบันทึกผลการทดลอง

##### 4.11.3 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 Ch1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรขยายเสียงจากไมโครโฟน

Ch2 สัญญาณเอาต์พุตหลังจากผ่านวงจรขยายเสียงจากไมโครโฟน

#### 4.11.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรขยายสัญญาณนี้จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับมาจากไมโครโฟนแล้วขยายให้สัญญาณให้มีกำลังสูงขึ้นก่อนที่จะส่งไปยังวงจรส่วนต่อ ๆ ไป โดยวงจรจะมีลักษณะเป็นอินเวอร์ตแอมพลิไฟเออร์ ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะกลับเฟสกับสัญญาณอินพุต

### 4.12 ระบบสังเคราะห์ความถี่

#### 4.12.1 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

##### 4.12.1.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์
- เพื่อศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้

##### 4.12.1.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 3.15 โดยกำหนดความถี่กลางไว้ที่ 50 เมกะเฮิรตซ์

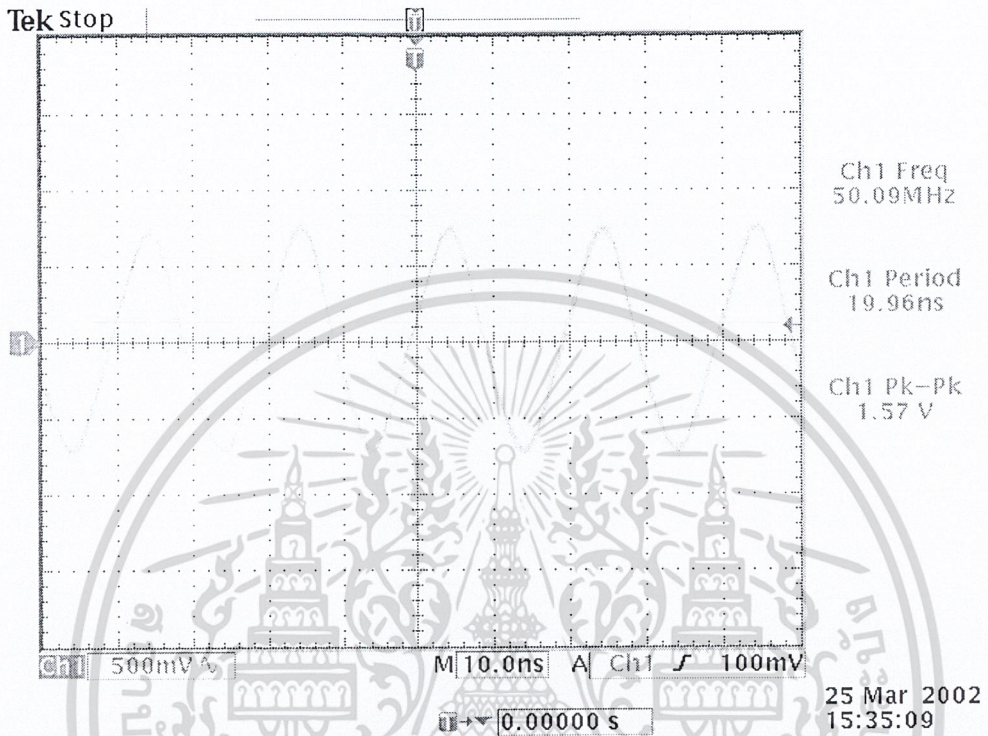
2. สังเกตลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตและสเปกตรัมของสัญญาณ แล้วบันทึกผลการทดลอง

3. หาค่า characteristic ของวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์แล้วสังเกตรูปที่ได้

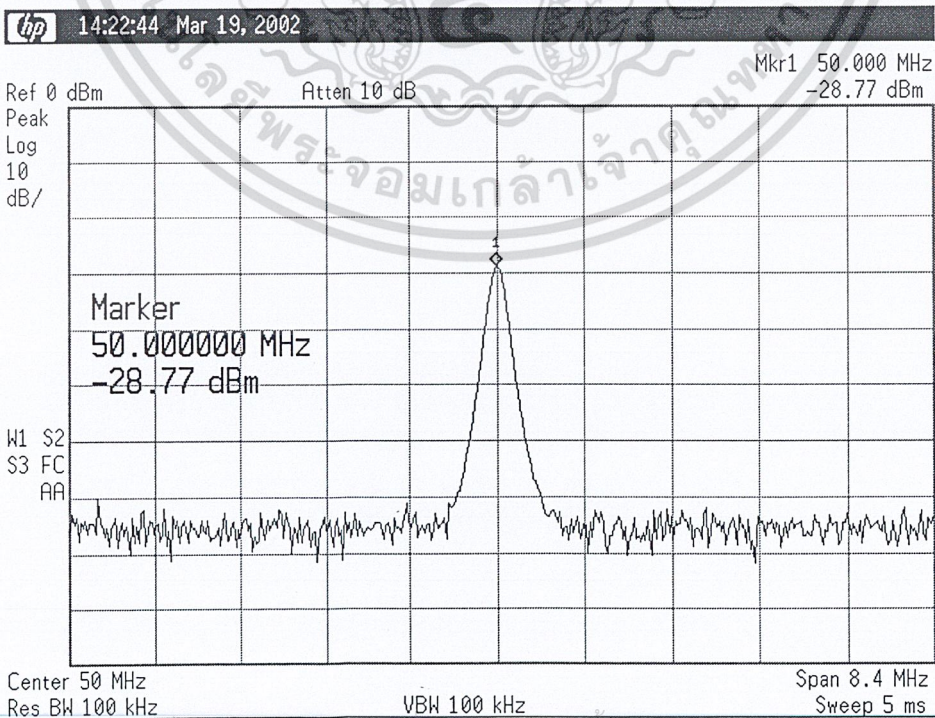
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ป้อนสัญญาณไซน์ที่สมมติว่าเป็นสัญญาณข่าวสารที่จะมอดูเลตให้แก่วงจร แล้วบันทึกผลสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต

4.12.1.3 ผลการทดลอง



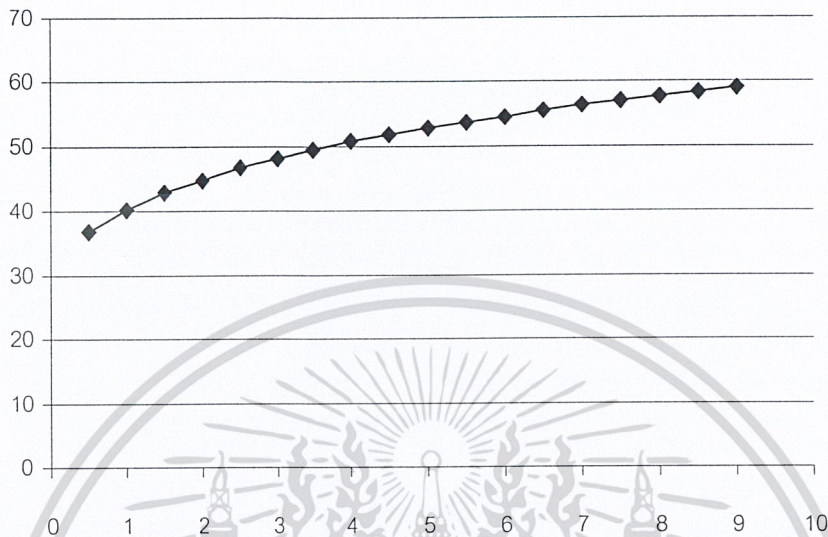
รูปที่ 4.21 สัญญาณ ไซน์ที่ผลิตได้ที่มีความถี่กลางเท่ากับ 50 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผลิตได้จากวงจรโวลต์เตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์

