

เครื่องป้องกันการดักฟังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง  
2 CHANNEL AUDIO SCRAMBLE SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เลขหน้.....  
เลขทะเบียน 42176  
วัน, เดือน, ปี 14 พ.ค. 2545

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญาานิพนธ์

เครื่องป้องกันการดักฟังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง  
2 CHANNEL AUDIO SCRAMBLE SYSTEM

ชื่อนักศึกษา

นายนคร หงวนศิริ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สมภพ แก้วมีชัย

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
อนุมัติให้ปริญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรม  
ศาสตรบัณฑิต



คณะกรรมการสอบปริญาานิพนธ์

.....อ.ที่ปรึกษา  
(.....)

.....กรรมการ  
(.....)

.....กรรมการ  
(.....)

.....กรรมการ  
(.....)

.....กรรมการ  
(.....)

.....กรรมการ  
(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญภาพ	ง
<b>บทที่ 1</b>	
ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด	1
รายละเอียดของการเข้ารหัสแต่ละชนิด	1
ซิงเกิล ไชด์แบนด์	5
ไชด์แบนด์ฟิลเตอร์	6
การเลือกไชด์แบนด์	7
โปรคักต์ดีเทคเตอร์	8
<b>บทที่ 2</b>	
หลักการพื้นฐานของวงจรป้องกันการดักรับสัญญาณแบบดิจิทัล	10
การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ( Analog to Digital Conversion )	10
การซแครมเบิ้ล ( Scrambling )	20
วงจรเฟสล็อกคูล	24
เอฟเอ็มดีโมคูเลชัน	27
ฟรีควนซีซิงโครไนซ์เซชัน	28
ซิกแนลคอนดิชันนิง	28
การคูณความถี่และการหารความถี่	28
ฟรีควนซีทรานเลชัน	29
เอฟเอ็มดีเทคชัน	30
วงจรหารความถี่	31
<b>บทที่ 3</b>	
Amplitude modulation	32
การมอดูเลตแบบ DSB	35
การมอดูเลตแบบ SSB	37
การมอดูเลตแบบ VSB	39
การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด	40
มอดูเลตแบบผลคูณ ( Product modulation )	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลเตอร์แบบกึ่งกำลังสองและมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์	41
มอดูเลเตอร์แบบสวิชชิง(Switching modulator)	43
การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB	44
การมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาด	45
การแปลงความถี่ของสัญญาณ	45
เอ็นเวลโลปด์เทคชั่น	46
ซิงโครนัสดีเทคชั่น(Synchronous detection)	48
การมอดูเลตเชิงมุมเมื่อพิจารณาในอาณาจักรของเวลา	51
ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบFMและการมอดูเลตแบบPM	52
มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณFMและสัญญาณPM	53
กำลังส่งของสัญญาณFMและสัญญาณPM	54
การวิเคราะห์สัญญาณFMและสัญญาณPMในอาณาจักรของความถี่	54
สเปกตรัมของสัญญาณFMและสัญญาณPMที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว	55
เฟสล็อกคูลูป	56
<b>บทที่ 4</b>	
ไฮบริด(Hybrid)	59
การสูญเสียกำลังงานในไฮบริด	60
คุณสมบัติของ4Wire Terminating Set	62
ไฮบริดนั้นสามารถนำไปใช้งานได้หลายอย่าง	64
<b>บทที่ 5</b>	
หลักการทำงานของระบบป้องกันการลอบดักฟังสัญญาณเสียง	66
วงจรใช้งาน	68
วงจรกำเนิดสัญญาณ(Oscillator)	68
วงจรรหารสอง	68
วงจรรหาร256(Divide 256 Counter)	69
วงจรTiming Generator	70
วงจรเข้ารหัสสัญญาณเสียง(Voice Scrambler)	70
วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียง(Voice Desrambler)	72
วงจรจ่ายไฟ(Power supply)	72
การทดลอง	73
วงจรการใช้งาน	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง  
เอกสารอ้างอิง

หน้า  
75  
76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องป้องกันการดักฟังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง  
2 CHANNEL AUDIO SCRAMBLE SYSTEM

โดย

นายนคร หงวนศิริ

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สมภพ แก้วมีชัย

## บทคัดย่อ

โครงการเครื่องป้องกันการดักฟังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง ที่จัดทำขึ้นนี้เพื่อต้องการจะนำมาใช้ประโยชน์ในการติดต่อสื่อสาร ทำให้เกิดความปลอดภัยในข้อมูลที่เราสื่อสารกัน การทำงานของเครื่องนี้ เป็นการผสมสัญญาณแบบพัลส์โค้ดมอดูเลชัน ทำให้ได้สัญญาณดิจิทัล และทำการสแกรมบลิงและแปลงเป็นสัญญาณอนาลอก และคิสมแกรมบลิงจะนำสัญญาณที่รับมาแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล เป็นการทำงานแบบคร่าวๆของโครงการนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>PROJECT</b>	2 CHANNEL AUDIO SCRAMBLE SYSTEM
<b>NAME</b>	MR.NAKORN NGUANSIRI
<b>ADVISOR</b>	MR.SOMPPOH KAEWMEECHAI
<b>LEVEL OF STUDY</b>	BAHLOR'S DEGREE IN INDUSTRIAL (TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY)
<b>ACDEMIC</b>	YEAR 2000

### ABSTRACT

2 CHANNEL AUDIO SCRAMBLE SYSTEM IS SETTING FOR BENEFIT OF SAFING DATA COMMUNICATION. THE PROCESS OF THIS SYSTEM IS COMBINING THE KIND OF SIGNAL (PLUSE CODE MODULATION). IT SCRAMBLING A DIGITAL SIGNAL TO ANALOG SIGNAL ON THE OTHER HAND, IT DESCRAMBLING IN ANOTHER WAY. IT IS THE EXPLANATION OF THIS SYSTEM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

โครงการเครื่องป้องกันการค้ำคังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง ที่ได้จัดทำขึ้นมานี้จะไม่สำเร็จถ้าไม่ได้รับความอนุเคราะห์จากคุณพ่อคุณแม่ในการออกทุนในการทำโครงการ อาจารย์สมภพ แก้วมีชัย ที่ให้คำปรึกษาโครงการนี้ และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกคน ได้แก่ น้า พี่ น้อง และเพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือ และเป็นกำลังใจในการทำโครงการนี้จนสามารถสำเร็จลุล่วงได้ตามเป้าหมายที่ได้กำหนดเอาไว้

ถึงแม้ว่าโครงการนี้จะเป็นเพียง โครงการเล็กๆ ที่ได้นำเอาความรู้ในวิชาที่เรียนมาประยุกต์ให้เกิดโครงการนี้ แต่ก็สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้จริงในการติดต่อสื่อสาร เพื่อให้เกิดความปลอดภัยและเป็นส่วนตัวอย่างแท้จริง

จึงขอขอบคุณผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านทั้งที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น และมีได้ออกนาม ณ ที่นี้อีกครั้ง ที่มีส่วนให้โครงการสำเร็จได้

ผู้จัดทำ

นาย นคร หงวนศิริ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้า
บทที่ 1	
รูปที่ 1.1 แสดงช่วงความถี่ของสัญญาณเสียง	2
1.2 แสดงช่วงความถี่ที่ถูกกลับสเปกตรัม	2
1.3 หลักการของ band – shift inversion	3
1.4 band scrambling technique	4
1.5 Time –Element Scrambler	5
1.6 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์	6
1.7 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์	6
1.8 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ	7
1.9 วงจรโปรตักทีเทคเตอร์	8
บทที่ 2	
รูปที่ 2.1 แผนภาพแสดงการทำงานของทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ	11
2.2 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการสุ่มค่าแล้ว	12
2.3 เทคนิคการสุ่มสัญญาณ	13
2.4 กระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสของระบบ PCM	13
2.5 โครงสร้างของระบบ ADPCM	14
2.6 ตัวอย่างของเดลต้ามอดูเลชัน (DM)	15
2.7 ขบวนการของเดลต้ามอดูเลชัน	16
2.8 การทำงานของ DM encoder / decoder	17
2.9 การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลของ CVSD	19
2.10 การแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก CVSD	19
2.11 โครงสร้างภายในของ CVSD	20
2.12 ตัวอย่างการกำเนิดลำดับแบบกึ่งสุ่ม	22
2.13 ตัวอย่างการกำเนิดลำดับแบบ M – Sequence	22
2.14 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป	24
2.15 แสดงการไม่ซิงโครไนซ์ของเออร์บีตไนต์ในช่วงเวลาของการแคปเจอร์	25
2.16 แสดงถึง transfer characteristic ของความถี่กับโวลต์เตจ PLL	26
2.17 การทวิความถี่โดยใช้การหารความถี่ใน PLL	29
2.18 ฟรีควนซีแทรานสเลชัน หรือ “offset lop”	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.19 Coherent amplitude – modulation detection โดยใช้เฟสล็อกคูลูป	30
2.20 วงจรนับแบบไบนารี – รีปีเบิ้ล 4 บิตโดยใช้ J-K ฟลิปฟลอป	31
2.21 แผนผังเวลาการทำงานของวงจรรนับ	31
<b>บทที่ 3</b>	
<b>รูปที่ 3.1</b> ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาลอกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า W	32
3.2 รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM	32
3.3 สัญญาณ AM ที่มีอคูเลชั่นอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1	33
3.4 สเปกตรัมของสัญญาณ AM	34
3.5 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB	36
3.6 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB	36
3.7 สเปกตรัมของสัญญาณ SSB	38
3.8 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB	39
3.9 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ระบบ NTSC	40
3.10 มอดูเลตแบบผลคูณ	40
3.11 วงจรแวลูเอเบิลทรานคอนคักแดนซ์	41
3.12 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM	42
3.13 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ ( 2 )	43
3.14 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สัญญาณ DSB	43
3.15 หลักการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบสวิทซ์ซิง	44
3.16 การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น	45
3.17 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ	46
3.18 ตัวอย่างวงจรเอ็นเวล โสปีดีเทกชัน	47
3.19 การรับสัญญาณ AM	47
3.20 บล็อกไดอะแกรมของซิง โครนีสตีเทกชัน	48
3.21 สเปกตรัมของสัญญาณในระบบ VSB	48
3.22 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตแบบดับเบิลซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์	49
3.23 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM	52
3.24 การใช้วงจรอินทิเกรตและวงจรถิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ PM	52
3.25 ส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อกคูลูป	56
3.26 วงจรเปรียบเทียบเฟสและสัญญาณขาออกที่เกิดจากค่าคลาดเคลื่อนเฟส	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