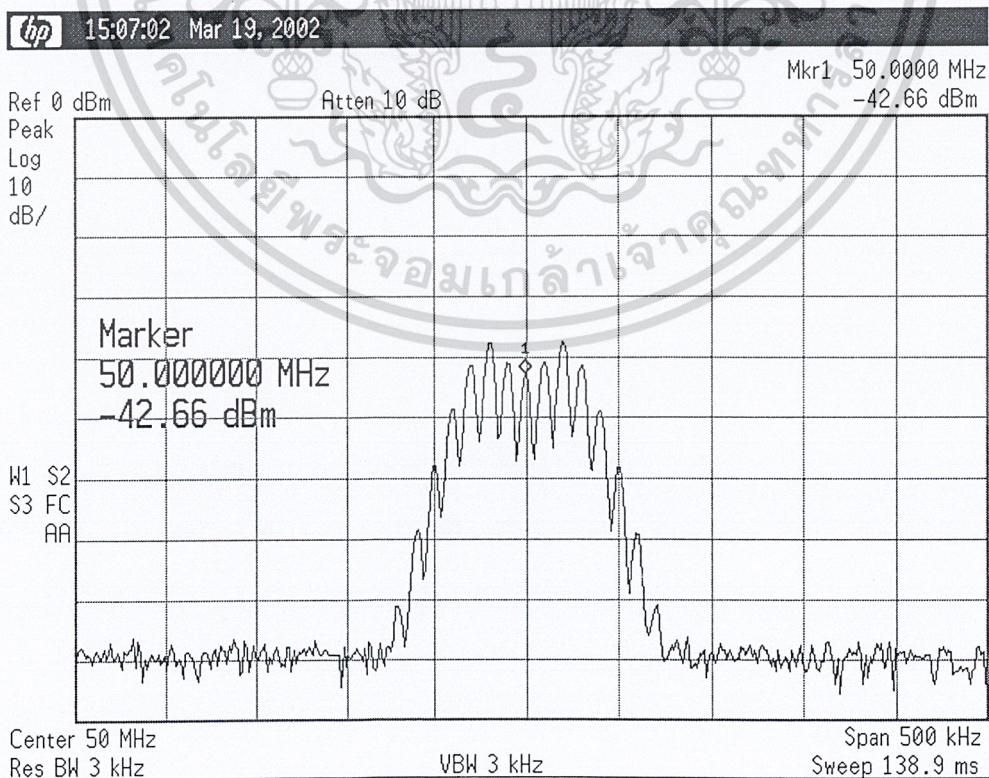
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เมื่อทำการหาค่า characteristic ของวงจร โวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ จะได้กราฟเป็นดังรูป

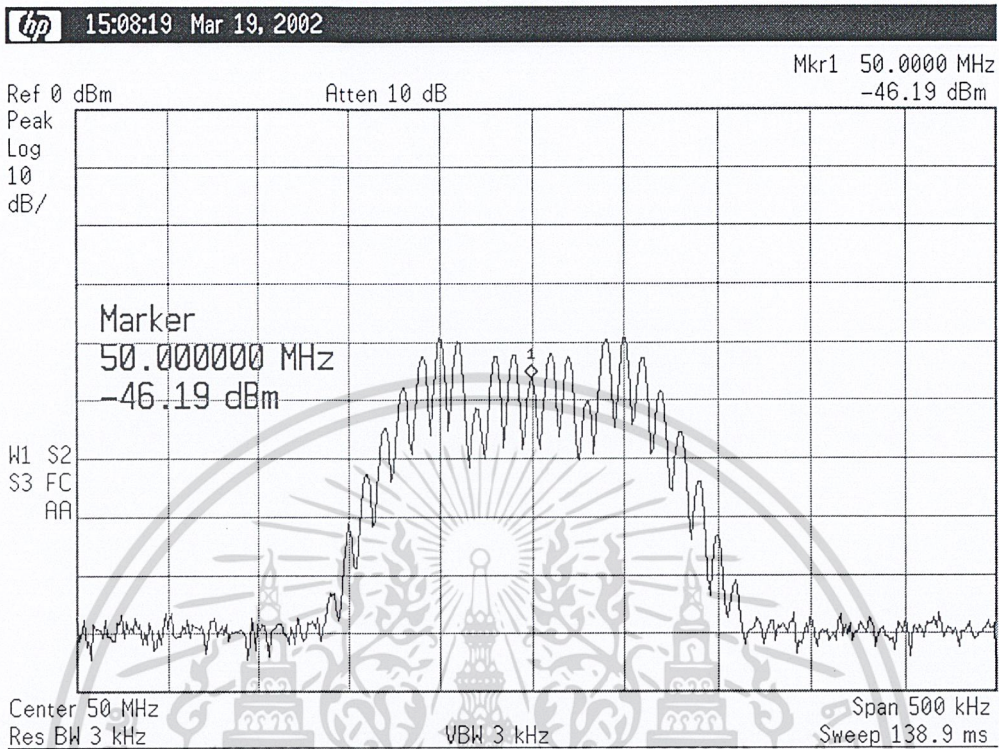


รูปที่ 4.23 Characteristic ของวงจร โวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

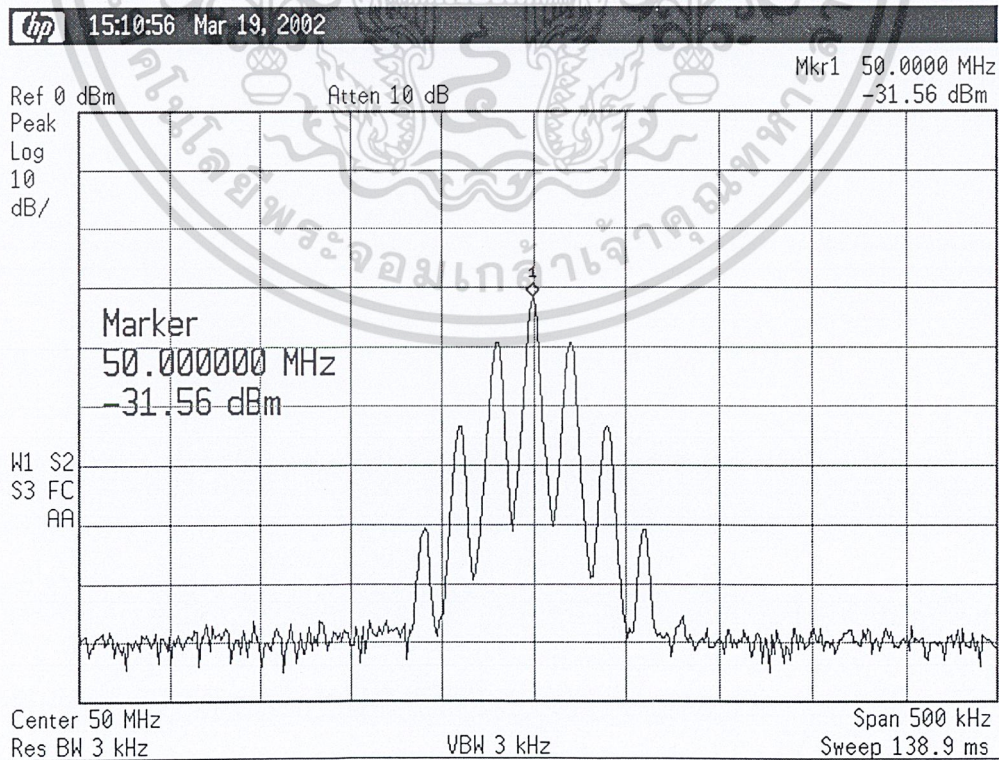
เมื่อทดลองป้อนสัญญาณไซน์ที่สมมติว่าเป็นสัญญาณขาเข้าสารที่จะมอดูเลตเข้าไป สเปกตรัมของสัญญาณจะเป็นดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีการใช้งานที่อธิบายไว้ในบทนำให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 200 mV<sub>pp</sub>



รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 100 mV<sub>pp</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.12.1.4 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะพบว่าเมื่อสัญญาณที่นำมาทดสอบมีขนาดแอมพลิจูดมากขึ้น การกระจายของสเปกตรัม (span) ก็จะมีค่ามากขึ้น แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอพเอ็มก็มีค่ามากขึ้น ซึ่งก็ตรงกับทฤษฎีของการมอดูเลตทางความถี่ที่ได้กล่าวมาในบทที่ 2 ส่วนเมื่อสัญญาณที่นำมาทดสอบมีความถี่เปลี่ยนแปลง ระยะเวลาของแท่งสเปกตรัมก็จะมีการเปลี่ยนแปลง แต่แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอพเอ็มจะไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ซึ่งก็ตรงกับในทฤษฎีเช่นกัน

#### 4.12.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

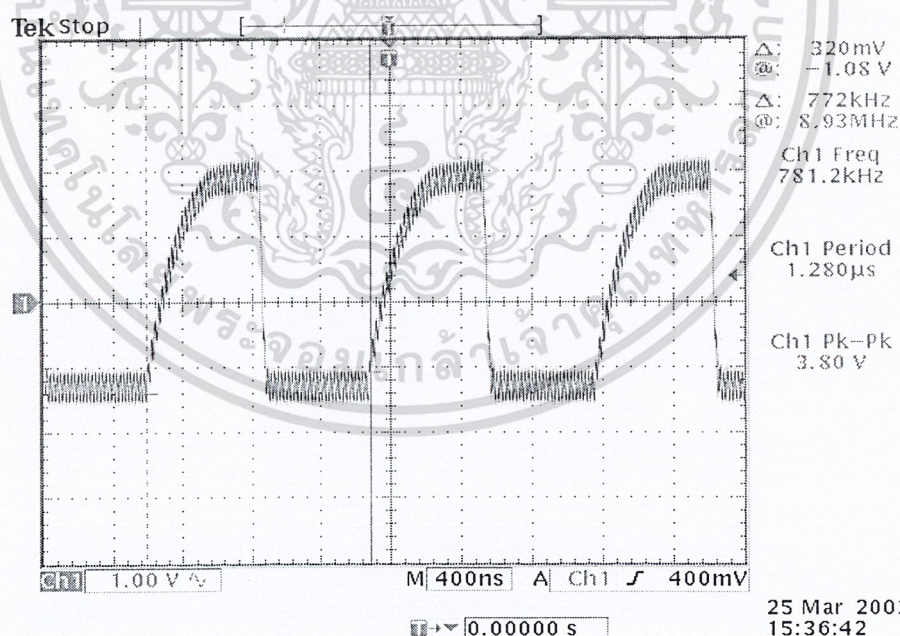
##### 4.12.2.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

##### 4.12.2.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.16 ร่วมกับรูปที่ 3.17
2. ป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรโวลท์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์เข้าไปที่ไอซี MC12017 สังเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้

##### 4.12.2.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ได้จากหารความถี่ไป 64 เท่า

##### 4.12.2.4 สรุปผลการทดลอง

การทำงานร่วมกันไอซี MC12017 และ MC145152 โดยที่ไอซี MC12017 จะทำการหารความถี่ของวงจรเอาต์พุตจากวงจรโวลท์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ด้วยค่า 64/65 ก่อนเข้าไอซี MC145152 ซึ่งผลที่ได้จากการป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรโวลท์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์เข้าไปที่ไอซี MC12017 เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.12.3 วงจรเฟลตตีเท็กเตอร์และวงจรหารความถี่

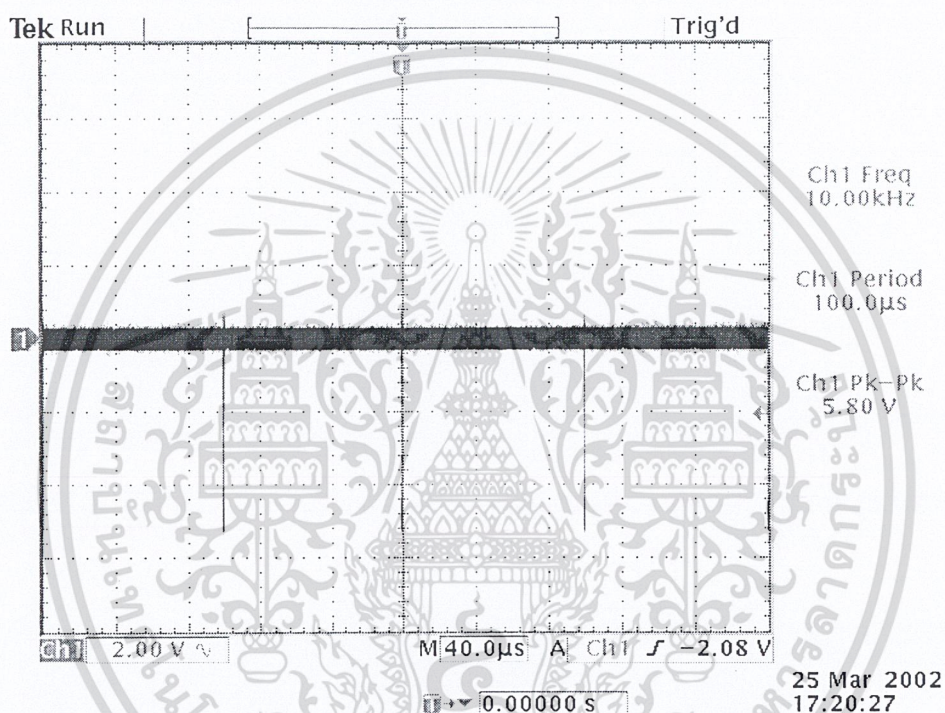
#### 4.12.3.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเฟลตตีเท็กเตอร์และวงจรหารความถี่

#### 4.12.3.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.17
2. สังเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร

#### 4.12.3.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.28 สัญญาณที่ขา Lock Detect เมื่อวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสถานะล็อก

#### 4.12.3.4 สรุปผลการทดลอง

ไอซี MC145152 เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะตรวจสอบว่าอยู่ในสถานะล็อกหรือไม่ นั้น สังเกตได้จากถ้าระบบอยู่ในสถานะล็อกแล้ว เฟสของสัญญาณอ้างอิงและเฟสของสัญญาณวิธีโซจะตรงกัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ LD,  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  จะต้องอยู่ในสถานะ High แต่จะมีช่วง Low ในระยะเวลาสั้น ๆ ดังรูปที่ได้ในผลการทดลอง