รูปที่ 4.1 ชื่อเรียกสำหรับช่องทางทั้ง 4 ของไฮบริด	59
4.2 สัมพันธภาพทางอิมพีแดนซ์ของไฮบริด	60
4.3 การสูญเสียกำลังงานในเส้นทางรับส่งของไฮบริด	61
4.4 การจัดวงจรภายในของ 4-Wire terminating Set	61
4.5 การส่งสัญญาณจาก 2 Wire Line ไปยัง 4 Wire transmit	62
4.6 การส่งสัญญาณจาก 4 Wire Receive ไปยัง 2 Wire Line	63
4.7 การใช้ประโยชน์ของไฮบริดในลักษณะต่างๆ	64

## บทที่ 5

รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรม	67
5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ	68
5.3 วงจรหารสอง	69
5.4 วงจรหาร 256	69
5.5 วงจร Timing Generator	70
5.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณเสียง (Voice Scramble)	71
5.7 วงจรแหล่งจ่ายไฟ	72
5.8 ลายวงจรด้านบนของวงจรหลัก	73
5.9 ลายวงจรด้านล่างของแผ่นวงจรหลัก	74
5.10 ลายวงจรของแผ่นวงจรแหล่งจ่ายไฟ	74

## บทที่ 1

### ประเภทของการเข้ารหัสเสียงพูด

ในการติดต่อสื่อสาร การติดต่อชนิดต่าง ๆ ที่มีอยู่นั้น มีจุดประสงค์เพียงเพื่อสื่อข่าวสารที่ถูกต้องและรวดเร็ว ลดค่าใช้จ่ายในการเดินทาง แต่ในการติดต่อข่าวสารบางอย่างจำเป็นต้องรักษาข่าวสารเพื่อกันการรั่วไหล ปัญหาหลักที่ผู้ออกแบบจำเป็นต้องมีเครื่องมือป้องกัน คือ การใช้ความก้าวหน้าและทันสมัยในการนำเทคนิคใหม่ ๆ มาใช้ ซึ่งมีหลายเทคนิคจำเป็นต้องมีข้อจำกัด และกฎข้อบังคับสำหรับการสื่อสารประเภทนั้น ตัวอย่างเช่น การกำหนดย่านความถี่ (bandwidth) ของระบบโทรศัพท์และวิทยุ และสิ่งหนึ่งที่ต้องการการคำนึงถึง คือ คุณภาพของเสียงที่ใช้ในระบบสื่อสารประเภทนั้น ว่ามีความชัดเจนเพียงใด ความชัดเจนของเสียงจะไม่เพิ่มขึ้นถ้าระบบการสื่อสารโยงการส่งผ่าน (transmission link) ไม่ดีพอ การย้ายข่าวสารเพื่อการถูกต้อง เนื่องจากเหตุผลดังกล่าว เป็นการไม่ปลอดภัยในข่าวสารนั้น จึงควรพิจารณาถึงความเหมาะสมกับการนำไปใช้งานสำหรับแต่ละชนิดของเครื่องป้องกัน และชนิดของระบบเชื่อมโยงการส่งผ่านที่ใช้อยู่

การเข้ารหัสเสียงพูด (Encoding speech) แบ่งตามเทคนิคได้ 2 วิธี คือ

1. การเข้ารหัสทาง Digital
2. การเข้ารหัสทาง Analog

การเข้ารหัสเสียงพูดด้วยวิธีการอนาลอก (Analog encoding speech)

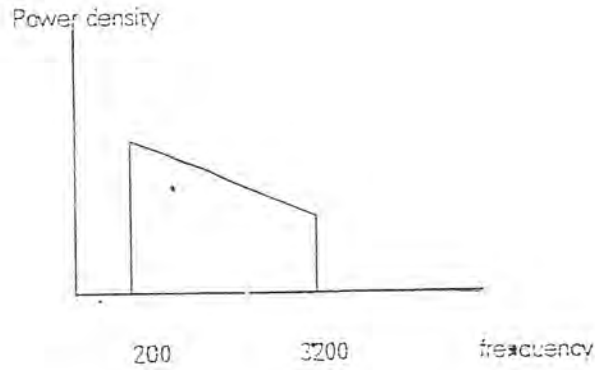
มีด้วยกันหลายวิธีเช่น

1. Speech inversion
2. Band – shift inversion
3. Bandscrambler or bandsplitter
4. Time Element Scrambler

รายละเอียดของการเข้ารหัสแต่ละชนิด

#### Speech inversion

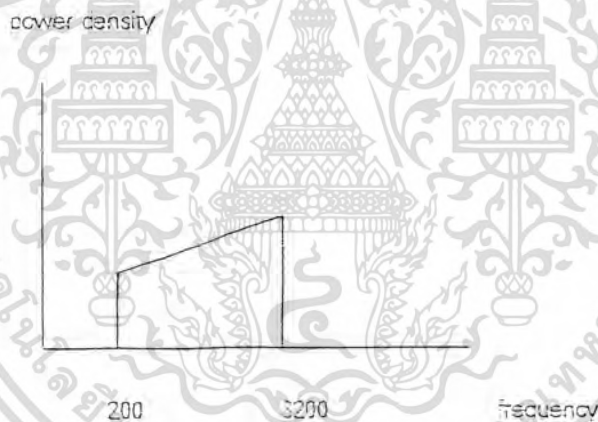
Speech inversion เป็นการสแตรมบลิ้ง (scrambling) ความถี่แบบแบบหนึ่งที่เรารู้จักกันดี สมมุติว่าเรามีสัญญาณเสียงที่มี bandwidth จำกัดอยู่ในช่วง 200-300 Hz. ดังในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงช่วงความถี่ของสัญญาณเสียง

ความคิดพื้นฐานของวิธีการดังกล่าวเพื่อจะเปลี่ยนความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำ และจากความถี่ต่ำให้เป็นความถี่สูง ความสัมพันธ์นี้ค่อนข้างเข้าใจง่าย ผลของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวแสดงดัง

รูปที่ 1.2 ระบบดังกล่าวเป็นระบบที่ไม่ซับซ้อนมากซึ่งส่วนใหญ่การคิดสแควมบลิง ( Descramling) ได้โดย reinversion แบบลองผิดลองถูก (trial and error) ก็สามารที่จะได้สัญญาณเดิมคืนมาได้



รูปที่ 1.2 แสดงช่วงความถี่ที่ถูกกลับสเปกตรัม

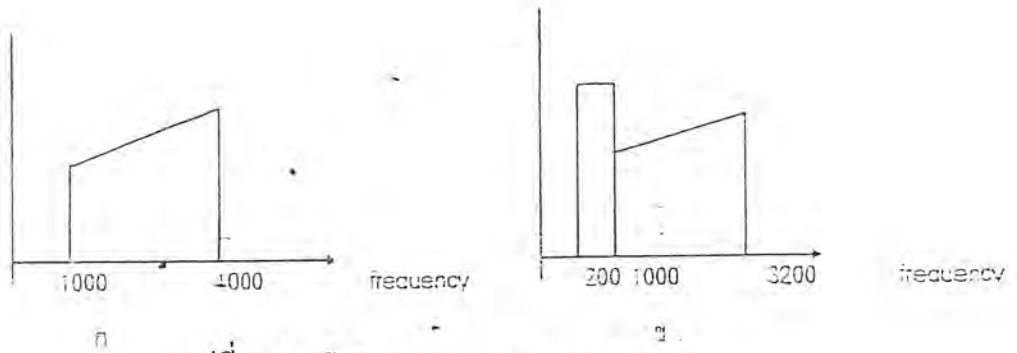
#### band – shift inversion

เป็นการปรับปรุง Speech inversion โดยมีสัญญาณที่อยู่ในช่วง 200-320Hz จะถูก inversion และเลื่อน (shift) แบนด์วิดท์ (100-400Hz) สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณดังกล่าว แสดงในรูปที่ 1.3 ก สัญญาณ นี้อยู่นอกแบนด์วิดท์แตกต่างจากสัญญาณตัวแรก แต่เราสามารถที่จะเอาส่วนที่เกิน 3200 Hz ย้ายมาอยู่ความถี่ต่ำ (สังเกตดูสัญญาณในรูปที่ 1.2 จะมีขอบเขต (range) ของความถี่ที่ต่างกันแต่ก็จะมีแบนด์วิดท์เท่ากับสัญญาณตัวแรก) หลักการของ Brand-shift inversion ได้แสดงในรูป 1.3 ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