### 4.12.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

#### 4.12.4.1 วัตถุประสงค์

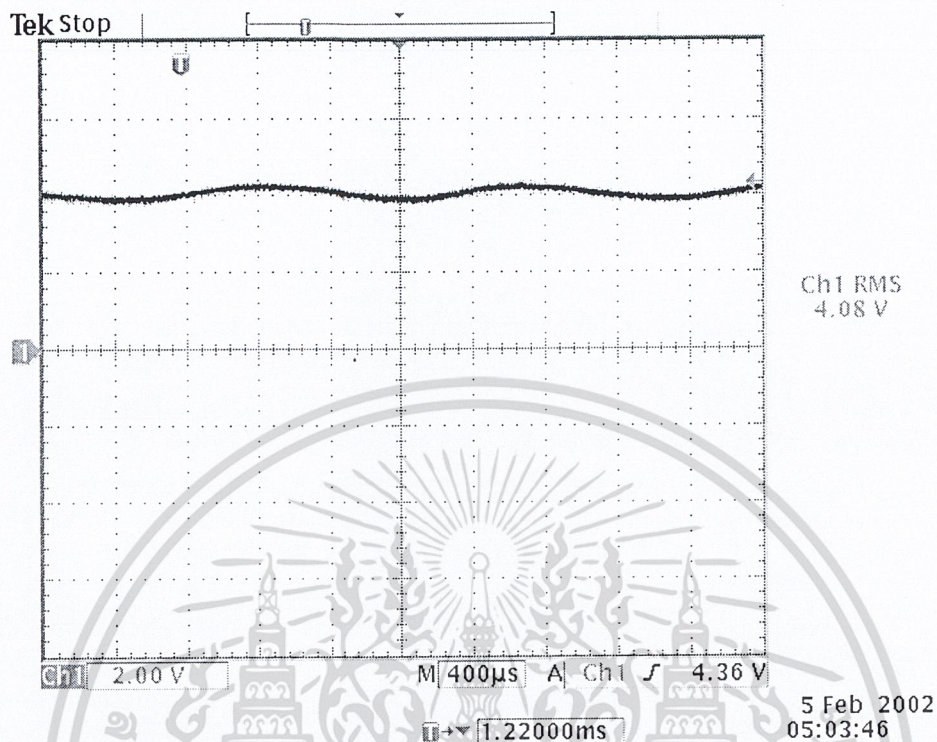
- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรรูปฟิลเตอร์

#### 4.12.4.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.18

2. สังเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร

## 4.12.4.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.29 ระดับแรงดันที่ออกจากกลุ่มฟิลเตอร์

## 4.12.4.4 สรุปผลการทดลอง

วงจรฟิลเตอร์จะทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเท็กเตอร์เพื่อเอาไปใช้ควบคุมออสซิลเลเตอร์เพื่อกงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้

## 4.13 วงจรฟรีแควนซีดีมอดูเลเตอร์

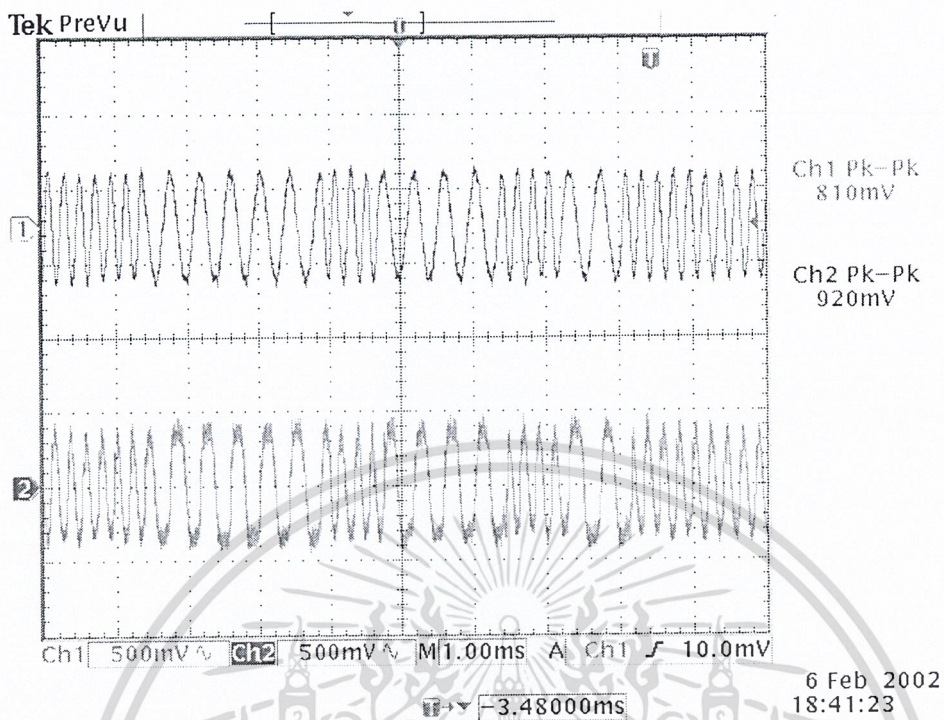
## 4.13.1 วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรฟรีแควนซีดีมอดูเลเตอร์

## 4.13.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.20
2. สังเกตและบันทึกผลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร

## 4.13.3 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.30 CH1 แสดงสัญญาณฟริควนซีซิปท์คีย์อิงที่ป้อนให้กับวงจรมอดูเลเตอร์

CH2 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุตที่ได้จากไอซี MC3362

#### 4.13.4 สรุปผลการทดลอง

วงจร MC3362 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้หลักการของ Double Down Converter คือทำการลดความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มลงสองครั้ง คือลดลงมาที่ 10.7 MHz และที่ 455 KHz ตามลำดับ จากนั้นก็จะทำการตรวจจับสัญญาณเอฟเอ็มที่มีความถี่ 455 KHz จึงสามารถดึงมอดูเลตสัญญาณออกมาได้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และบทสรุป

การทำโครงการในเรื่องนี้ อาศัยหลักการของวงจรพื้นฐานต่าง ๆ มาประกอบกันเป็นวงจรรวม ในแต่ละภาคนั้นบางวงจรมานำมาจากคู่มือการใช้งานไอซี บางวงจรก็มีการออกแบบเอง โดยในการประกอบวงจรในแต่ละภาคนั้น มีปัญหาเกิดขึ้นบ้างน้อยบ้างแตกต่างกันออกไป ซึ่งจะขอกล่าวสรุปไว้เป็นข้อเสนอแนะ เพื่อเป็นประโยชน์แก่ผู้อ่าน ในแต่ละภาคนั้นการทำงานของวงรดังต่อไปนี้

#### 1. วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห้

ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งจะทำได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ตามที่ได้ออกแบบไว้ เมื่อพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจะพบว่า สัญญาณที่ได้มีฮาร์โมนิกที่ความถี่อื่นเกิดขึ้นด้วย แต่เนื่องจากฮาร์โมนิกเหล่านั้นมีกำลังต่ำกว่าสัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการ จึงไม่ส่งผลกระทบต่อการใช้งาน

#### 2. วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์

เป็นวงจรที่ใช้มอดูเลตสัญญาณเสียงไปกับคลื่นพาห้ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM13600 เป็นการมอดูเลตแอมพลิจูดแบบ AM with carrier ซึ่งแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร เอนเวโลปของสัญญาณเอเอ็มจึงจะมีรูปร่างเหมือนสัญญาณข่าวสาร ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ควรคำนึงถึงคือ เปรอร์เซนตการมอดูเลชัน ซึ่งจะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง จึงจะสามารถดีเทกต์รอบสัญญาณเดิมกลับคืนมาได้

#### 3. วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์

เป็นวงจรมกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเค ซึ่งจะได้ออกแบบให้สามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 2 ความถี่ตามที่ต้องการคือ 1200 และ 2200 เฮิรตซ์ โดยปัญหามักจะอยู่ที่การปรับตัวความต้านทานปรับค่าได้เพื่อให้ได้ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่เหมาะสม นอกจากนี้สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้ก็ต้องมีความถี่ที่เหมาะสมด้วย วงจรจึงจะสามารถผลิตสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกต้องได้ นั่นคือความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิตอลที่ป้อนให้จะต้องไม่เกินครึ่งหนึ่งของบิทเรท

#### 4. วงจรรวมสัญญาณ

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่รวมสัญญาณเอเอ็มและสัญญาณเอฟเอสเค ซึ่งมีความถี่ที่แตกต่างกันแล้วส่งไปบนช่องสัญญาณเดียวกัน เอาต์พุตที่ได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณอินพุต ในการออกแบบจะอาศัยการวิเคราะห์ห้วงจรตามสมการที่ได้กล่าวไว้ในส่วนของบทที่ 3

#### 5. วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน

จะอาศัยวงจรขยายแบบกลับเฟสโดยใช้ออปแอมป์ เพื่อให้สัญญาณเสียงที่รับเข้ามาจากไมโครโฟนมีกำลังสูงขึ้นก่อนที่จะส่งไปยังวงจรอื่น ๆ

#### 6. วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้ได้ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ XR-2211 ซึ่งจะได้ออกแบบค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุให้ไม่ได้ค่าที่เหมาะสม ตามลำดับขั้นตอนที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เอาต์พุตของ วงจรจะทำให้ได้สัญญาณอินพุตไปใช้

กลับคืนมาได้

## 7. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) และวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF)

ทั้ง 2 วงจรจะถูกออกแบบให้เป็นแพสซีฟฟิลเตอร์ เพื่อทำหน้าที่กรองสัญญาณข้อมูลและเสียงซึ่งถูกมอดูเลตมาด้วยกันให้แยกออกจากกัน การออกแบบจะต้องคำนวณค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุให้เหมาะสมกับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรฟิลเตอร์ทำงาน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากกราฟผลตอบแทนทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากแต่ละวงจรจุดที่ความถี่คutoff อาจมีการคลาดเคลื่อนไปจากที่คำนวณไว้บ้าง เนื่องจากการใช้ค่าประมาณของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบไว้และข้อจำกัดที่ไม่สามารถออกแบบวงจรฟิลเตอร์ให้เป็นแบบอุดมคติได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรมียังสามารถใช้แยกสัญญาณได้เนื่องจากสัญญาณทั้ง 2 อยู่ในย่านความถี่ที่ห่างกันมาก

## 8. วงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์

จะใช้วิธีการดีเทกต์กรอบสัญญาณซึ่งต้องมีการเลือกค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC) ที่เหมาะสมตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 โดยวงจรที่ใช้จะกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุซึ่งที่จำเป็นต้องมีการปรับหมุนค่าตัวต้านทานปรับค่าได้จนกว่าจะได้ค่าที่ทำให้สามารถดีเทกต์สัญญาณข่าวสารออกมาได้อย่างถูกต้อง

## 9. วงจรขยายเสียงทางภาครับ

ออกแบบโดยใช้ไอซี LM 386N ซึ่งเป็นวงจรออปโตไอแอมป์ลิไฟเออร์ เหมาะที่จะใช้ขยายสัญญาณเสียงเท่านั้น เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยนมากที่ความถี่สูง ๆ อีกทั้งอัตราการขยายก็จะลดต่ำลงด้วย

## 10. วงจรแปลงระดับแรงดัน

ส่วนนี้จะทำหน้าที่เชื่อมต่อในการรับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์ โดยจะแปลงระหว่างแรงดัน RS-232 กับแรงดันที่ที่แอล ซึ่งจะใช้ไอซี MAX232 ในวงจรนี้

## 11. ระบบสังเคราะห์ความถี่

ประกอบด้วยวงจรวีซีโอ, ฟริสเคลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์, วงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 เพื่อหารความถี่ที่เข้ามา, วงจรลูปฟิลเตอร์ทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เพื่อเอาไปใช้ควบคุมออสซิลเลเตอร์เพื่อคงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้ ปัญหาที่เกิดขึ้นคือการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ทำได้ลำบาก เนื่องจากไม่มีเครื่องมือสำหรับวัดค่า L นอกจากนี้จะต้องมี PLL ที่ให้กำเนิดความถี่ที่คงที่ด้วย

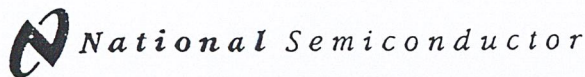
## 12. วงจรฟรีควেনซีดีมอดูเลเตอร์

สัญญาณจากสายอากาศจะเข้ามายังส่วนของเครื่องรับเอฟเอ็ม ผ่านวงจรขยายความถี่วิทยุแล้วรวมกับโลคอลออสซิลเลเตอร์ โดยวงจรมิกเซอร์ทำให้ได้ความถี่กลาง จากนั้นผ่านวงจรขยายความถี่กลาง, วงจรลิมิตเตอร์เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนและแยกสัญญาณเอฟเอ็มด้วยวงจรดีเทกเตอร์ จึงนำสัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับคืนมาได้ ซึ่งใช้ไอซี MC3362 ในการสร้างวงจรเหล่านี้ แต่ก็มีปัญหาอยู่ที่ไอซีนี้เป็น Narrow band FM Receiver จะทำการดีเทกต์สัญญาณได้ลำบาก จึงต้องลดค่าความถี่เบี่ยงเบนของ

ไม่ว่าเครื่องส่งลงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

### General Description

The LM13600 series consists of two current controlled transconductance amplifiers each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. Controlled impedance buffers which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers are provided.

### Features

- $g_m$  adjustable over 6 decades
- Excellent  $g_m$  linearity

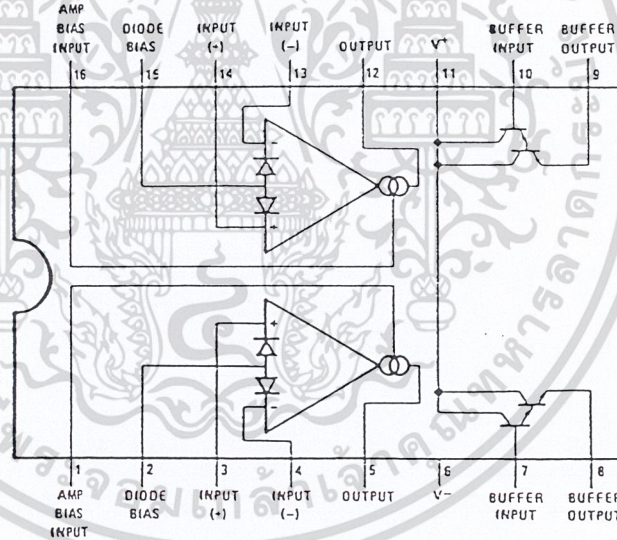
- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- Controlled impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio

### Applications

- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexers
- Timers
- Sample and hold circuits

### Connection Diagram

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Top View

TL/H/7560-2

Order Number LM13600M, LM13600N or LM13600AN  
See NS Package Number M16A or N16A

### Stereo Volume Control

The circuit of Figure 4 uses the excellent matching of the two LM13600 amplifiers to provide a Stereo Volume Control with a typical channel-to-channel gain tracking of 0.3 dB.  $R_p$  is provided to minimize the output offset voltage and may be replaced with two 510Ω resistors in AC-coupled applications. For the component values given, amplifier gain is derived for Figure 2 as being:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = 940 \times I_{ABC}$$

If  $V_C$  is derived from a second signal source then the circuit becomes an amplitude modulator or two-quadrant multiplier as shown in Figure 5, where:

$$I_O = \frac{-2I_S}{I_D} (I_{ABC}) = \frac{-2I_S}{I_D} \frac{V_{IN2}}{R_C} - \frac{2I_S}{I_D} \frac{(V^- + 1.4V)}{R_C}$$