power density

power density



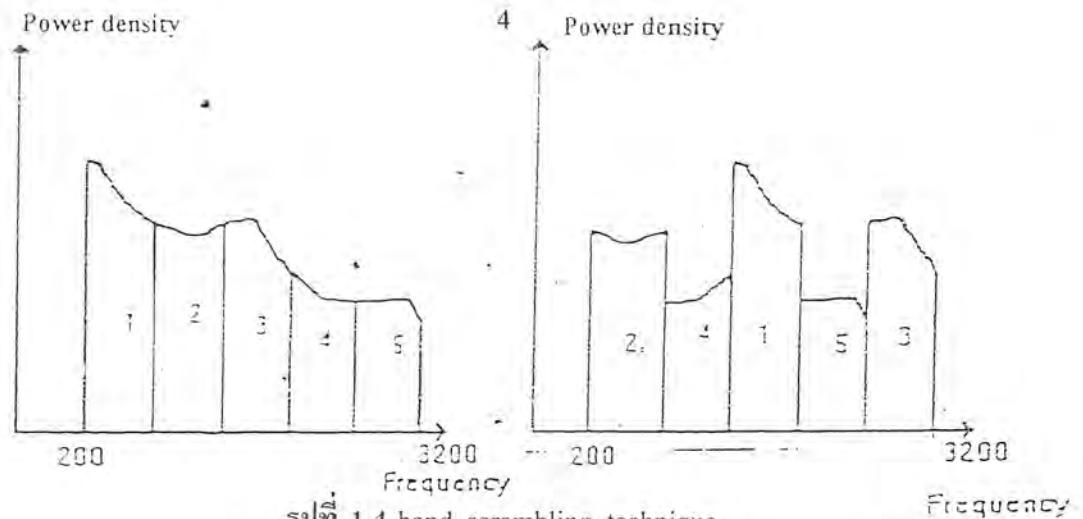
รูปที่ 1.3 หลักการของ band – shift inversion

ตัวอย่างของ band – shift inversion อันหนึ่งที่มีการ inversion สัญญาณด้วยความถี่พาหะ (carrier frequency) ที่แตกต่างกันโดยมีการเลื่อน (shift) แบนด์แบบคงที่ทำให้คอมบินเนชันที่เป็นไปได้ยาก (possible combination) มีจำนวนจำกัด วิธีที่จะเพิ่มคอมบินเนชัน อาจจะใช้ pseudo random generator เป็นตัวเลือกการเลื่อนที่แตกต่างกัน และแต่ละแบบจะมีช่วงเวลา (time interval) ประมาณ 10-20 ms แล้วจัดลำดับสลับเปลี่ยนกันไปเป็นลักษณะ ไซเคิล (cycle) หลักการอันนี้เรียกว่า cyclical band – shift inversion ทำให้คอมบินเนชันที่เป็นไปได้มีมากขึ้น

ข้อเสียของ band – shift inversion ที่เด่นชัดมีอยู่ 2 ข้อด้วยกัน ข้อแรกเนื่องจากคอมบินเนชัน (Descrambling) ทำได้ง่ายโดยการลองผิดลองถูก (trail and error) ข้อที่สองความสามารถในจากรายละเอียดที่ยังเหลืออยู่ (residual intelligibility) หมายถึงความสามารถความชำนาญและความคุ้นเคยที่จะเข้าใจเสียงที่ถูกสแครมเบิลเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปไม่มากนัก ทำให้สามารถที่จะเดาความหมายจากบางส่วนที่ยังเหลืออยู่ได้ค่อนข้างสูง และจะยิ่งสูงขึ้นเมื่อข่าวสารได้ถูก reinvent ด้วยแล้ว

#### Bandscribler

ในกรณีนี้ แบนด์วิดท์ของเสียงพูดจะแบ่งออกเท่า ๆ กัน เป็นหลาย ๆ ส่วนเรียกว่า แบนด์ย่อย (sub – band) แต่ละแบนด์ย่อยจะถูกสแครมเบิลโดยการสลับลำดับ (permutation) แบนด์ย่อยเสียใหม่ ในบางระบบอาจจะมีการ invert แต่ละแบนด์ย่อยด้วย รูปที่ 1.4 แสดง ตัวอย่าง ของ bandscribler แบบง่ายโดยการแบ่งออกเป็น 5 ส่วนย่อย จากรูปย่อย 1, 2, 5 จะถูกอินเวอร์ท และถูกสลับตำแหน่งดังกล่าว มีการจัดลำดับที่เป็นไปได้ (possible reordering) เท่ากับ 5 และมีการคอมบินเนชันสำหรับการอินเวอร์ททั้ง 5 ตำแหน่ง เท่ากับ 25 นั้น หมายความว่าสามารถจะมีการคอมบินเนชันได้ถึง  $5 \times 25$  เท่ากับ 3840 แบบ แต่ไม่สามารถนำไปใช้ได้มีบางส่วนที่สแครมเบิลแล้วมีการเปลี่ยนแปลงอย่างสมบูรณ์ ( คือไม่สามารถที่จะเข้าใจได้ ) ส่วนที่เหลือเป็นส่วนใหญ่ที่ไม่สามารถนำไปใช้สแครมเบิลได้เพราะยังพอที่จะเข้าใจได้แบบคลุมเครือ



รูปที่ 1.4 band scrambling technique

สำหรับการจัดลำดับใหม่ (reordering) เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้อินเวอร์ทมีเพียง 10% เท่านั้นที่สเตรมบลิ้งแล้วใช้ได้ เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เพราะมีการแบ่งแบนด์ย่อยบางอันออกแล้วจัดลำดับใหม่พบว่ายังมีบางส่วนของที่พอเข้าใจได้ใช้ได้ ก็สามารถเข้าใจความหมายได้ เป็นการไม่ยากสำหรับการคิสเตรมบลิ้ง สัญญาณเดิมออกมาเรียงต่อใหม่ที่ทำให้มีโอกาสเข้าใจในข่าวสารได้

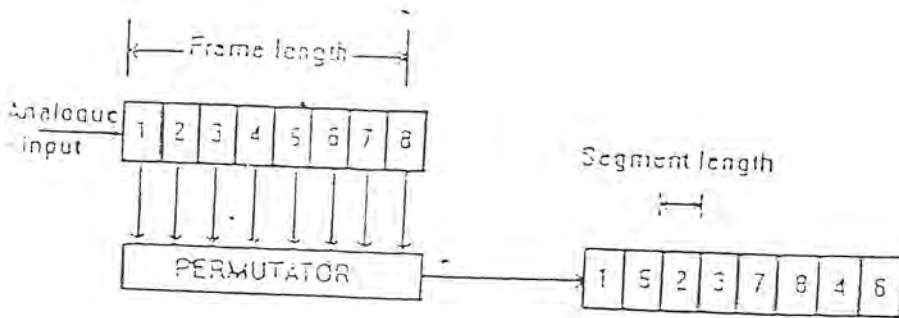
วิธีแก้ก็คือ ต้องแบ่งสตรอนแบนด์ย่อยให้มากขึ้น แล้วใช้วิธี pseudo random generator 1 เป็นตัวกำหนดการจัดลำดับที่แตกต่างกันทุก ๆ 100 – 200 ms

ตัวอย่างที่ได้แสดงไว้อธิบาย การทำงานดังนี้ สำหรับ 5 แบนด์ย่อยสามารถจัดลำดับได้ 32 แบบ คอมบิเนชันของการอินเวอร์ท แบนด์ย่อยเท่ากับ 2 ยกกำลัง 5 และแบบ 1024 แบบ สำหรับการจัดเรียง (rearrangement) 10 บิต แอคเตอรสของหน่วยความจำจะเห็นว่าคอมบิเนชันเป็นไปได้ มีมากขึ้น ถ้าเราพิจารณาถึงจำนวนแบนด์ย่อยของ bandscramble ดูเหมือนจะเป็นการ เพิ่มจำนวนการจัดลำดับ และความปลอดภัยของ

ข่าวสาร แต่ถ้ามากเกินไป จะทำให้ยุ่งยากในการปฏิบัติ เพราะเป็นการเพิ่มจำนวนการแบ่งแบนด์ย่อยจะต้องใช้ฟิลเตอร์ และส่วนประกอบอื่นเพิ่มตาม ทำให้สัญญาณรบกวนในระบบมีมากขึ้น ทำให้คุณภาพเสียงลดลง

#### Time Element Scrambler

การทำงานของ Time Element Scrambler (T.E.S) อาศัยหลักการพื้นฐาน โดยขั้นแรกแบ่งสัญญาณอนาล็อก (time period) เท่า ๆ กันแต่ละส่วนเรียกว่า เฟรม (Frame) แล้วแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งย่อยเป็นคาบเวลาเล็ก ๆ เรียกว่า เซกเมนต์ (segment) และในทุก ๆ เฟรม ของ input ของการสเตรมบลิ้งเซกเมนต์เหล่านี้ด้วยวิธีการสลับลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 1.5 ซึ่งแต่ละเฟรมถูกแบ่งเป็น 8 เซกเมนต์



รูปที่ 1.5 Time – Element Scrambler

### 1.1 ชิงเกิลไซด์แบนด์

ข้อเสียของระบบ AM ได้แก่ ความสูญเสียกำลังพาหุ สิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (กว้างเกิน ไป 2 เท่า) และมีปัญหาการแผ่กระจายคลื่น ปัญหาเหล่านี้ไม่เกิดขึ้นในระบบชิงเกิลไซด์แบนด์ (single sideband หรือ SSB) เพราะเราส่งเฉพาะไซด์แบนด์ข้างใดข้างหนึ่งเพียงข้างเดียวออกอากาศไปเท่านั้น คลื่นไซด์แบนด์ที่ส่งไปนี้มีข่าวสาร (สัญญาณมอดูเลต) ปนอยู่ครบถ้วน

เครื่องส่งในระบบชิงเกิลไซด์แบนด์นี้ มีความซับซ้อนและแพงกว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดา วงจรที่ใช้ผลิตสัญญาณ SSB ก็คือใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลตนี้เองร่วมกับวิธีการหักล้างหรือกรองไซด์แบนด์ทิ้งไป สำหรับวงจรที่เครื่องรับก็มีความซับซ้อนเช่นกัน เนื่องจากพาหุที่เกิดขึ้นเพื่อเติมลงไปจะต้องตรงความถี่และเฟสกับพาหุที่เครื่องส่ง แต่ก็นับว่ายังง่ายกว่าการที่จะรักษา เฟสและความถี่ในระบบ DBS ดังนั้น ระบบ SSB จึงมีความซับซ้อนน้อยกว่า DSB แต่ก็ยังซับซ้อนและแพงกว่าระบบ AM ธรรมดา อย่างไรก็ตาม ข้อดีเด่นของระบบ SSB เหนือกว่า AM ในหลาย ๆ ด้าน ซึ่งก็คุ้มกว่าความซับซ้อน

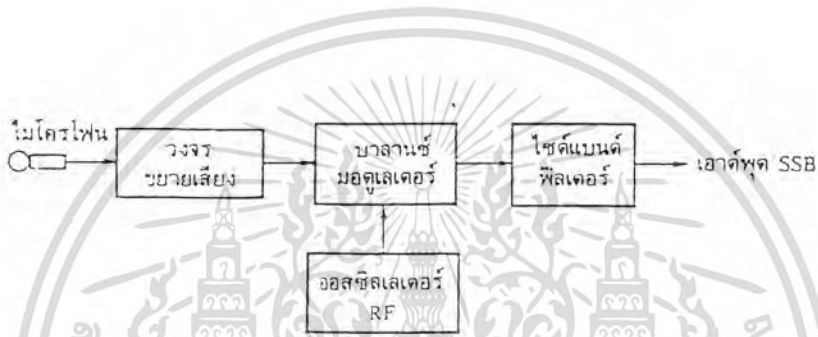
ข้อดีของระบบ SSB ก็คือ กำลังส่งทั้งหมดเป็นข่าวสารล้วน ๆ แตกต่างกับระบบ AM ธรรมดา ซึ่งกำลัง 2 ใน 3 สูญเสียเป็นพาหุ (ที่ไม่มีมีข่าวสารปนอยู่) ยกตัวอย่าง เช่น ใช้เครื่องส่ง SSB มีกำลัง 50 วัตต์ ระดับสัญญาณเสียงรับได้ที่เครื่องรับ จะมีค่าเทียบเท่ากับใช้เครื่องส่ง AM ที่มีกำลังส่ง 150 วัตต์

นอกจากนี้ แบนด์วิดท์ของระบบ SSB กว้างเพียงครึ่งหนึ่งของระบบ AM เพราะส่งไซด์แบนด์ออกอากาศไปเพียงข้างเดียว ฉะนั้นย่านความถี่ที่ใช้ส่ง AM 1 ช่อง สามารถส่ง SSB ได้ 2 ช่อง

สำหรับการแผ่กระจายคลื่น จากการทดลองเราพบว่าส่งคลื่น SSB ได้ดีกว่าคลื่น AM มาก (อาจดีกว่าถึง 8 เท่า ในสถานะแผ่กระจายคลื่นที่เสวมาก ๆ) ทั้งนี้เนื่องจากข้อดีเกี่ยวกับแบนด์วิดท์ของ SSB แคบและใช้กำลังส่งประหยัดกว่า และวิธีในการสร้างสัญญาณ SSB มีหลายวิธีดังต่อไปนี้

1. วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

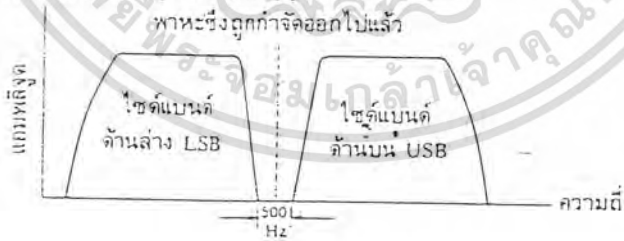
เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่นิยมแพร่หลายที่สุดก็คือ ใช้ฟิลเตอร์ จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 1.6 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน ผ่านการขยายเข้าสู่วงจร BM เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBSC ซึ่งป้อนต่อไปให้ ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (sideband filter) ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการและกันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ เอาท์พุทจึงเป็นไซด์แบนด์ด้านบน (USB) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (LSB) ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ผ่านที่กำหนด (passband) ของฟิลเตอร์



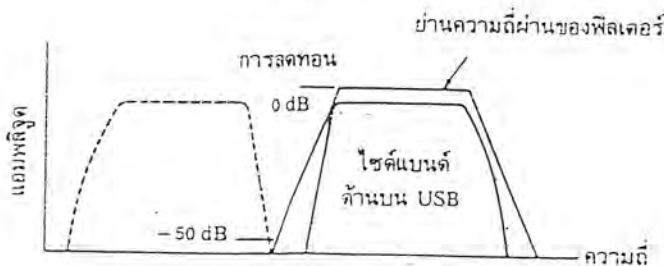
รูปที่ 1.6 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

1.2 ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

ในเครื่องส่ง SSB สัญญาณเสียงจะถูกจำกัดย่านความถี่ไว้ตั้งแต่ 250 Hz ขึ้นไป แต่ไม่เกิน 300 Hz ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่เพียงเท่านั้นก็ฟังได้ศัพท์ (หรือฟังเข้าใจแล้ว) ซึ่งทำให้แบนด์ด้านล่างและด้านบนมีความถี่ห่างกันอยู่ 500 Hz ดูรูปที่ 1.7 ก



ก.



ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ควรต้องระบุไว้ก่อนนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 1.7 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ลดทอนสัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่งและยอมให้สัญญาณไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งผ่านไปได้ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีคุณสมบัติลดทอนจาก 0 เดซิเบล ลงมาเป็น -50 เดซิเบล ในช่วง 500 Hz ซึ่งนับว่าเป็นเส้นโค้งที่ชันมาก ลักษณะเส้นโค้งของฟิลเตอร์ในรูปที่ 1.7 ข จะยอมให้สัญญาณ USB ผ่านได้ แต่กั้นสัญญาณ LSB ไว้

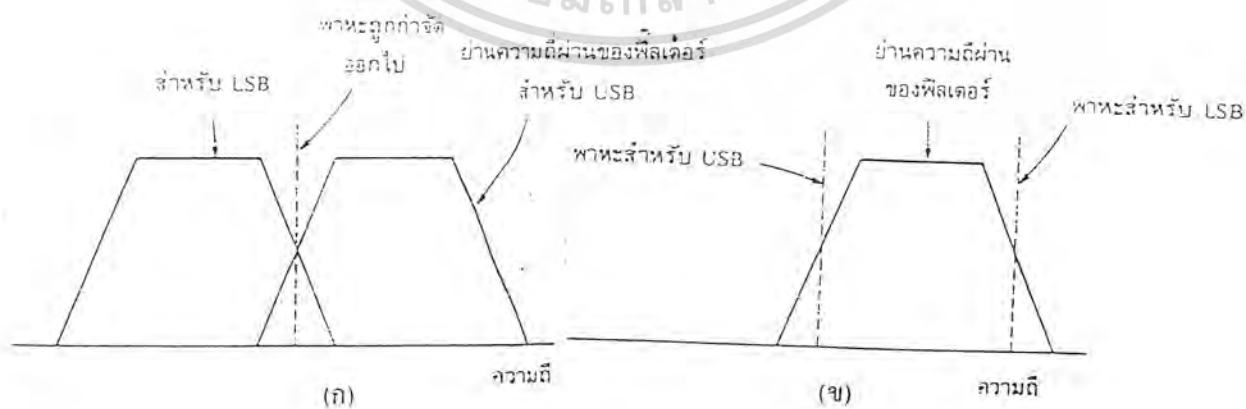
1.3 การเลือกไซด์แบนด์

การเลือกไซด์แบนด์ว่าจะเอาเฉพาะ USB หรือ LSB นั้นทำได้ 3 วิธี คือ

วิธีที่ 1 โดยการใส่ฟิลเตอร์ 2 ตัว ดังรูปที่ 1.8 ก จะเห็นว่าวิธีการนี้จะทำให้เปลืองฟิลเตอร์ขึ้นอีกหนึ่งตัว