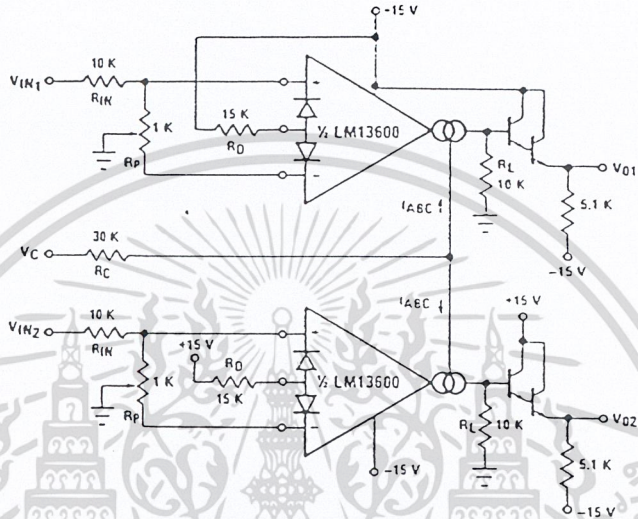


FIGURE 4. Stereo Volume Control

TL/H/7960-11

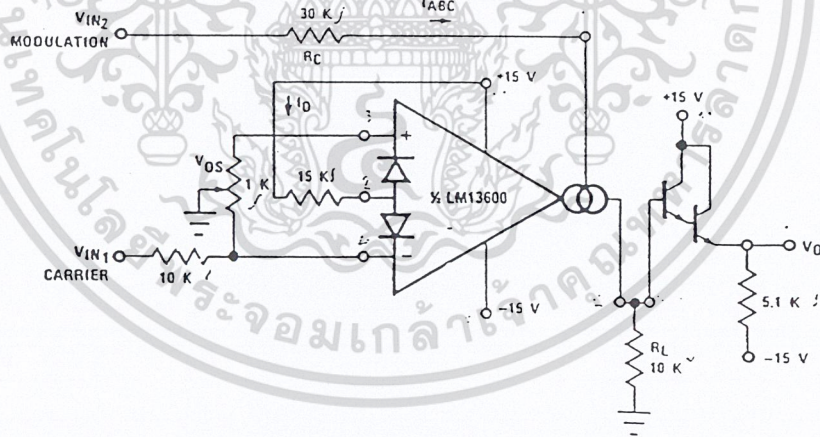


FIGURE 5. Amplitude Modulator

TL/H/7960-12

**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 2  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01\mu F$ ,  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_2 = 10k\Omega$ ,  $R_3 = 25k\Omega$   
 Unless Otherwise Specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
<b>General Characteristics</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
<b>Oscillator Section</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$ , $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$ , $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_o$	$f_o = 1/R_1 C$
Temperature Stability Frequency		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability <sup>2</sup>		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
<b>Sweep Linearity</b>								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$ , $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$ , $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
<b>Recommended Timing Components</b>								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	Figure 5
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	k $\Omega$	
<b>Triangle Sine Wave Output<sup>1</sup></b>								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k $\Omega$	Figure 2, $S_1$ Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k $\Omega$	Figure 2, $S_1$ Closed
Max. Output Swing		6			6		V <sub>p-p</sub>	
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
<b>Sine Wave Distortion</b>								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

### Notes

<sup>1</sup> Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_3$ , on Pin 3. See Figure 3.

<sup>2</sup> For maximum amplitude stability,  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.

**Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

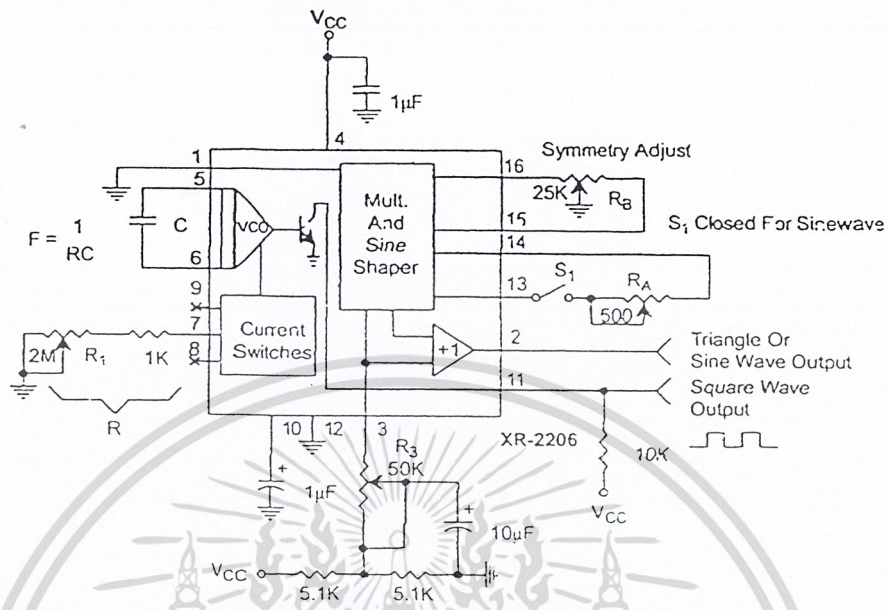


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R<sub>3</sub> Determines Output Swing - See Figure 3)

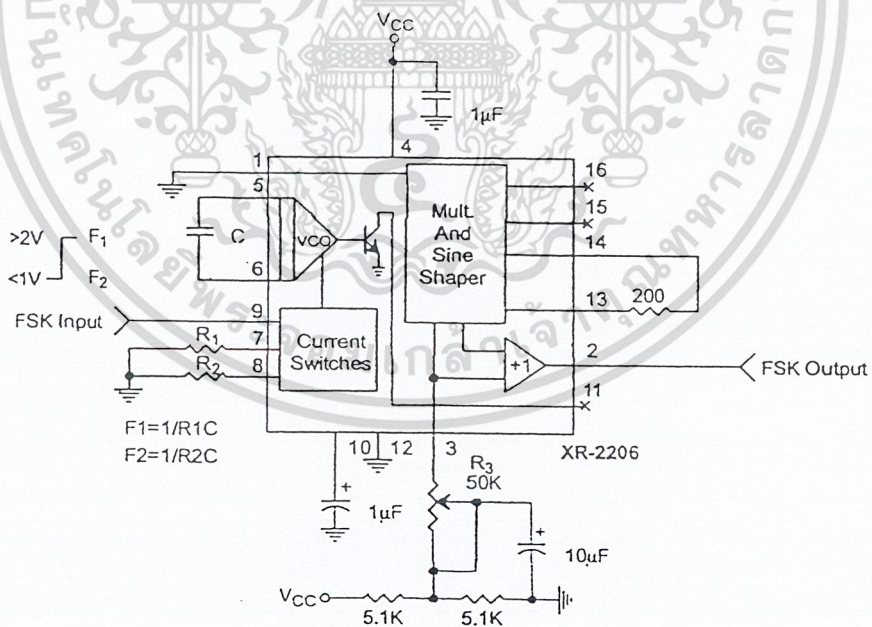


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

**With External Adjustment:**

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

**Triangle Wave Generation**

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

**FSK Generation**

*Figure 13* shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V$ .

**Pulse and Ramp Generation**

*Figure 14* shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of  $1k\Omega$  to  $2M\Omega$ .

**PRINCIPLES OF OPERATION****Description of Controls****Frequency of Operation:**

The frequency of oscillation,  $f_0$ , is determined by the external timing capacitor,  $C$ , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor,  $R$ , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either  $R$  or  $C$ . The recommended values of  $R$ , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for  $4k\Omega < R < 200k\Omega$ . Recommended values of  $C$  are from  $1000pF$  to  $100\mu F$ .