วิธีที่ 2 รูปที่ 1.8 ข จะใช้ฟิลเตอร์เลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์พาหะ ในกรณีของ USB พาหะจะมีความถี่อยู่ที่ขอบล่าง ในกรณี LSB พาหะจะมีความถี่เลื่อนไปที่ขอบบนของย่านความถี่ผ่าน การเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ทำได้โดยการสวิตช์เลือกแรงบังคับความถี่ (นิยมเรียกแรมหรือคริสตอล) จะเห็นว่าวงจรฟิลเตอร์โครงผลึกนั้นมีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก ในงานส่วนใหญ่เราต้องการความชันที่ชันกว่านี้อีก เพื่อให้ได้การลดทอน (ต่อไซด์แบนด์) มีค่ามากเพื่อจะได้อันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ ใ้ได้อย่างไม่มีทางเล็ดลอดออกมาได้เลย ด้วยเหตุนี้บางวงจรจึงต่อเป็นโครงผลึก คือเอาผลึกหลายๆ ชุดต่อพ่วง หรือ คาสเคดกัน

วิธีที่ 3 ในการเลือกไซด์แบนด์ก็คือการกลับความถี่ (Frequency Inversion) ซึ่งสามารถทำได้โดยกรรมวิธีเฮเทอโรไดนามิก การกลับความถี่เช่นนี้สามารถนำมาใช้ร่วมกันในการเลือกไซด์แบนด์ร่วมกับทั้งสองวิธีแรกไม่ว่าเราจะใช้วิธีการใด ในการเลือกไซด์แบนด์ก็ตาม เราจะต้องคำนึงถึงการกลับขั้วของ USB เป็น LSB ในกรรมวิธีเฮเทอโรไดนามิกเสมอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 1.8 การสวิตช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

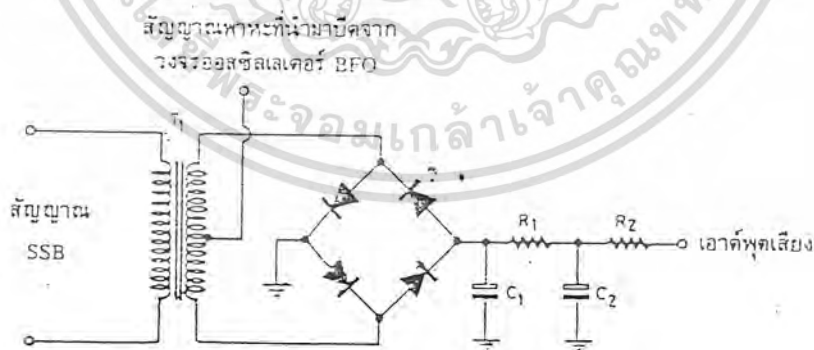
### 1.4 โปรคักต์ดีเทคเตอร์

ในโครงงานนี้ ภายหลังจากที่เราทำการมอดูเลทแบบบาลานซ์แล้ว และทำการกรองเอาสัญญาณ ไซค์แบนด์ด้านสูงออกมา ซึ่งเป็นด้านที่สเป็คตรัมของความถี่ยังไม่พลิกกลับ ดังนั้นเพื่อให้ได้การ กลับความถี่ที่ต้องการจึงต้องนำสัญญาณ SSB นั้นมาทำการดีมอดูเลทอีกครั้งหนึ่ง ซึ่ง การดีมอดู ลสัญญาณ SSB นั้นใช้หลักการ โปรคักต์ดีเทคเตอร์ ซึ่งวิธีทำให้หลักการของดีมอดูเลทนั่นเอง

การดีมอดูสัญญาณ SSB นั้นเราใช้วงจรถอดไอโอดธรรมชาติที่ดีมอดูสัญญาณ AM ไม่ได้ เนื่องจากกรอบของรูปคลื่นสัญญาณ SSB เปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณ ที่เข้ามามอดูเลท เท่านั้น ไม่ได้เปลี่ยนตามความถี่ ( ยกเว้นในกรณีที่เรามอดูเลทด้วยสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความถี่แปรเปลี่ยนไป ในกรณีนั้นกรอบของสัญญาณ SSB จะคงที่แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลง ) ฉะนั้นวงจรถอดของสัญญาณ SSB จึงต้องปรับความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ (ความถี่สูง)

ในการดีมอดูสัญญาณ SSB เราต้องผลิตสัญญาณขึ้นใหม่แล้วนำสัญญาณ SSB ไปเปรียบ เทียบกับวงจรถอดสัญญาณ SSB ก็เป็นวงจรมิกเซอร์แบบนอนลิเนียร์ อีกแบบหนึ่ง เราอาจใช้ได โอดเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์หรือใช้วงจรมอสเฟตก็ได้

วงจรโปรคักดีเทคเตอร์ แสดงในรูปที่ 1.9 ใช้ไดโอดต่อเนื่องเป็นวงจรเหมือนวงจร BM พาหะ ที่กำเนิดขึ้นใหม่เรียกว่า BFO ( Beat Frequency Oscillator ) ป้อนให้ที่จุดกลางของหม้อแปลง ส่วน สัญญาณ SSB ป้อนเข้าที่ขั้ว ไพรมารี สัญญาณทั้งสองผสมกันคร่อมไดโอดต่าง ๆ ถ้าพาหะมี ความถี่ผิดพลาดจากพาหะเดิมที่เครื่องส่งไม่เกิน 50 Hz สัญญาณผลต่างจะเกิดขึ้นที่เอาต์พุตเป็น สัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลท วงจร R1, R2, C1, C2 เป็นวงจรกรองความถี่สูงทิ้งไปยอมให้เฉพาะ สัญญาณเสียงผ่านไปได้



รูปที่ 1.9 วงจรโปรคักดีเทคเตอร์

จะเห็นว่าพาหะที่สร้างขึ้นใหม่ในการดีมอดูสัญญาณ SSB เราไม่จำเป็นต้องให้เที่ยงตรง เหมือนกับการดีมอดู DBS ในระบบ AMSC เราต้องกำเนิดพาหะขึ้นใหม่โดยต้องรักษาเฟสและความถี่ให้ เหมือนกับพาหะตัวเดิม แต่ในระบบ SSB ความถี่ยอมให้มีผิดพลาดได้ไม่เกิน 50 Hz ของตัวเดิม ดังนั้นเครื่องรับไม่ต้องใช้วงจรถับซ็อนมากเกินไป ซึ่งเป็นเหตุผลที่สำคัญที่ระบบ SSB ได้รับ

เอกสารที่นำมาใช้ในระบบนี้เป็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากพาหนะใหม่ในระบบมีความถี่และเฟสผิดไปจากพาหนะตัวเดิมได้ (ที่ถูกจำกัดที่เครื่องส่ง) ฉะนั้นคุณภาพเสียงที่เข้ามอดูเลตจะน้อยลงไปบ้าง อย่างไรก็ตามก็ยังรับฟังได้ชัด โดยเฉพาะในกรณีสื่อสาร โดยใช้เสียงพูด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### หลักการพื้นฐานของวงจรป้องกันการดักรับสัญญาณแบบดิจิทัล

วงจรป้องกันการดักรับสัญญาณแบบดิจิทัลนี้ จะทำการแปลงสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณดิจิทัล สัญญาณที่จะทำการส่งต้องคำนวณขบวนการทางดิจิทัลที่สำคัญ 2 ขบวนการ คือ

1. **Source coding** เป็นขบวนการแปลงสัญญาณอินพุทที่เป็นอนาลอก ให้อยู่ในรูปขบวนการสัญญาณเลขฐานสอง ("0" และ "1") เทคนิคที่นิยมใช้ เช่น PCM, ADPCM, DM

2. **Scrambling** เป็นขบวนการเปลี่ยนแปลงบิตข้อมูล เพื่อจุดประสงค์พิเศษ เช่น หลีกเลี่ยงการเกิดสัญญาณ "0" ติดต่อกันเป็นเวลานาน ซึ่งอาจจะเป็นเหตุทำให้สัญญาณนาฬิกาทางตัวปรับผิดพลาด และอีกจุดประสงค์หนึ่งของการซแครมเบิล ซึ่งเป็นจุดประสงค์สำคัญที่เราใช้ในโครงการนี้ คือ เพื่อป้องกันการลอบดักฟังจากผู้รับที่ไม่อยู่ในระบบ นั่นคือ ผู้รับในระบบต้องมีเครื่องรับที่มีอุปกรณ์พิเศษทำการแปลงสัญญาณกลับเป็นสัญญาณเดิม ไม่เช่นนั้นผู้รับจะไม่สามารถแปลงข้อมูลที่รับได้

#### 2.1 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Conversion)

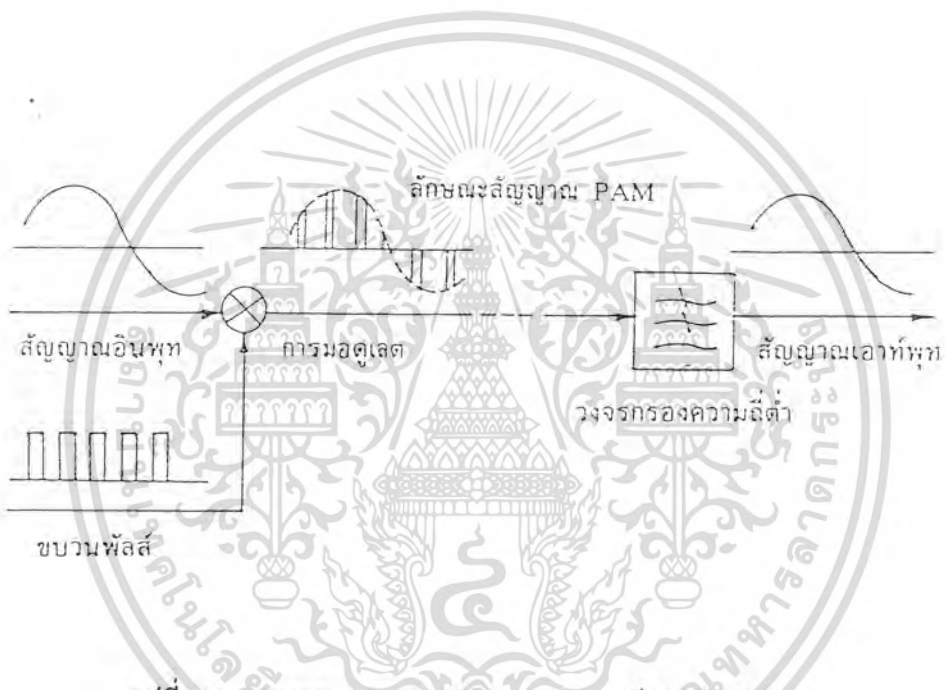
ในการส่งสัญญาณแบบอนาลอก ข่าวสารเดิมจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งมีลักษณะเหมือนเดิม เช่น กรณีของโทรศัพท์นั้น ไมโครโฟนที่มีมือถือ (handset) จะเป็นตัวเปลี่ยนคลื่นเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าที่สอดคล้องกัน สัญญาณไฟฟ้านี้จะมีค่าใด ๆ ที่อยู่ภายในขีดจำกัด ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดของคลื่นเสียงและสัญญาณนี้จะมีส่วนคล้ายกับคลื่นเสียงเดิม ดังนั้นจึงถูกเรียกว่า สัญญาณอนาลอก (analog signal) เมื่อสัญญาณนี้ถูกส่งออกไปตลอดสายส่งในทางอุดมคติแล้วมันจะถึงด้านรับในลักษณะที่คงรูปร่างเดิมไว้ แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้น จะมีสัญญาณอื่นเข้ามารบกวนมาก เนื่องจากการรบกวนต่าง ๆ นี้จะสะสมไปตลอดสายส่ง ทำให้สัญญาณเกิดการพัวเพี้ยน (distortion) ซึ่งเป็นผลให้คุณภาพของสัญญาณเลวลง

ดังนั้นการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลจึงเป็นสิ่งสำคัญที่นำมาใช้ในระบการสื่อสารทางดิจิทัล เนื่องจากจะช่วยลดการลดทอนและการพัวเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากรบกวนภายนอก

ระบบการแปลงนี้ก็มีด้วยกันหลายแบบ เช่น Pulse Amplitude Modulation, Pulse Code Modulation, Delta Modulation เป็นต้น ในแต่ละระบบก็มีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันขึ้นอยู่กับความเหมาะสมในการนำระบบต่าง ๆ ไปใช้งานให้ถูกต้อง

## 2.1 PAM (Pulse Amplitude Modulation)

ในการแปลงสัญญาณเสียงอนาล็อกที่ต่อเนื่อง ให้เป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องตามแนวแกนเวลา จะอาศัยทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ โดยมีแนวความคิดเบื้องต้นตามรูปที่ 2.1 ขบวนการพัลส์ที่เอาท์พุทของมอดูเลเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณอินพุท ส่วนทางด้านรับ เมื่อองค์ประกอบความถี่สูงของขบวนการพัลส์ถูกกำจัดออกโดยวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว จะได้รับสัญญาณเดิม กล่าวคือ ถ้าสุ่มสัญญาณอินพุทด้วยระยะเวลาห่างที่เท่ากันแล้ว ก็สามารถจะทำให้เกิดสัญญาณเดิมได้อย่างสมบูรณ์ที่ด้านรับ



รูปที่ 2.1 แผนภาพแสดงการทำงานของทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ

ทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ กล่าวไว้ว่า ถ้าข่าวสารในสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเป็นฟังก์ชันของเวลาถูกทำการสุ่มค่าทุก ๆ ช่วงเวลาห่างที่คงที่ เมื่อใช้ขบวนการพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับหรือมากกว่า 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณนั้นมาทำการสุ่ม ก็สามารถจะเก็บข่าวสาร หรือเนื้อหาของสัญญาณต้นแบบไว้ได้อย่างสมบูรณ์

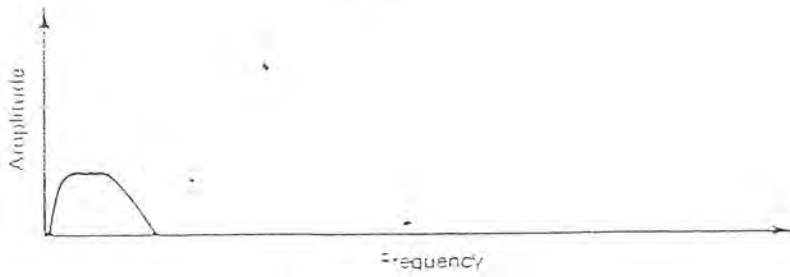
$$f_s > 2f_o$$

โดยที่  $f_s$  : ความถี่ที่ใช้ในการสุ่มค่าสัญญาณ (Hz)

$f_o$  : ความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุท (Hz)

ในกรณีที่ทำการสุ่มค่าสัญญาณด้วยความถี่ที่ต่ำกว่า  $f_s$  จะไม่สามารถนำเอาสัญญาณเดิมกลับคืนมาได้

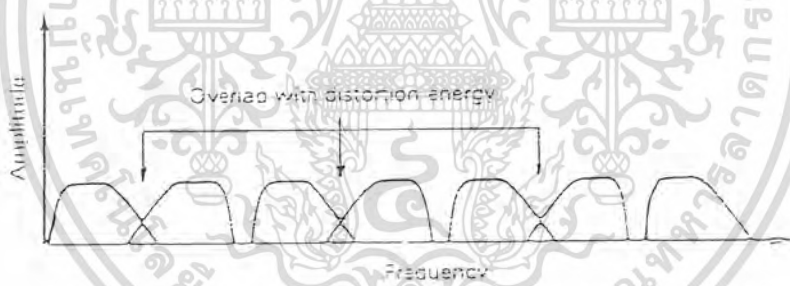
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Original Signal



(ข) Adequate Sampling Rate



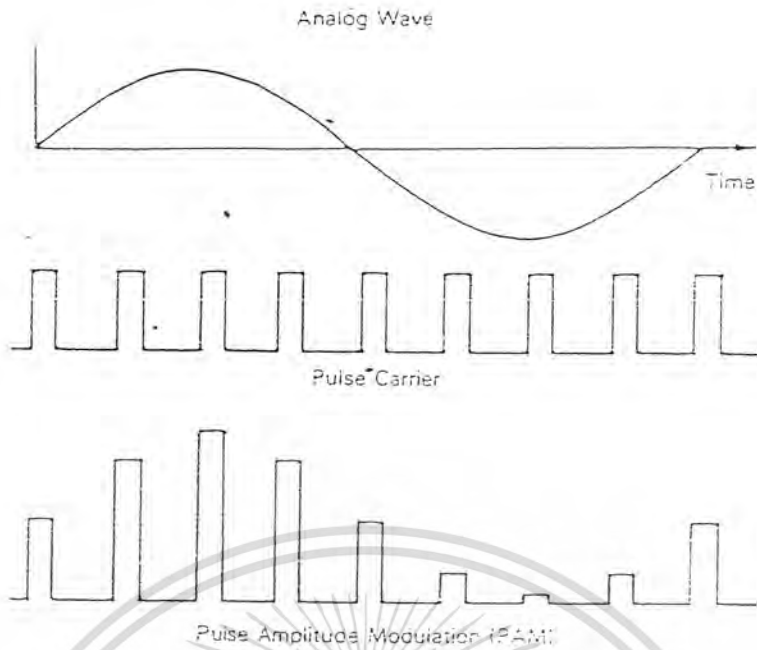
(ค) Inadequate Sampling Rate

**รูปที่ 2.2 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการสุ่มค่าแล้ว**

- (ก) สัญญาณอินพุท
- (ข) เมื่อใช้อัตราการสุ่มค่าที่เหมาะสม
- (ค) เมื่อใช้อัตราการสุ่มค่าที่ไม่เหมาะสม

ขบวนการสุ่มค่าที่ได้จะมีขนาดเดียวกับค่าสัญญาณอินพุท แต่สัญญาณที่ได้นี้จะเป็ค่า  
 ดิสครีท เราเรียกขบวนการสุ่มค่านี้ว่า PAM