**Frequency Sweep and Modulation:**

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at  $+3V$ , with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$ , over a wide range of current values, from  $1\mu A$  to  $3mA$ . The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{R_c} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain,  $K$ , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safety operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq 3mA$ .

**FEATURES**

- Wide Frequency Range, 0.01Hz to 300kHz
- Wide Supply Voltage Range, 4.5V to 20V
- HCMOS/TTL/Logic Compatibility
- FSK Demodulation, with Carrier Detection
- Wide Dynamic Range, 10mV to 3V rms
- Adjustable Tracking Range, ±1% to 80%
- Excellent Temp. Stability, ±50ppm/°C, max.

**APPLICATIONS**

- Caller Identification Delivery
- FSK Demodulation
- Data Synchronization
- Tone Decoding
- FM Detection
- Carrier Detection

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications applications. It is particularly suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01Hz to 300kHz. It can accommodate analog signals between 10mV and 3V, and can interface with conventional DTL, TTL, and ECL logic families. The circuit consists of a basic PLL for tracking an input signal within the pass band, a

quadrature phase detector which provides carrier detection, and an FSK voltage comparator which provides FSK demodulation. External components are used to independently set center frequency, bandwidth, and output delay. An internal voltage reference proportional to the power supply is provided at an output pin.

The XR-2211 is available in 14 pin packages specified for military and industrial temperature ranges.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2211M	14 Pin CDIP (0.300")	-55°C to +125°C
XR-2211N	14 Pin CDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211P	14 Pin PDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211ID	14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")	-40°C to +85°C

## BLOCK DIAGRAM

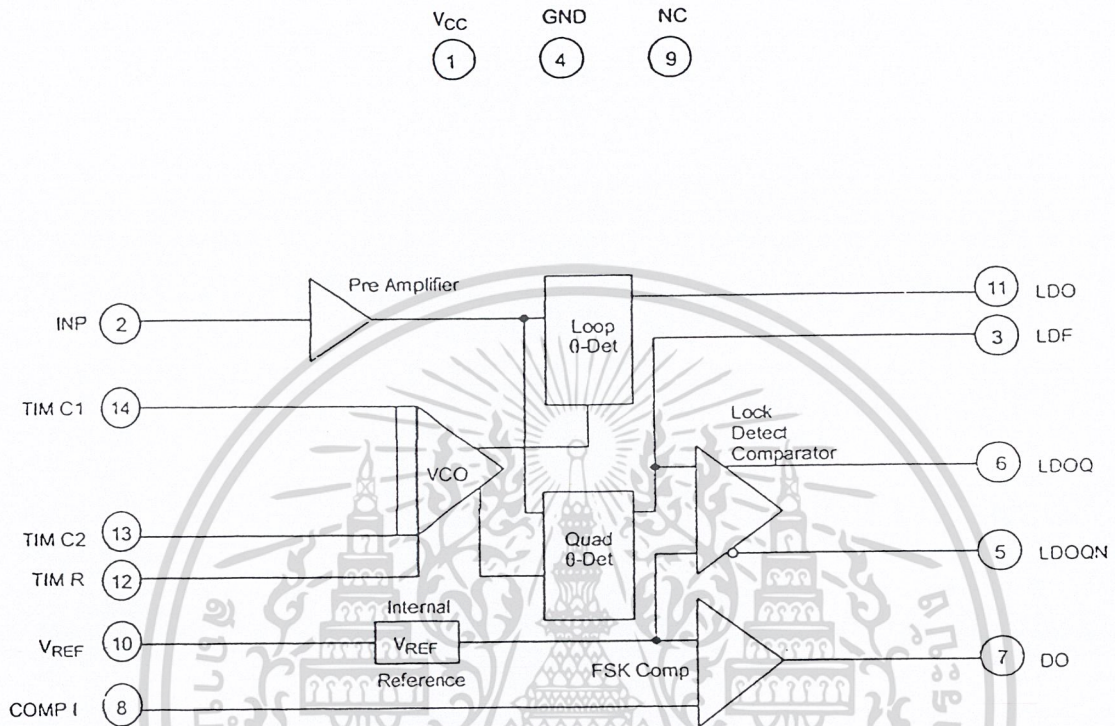


Figure 1. XR-2211 Block Diagram

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions:  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $R_0 = 30K\Omega$ ,  $C_0 = 0.033\mu F$ , unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
<b>General</b>					
Supply Voltage	<b>4.5</b>		<b>20</b>	V	
Supply Current		4	7	mA	$R_0 \geq 10K\Omega$ . See Figure 4.
<b>Oscillator Section</b>					
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 3$	%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$
Frequency Stability					
Temperature		$\pm 20$	$\pm 50$	ppm/ $^\circ C$	See Figure 8.
Power Supply		0.05	0.5	%/V	$V_{CC} = 12 \pm 1V$ . See Figure 7.
		0.2		%/V	$V_{CC} = \pm 5V$ . See Figure 7.
Upper Frequency Limit	100	300		kHz	$R_0 = 8.2K\Omega$ , $C_0 = 400pF$
Lowest Practical Operating Frequency			0.01	Hz	$R_0 = 2M\Omega$ , $C_0 = 50\mu F$
Timing Resistor, $R_0$ - See Figure 5					
Operating Range	5		2000	$K\Omega$	
Recommended Range	5			$K\Omega$	See Figure 7 and Figure 8.
<b>Loop Phase Detector Section</b>					
Peak Output Current	<b><math>\pm 150</math></b>	<b><math>\pm 200</math></b>	<b><math>\pm 300</math></b>	$\mu A$	Measured at Pin 11
Output Offset Current		1		$\mu A$	
Output Impedance		1		$M\Omega$	
Maximum Swing	<b><math>\pm 4</math></b>	<b><math>\pm 5</math></b>		V	Referenced to Pin 10
<b>Quadrature Phase Detector</b>					
					Measured at Pin 3
Peak Output Current	<b>100</b>	300		$\mu A$	
Output Impedance		1		$M\Omega$	
Maximum Swing		11		V <sub>PP</sub>	
<b>Input Preampt Section</b>					
					Measured at Pin 2
Input Impedance		20		$K\Omega$	
Input Signal					
Voltage Required to Cause Limiting		2	10	mV rms	

### Notes

Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production. Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

## PRINCIPLES OF OPERATION

**Signal Input (Pin 2):** Signal is AC coupled to this terminal. The internal impedance at pin 2 is 20K $\Omega$ . Recommended input signal level is in the range of 10mV rms to 3V rms.

**Quadrature Phase Detector Output (Pin 3):** This is the high impedance output of quadrature phase detector and is internally connected to the input of lock detect voltage comparator. In tone detection applications, pin 3 is connected to ground through a parallel combination of  $R_D$  and  $C_D$  (see Figure 3) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, pin 3 can be left open.

**Lock Detect Output, Q (Pin 6):** The output at pin 6 is at "low" state when the PLL is out of lock and goes to "high" state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V_{CC}$  for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5mA of load current.

**Lock Detect Complement, (Pin 5):** The output at pin 5 is the logic complement of the lock detect output at pin 6. This output is also an open collector type stage which can sink 5mA of load current at low or "on" state.

**FSK Data Output (Pin 7):** This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V_{CC}$  for proper operation. It can sink 5mA of load current. When decoding FSK signals, FSK data output is at "high" or "off" state for low input frequency, and at "low" or "on" state for high input frequency. If no input signal is present, the logic state at pin 7 is indeterminate.