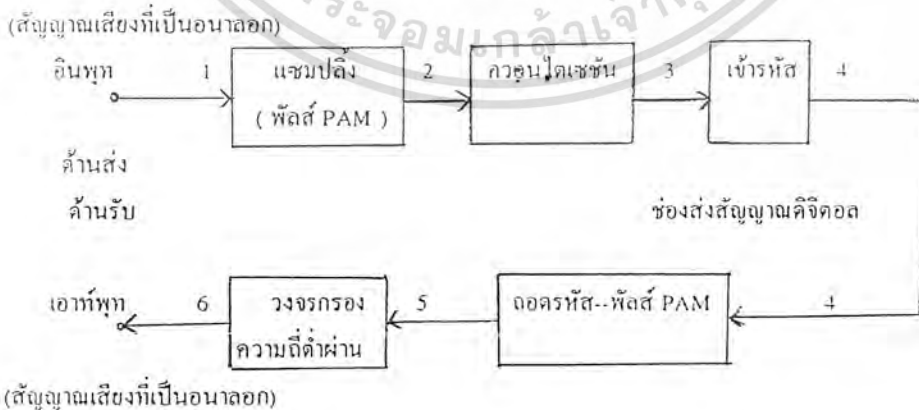
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 เทคนิคการส่งสัญญาณ

2.1.2 PCM (Pulse Code Modulation)

ในปัจจุบันระบบ PCM ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางโดยเฉพาะสำหรับสัญญาณเสียง รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ PCM ซึ่งคล้ายกับระบบ PAM เพียงแต่ในระบบ PCM จะนำเอาสัญญาณที่ส่งออกมา ซึ่งมีขนาดไม่เท่ากันนี้ไปทำการจัดระดับ (quantizing) ซึ่งจำนวนระดับที่แตกต่างกันจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่จะเข้ารหัส ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการเข้ารหัส 8 บิต จะต้องแบ่งระดับออกเป็น  $2^8 = 256$  ระดับ เป็นต้น

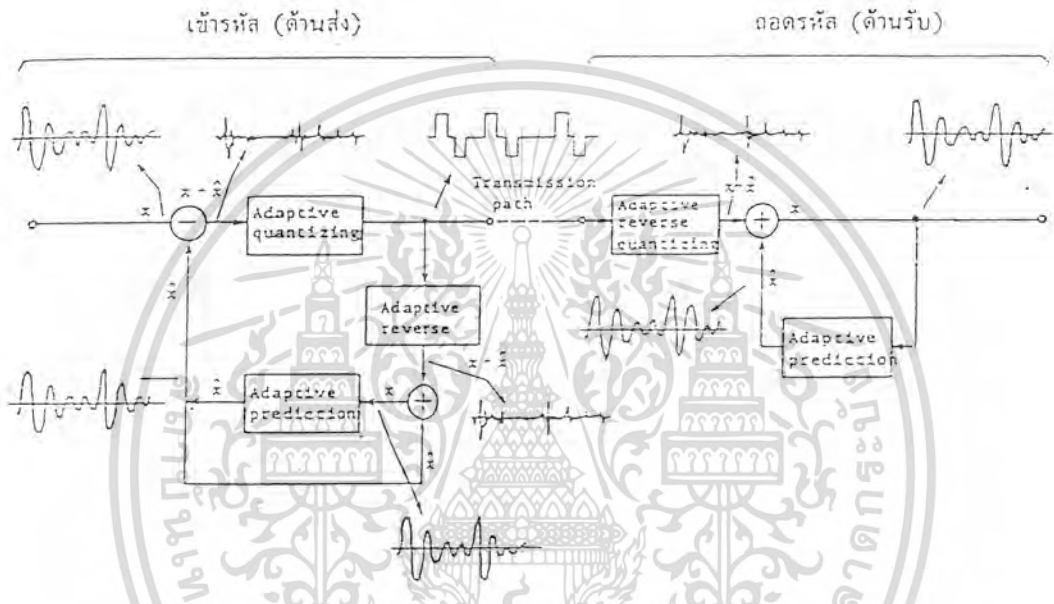


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 2.4 กระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสของระบบ PCM  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2.1.3 ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation)**

ในระบบ PCM จะจัดระดับของสัญญาณเสียงจากตัวอย่างที่ทำการสุ่ม (sample) โดยตรง แต่สำหรับในระบบ ADPCM จะจัดระดับโดยใช้ผลต่างระหว่างค่าตัวอย่าง เนื่องจากค่าตัวอย่าง ซึ่งอยู่ใกล้เคียงกัน จะมีลักษณะคล้ายคลึงกัน ดังนั้นจึงคาดคะเนสัญญาณอินพุตปัจจุบันด้วย สัญญาณอินพุตที่เข้ามาก่อน แล้วจัดระดับโดยใช้ผลต่างระหว่างสัญญาณที่คาดคะเน และสัญญาณ ปัจจุบันเพื่อทำการหัดส่งออกไป และผลต่างนี้มีค่าน้อย จึงทำให้จำนวนบิตในการเข้ารหัสลดลงได้

การทำงานของระบบ ADPCM แสดงไว้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของระบบ ADPCM

จากรูป ชั้นแรกที่วงจรเข้ารหัส (ด้านส่ง) จะสร้างผลต่าง  $(x - \hat{x})$  ระหว่างสัญญาณอินพุต  $x$  และสัญญาณที่คาดคะเน  $\hat{x}$  จากอินพุตตัวก่อน ๆ โดยวงจรดิฟเฟอเรนเชียลดิฟเฟอเรนเชียล (differentiator) จากนั้นจะนำผลต่าง  $x - \hat{x}$  ของสัญญาณไปจัดระดับ การที่จะทำให้สัญญาณซึ่งผิดพลาดนี้มีการเปลี่ยนแปลงของระดับอย่างรวดเร็ว นั้น จะไม่ใช้การจัดระดับแบบยูนิฟอร์ม (uniform quantizing) แต่จะใช้วิธีจัดระดับเพื่อให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงโดยอาศัยค่าตัวอย่างตัวก่อนหน้านั้น วิธีนี้จะปรับปรุงคุณภาพให้ดีขึ้น

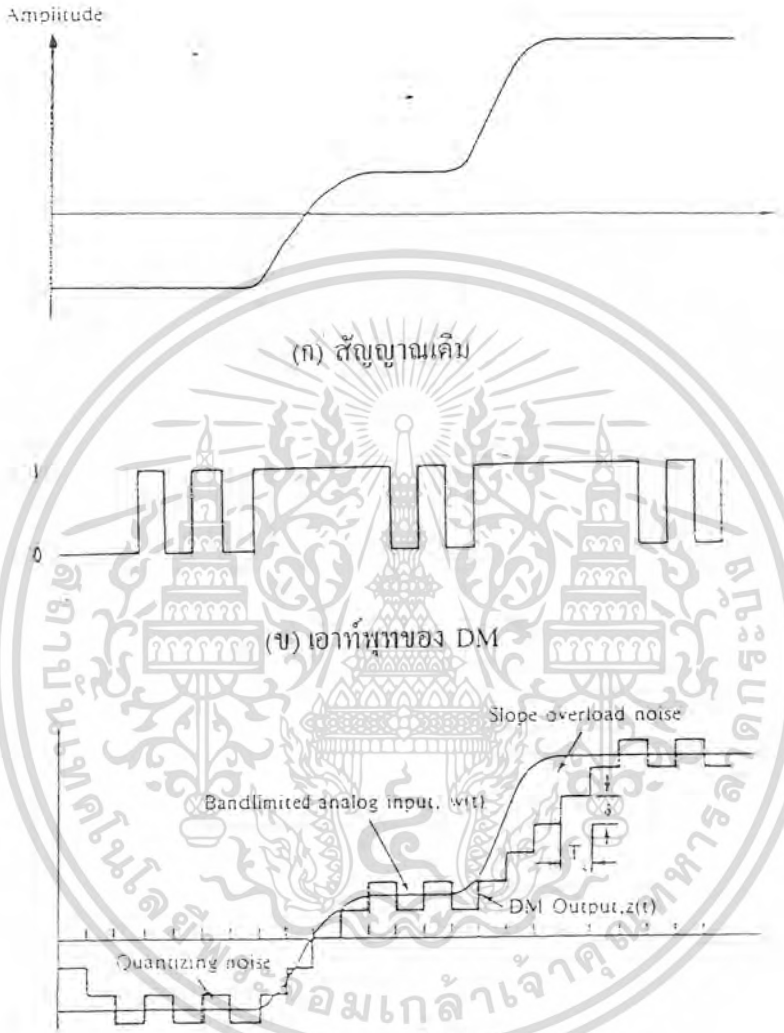
**2.1.4 DM (Delta Modulation)**

เทคนิคหลายอย่างที่ใช้เพื่อปรับปรุงการทำงานของ PCM เทคนิคอันหนึ่งที่ถูกเลือกใช้มากที่สุด พอ ๆ กับ PCM ก็คือ DM

โดยวิธีการ DM ข้อมูลนาลอกจะถูกประมาณค่าด้วยฟังก์ชันขั้นบันได (staircase) ที่มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงด้วยระดับการควอนไทซ์ที่แต่ละเวลาการสุ่ม ยกตัวอย่างดังรูปใน 2.6 (ค) จะเห็นฟังก์ชันขั้นบันไดเทปทาบอยู่บนรูปคลื่นอนาลอกของสัญญาณเดิม ลักษณะที่สำคัญของ