**FSK Comparator Input (Pin 8):** This is the high impedance input to the FSK voltage comparator. Normally, an FSK post-detection or data filter is connected between this terminal and the PLL phase detector output (pin 11). This data filter is formed by  $R_F$  and  $C_F$  (see Figure 3.) The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage,  $V_{REF}$ , available at pin 10.

**Reference Voltage,  $V_{REF}$  (Pin 10):** This pin is internally biased at the reference voltage level,  $V_{REF}$ :  $V_{REF} = V_{CC}/2 - 650\text{mV}$ . The DC voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at pins 5, 8, 11 and 12. Pin

10 must be bypassed to ground with a 0.1 $\mu\text{F}$  capacitor for proper operation of the circuit.

**Loop Phase Detector Output (Pin 11):** This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by  $R_1$  and  $C_1$  connected to pin 11 (see Figure 3.) With no input signal, or with no phase error within the PLL, the DC level at pin 11 is very nearly equal to  $V_{REF}$ . The peak to peak voltage swing available at the phase detector output is equal to  $2 \times V_{REF}$ .

**VCO Control Input (Pin 12):** VCO free-running frequency is determined by external timing resistor,  $R_0$ , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency,  $f_0$ , is:

$$f_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_0} \text{ Hz}$$

where  $C_0$  is the timing capacitor across pins 13 and 14. For optimum temperature stability,  $R_0$  must be in the range of 10K $\Omega$  to 100K $\Omega$  (see Figure 9.)

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a DC level equal to  $V_{REF}$ . The maximum timing current drawn from pin 12 must be limited to  $\leq 3\text{mA}$  for proper operation of the circuit.

**VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14):** VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor,  $C_0$ , connected across these terminals (see Figure 6.)  $C_0$  must be non-polar, and in the range of 200pF to 10 $\mu\text{F}$ .

**VCO Frequency Adjustment:** VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer,  $R_X$ , in series with  $R_0$  at pin 12 (see Figure 10.)

**VCO Free-Running Frequency,  $f_0$ :** XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. For set-up or adjustment purposes, the VCO free-running frequency can be tuned by using the generalized circuit in Figure 3, and applying an alternating bit pattern of 0's and 1's at the known mark and space frequencies. By adjusting  $R_0$ , the VCO can then be tuned to obtain a 50% duty cycle on the FSK output (pin 7). This will ensure that the VCO  $f_0$  value is accurately referenced to the mark and space frequencies.

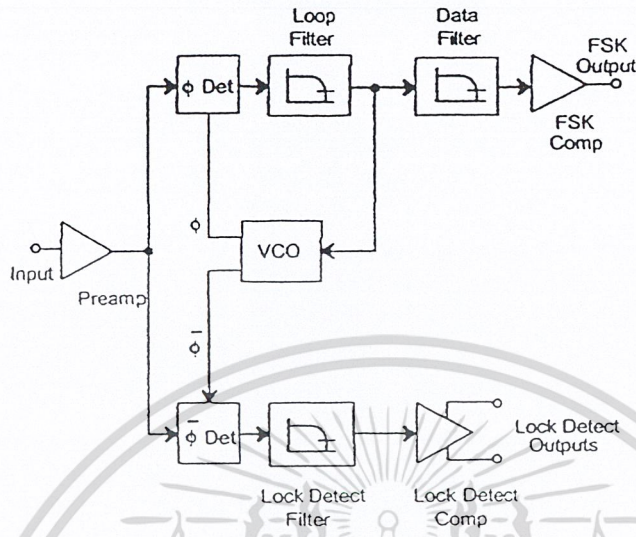


Figure 2. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

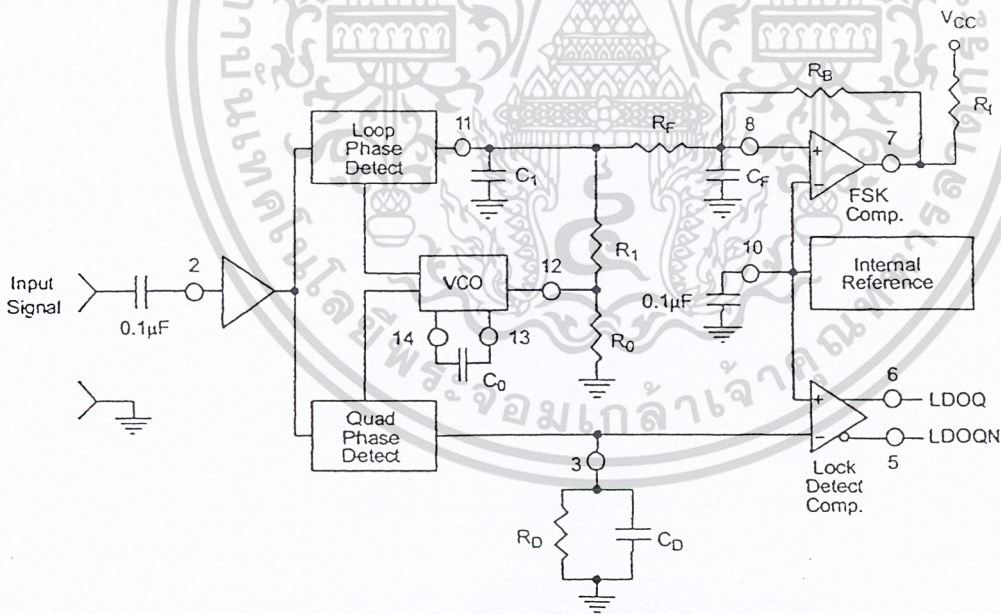


Figure 3. Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

## APPLICATIONS INFORMATION

## FSK Decoding

Figure 10 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figure 3 and Figure 10, the functions of external components are defined as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set the PLL center frequency,  $R_1$  sets the system bandwidth, and  $C_1$  sets the loop filter time constant and the loop damping factor.  $C_F$  and  $R_F$  form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor  $R_B$  from pin 7 to pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

## Design Instructions:

The circuit of Figure 10 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_F$ . For a given set of FSK mark and space frequencies,  $f_0$  and  $f_1$ , these parameters can be calculated as follows:

(All resistance in  $\Omega$ 's, all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

- a) Calculate PLL center frequency,  $f_0$ :

$$f_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2}$$

- b) Choose value of timing resistor  $R_0$ , to be in the range of 10K $\Omega$  to 100K $\Omega$ . This choice is arbitrary. The recommended value is  $R_0 = 20K\Omega$ . The final value of  $R_0$  is normally fine-tuned with the series potentiometer,  $R_x$ .

$$R_o = R_0 + \frac{R_x}{2}$$

- c) Calculate value of  $C_0$  from design equation (1) or from Figure 7.

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot f_0}$$

- d) Calculate  $R_1$  to give the desired tracking bandwidth (See design equation 5).

$$R_1 = \frac{R_o \cdot f_0}{(f_1 - f_2)} \cdot 2$$

- e) Calculate  $C_1$  to set loop damping. (See design equation 4):

Normally,  $\zeta = 0.5$  is recommended.

$$C_1 = \frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot \zeta^2}$$

## กิตติกรรมประกาศ

รายงานและโครงการนี้คงจะสำเร็จลงไม่ได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างยิ่งจากบุคคลหลาย ๆ ท่าน เริ่มตั้งแต่การทำโครงการ ตลอดจนคำแนะนำในการทำรายงานฉบับนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ อาจารย์วิวัฒน์ กิรานนท์

ขอขอบพระคุณ อาจารย์วิภา แสงพิสิทธิ

ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

- [1] John L. Hilburn, "Manual of active filter design", McGRAW-HILL, New York, 1973
- [2] รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร" คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540
- [3] ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล, "หลักการไฟฟ้าสื่อสาร" บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2527