ฟังก์ชันขั้นบันไดก็คือ เป็นบันได โดยที่ในแต่ละเวลาการสุ่ม ฟังก์ชันจะมีการเลื่อนขึ้นลงเป็น ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนครั้งที่ ซึ่งทำให้ได้เอาต์พุทของ DM เป็นเลขฐานสอง 1 ตัวสำหรับการสุ่มตัวอย่าง 1 ตัว นั่นคือ ขบวนการของบิตข้อมูลจะถูกสร้างโดยการประมาณค่าของอนุพันธ์หรือค่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ แทนที่จะเป็นการประมาณค่าของขนาดสัญญาณ (amplitude)



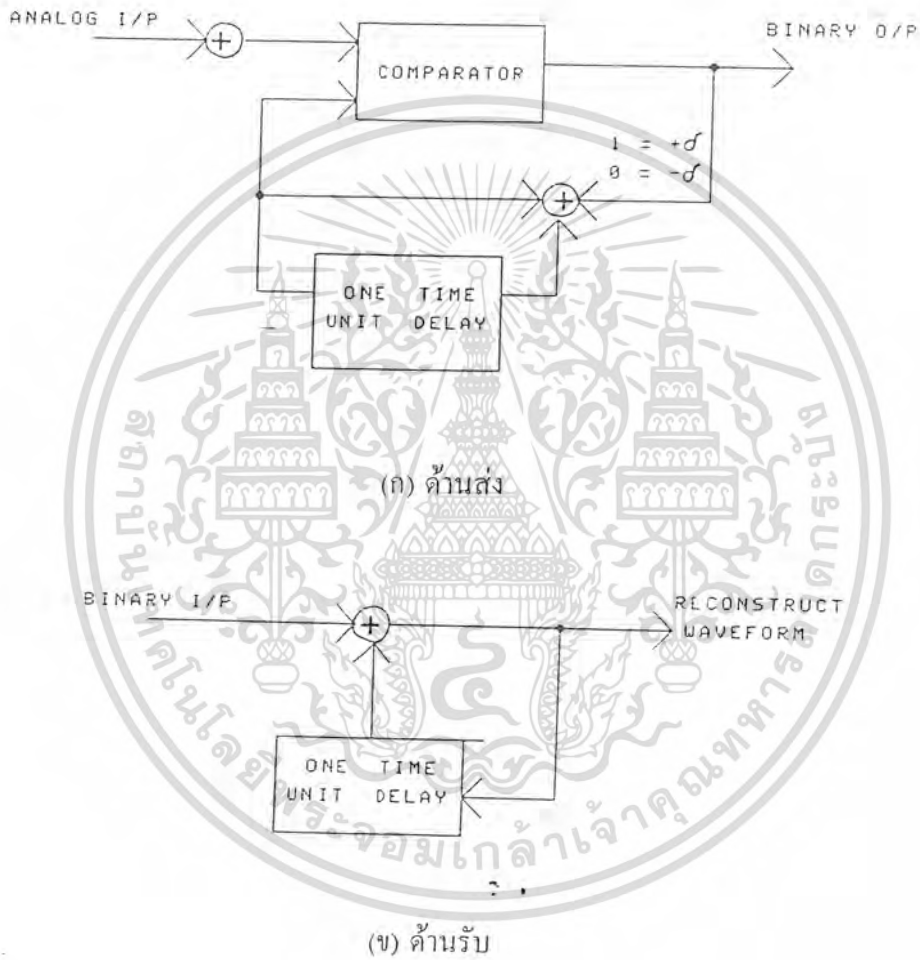
(ก) ฟังก์ชันขั้นบันไดเปรียบเทียบกับสัญญาณเดิม

รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของเคลด้ามอดดูเลชั่น (DM)

สัญญาณ “1” จะถูกสร้างขึ้นถ้าฟังก์ชันกำลังเพิ่มขึ้น และในทางตรงข้ามจะสร้าง “0” การเปลี่ยนแปลงขึ้นหรือลงที่เกิดขึ้นในแต่ละการสุ่มที่ขณะใด ๆ ถูกเลือกเพื่อให้ฟังก์ชันขั้นบันไดติดตามรูปคลื่นสัญญาณอนาลอกได้อย่างใกล้ชิดเท่าที่จะเป็นไปได้ รูป 2.7 แสดงกระบวนการของ DM ซึ่งมีส่วนของขบวนการป้อนกลับเป็นส่วนสำคัญ สำหรับแต่ละการส่งผ่านจะมีเหตุการณ์เกิดขึ้นดังนี้ ที่แต่ละตัวอย่างการสุ่มที่ขณะใด ๆ สัญญาณอินพุทจะถูกเปรียบเทียบกับค่าของการประมาณฟังก์ชันขั้นบันไดในเวลานั้น ถ้าค่าของรูปคลื่นที่ทำการสุ่มเกินค่าของฟังก์ชันขั้น

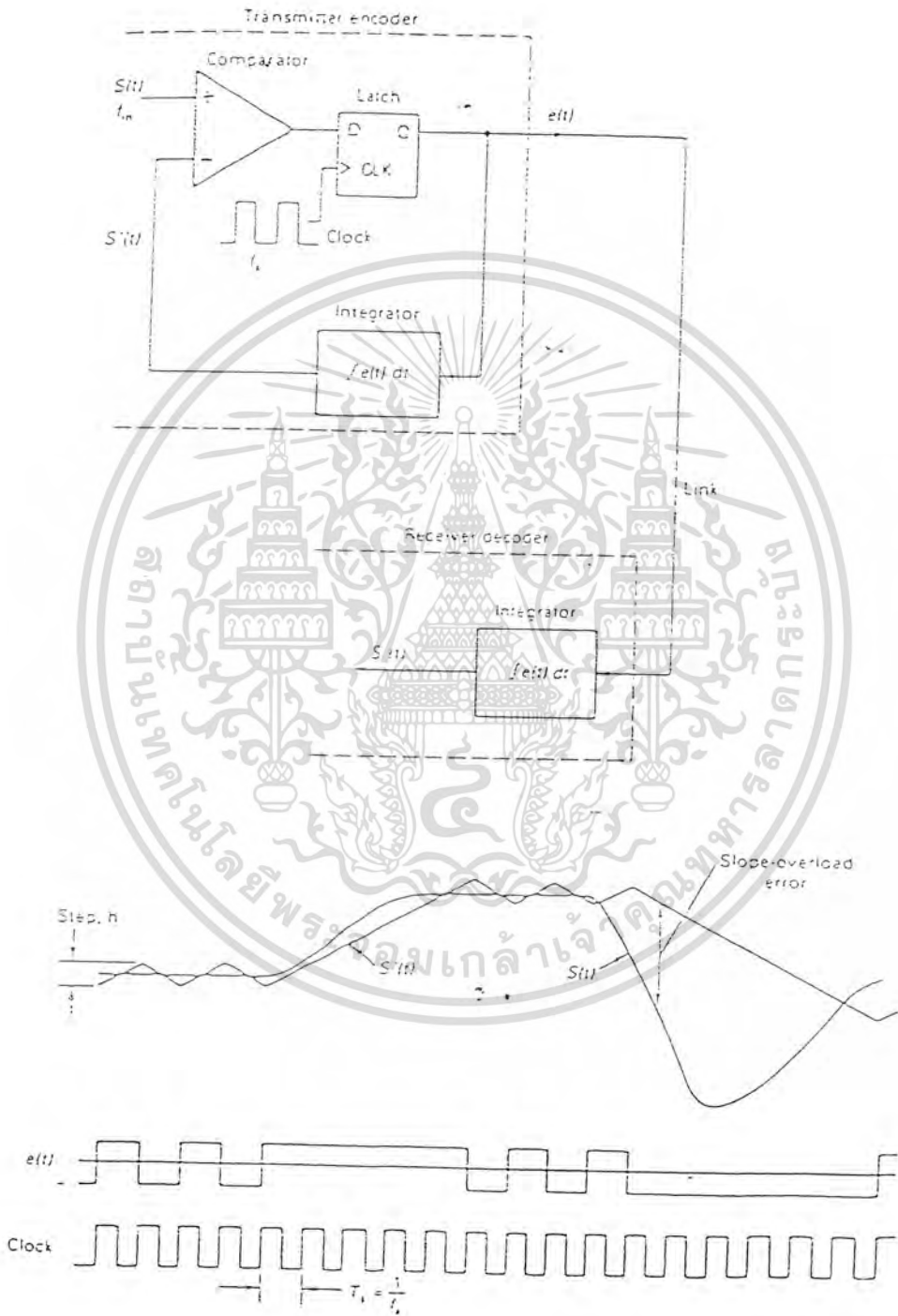
เอกสารฉบับนี้ เลข “1” ก็จะถูกสร้างขึ้นมาและในทางกลับกัน “0” ก็จะถูกสร้างขึ้น ค่าเลขไบนารีเหล่านี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้จะถูกส่งเป็นเอาต์พุตออกไป ซึ่งจะนำไปใช้ประมาณค่าต่อไปของรูปคลื่นที่สร้างขึ้นใหม่ ค่าคงที่  $\delta$  จะถูกเพิ่มเข้าไปกับฟังก์ชันสำหรับค่าเอาต์พุต “1” และค่าคงที่  $\delta$  จะถูกหักลบออกไปสำหรับค่า “0” รูป 2.7 แสดงให้เห็นถึงขบวนการในการสร้างขบวนของเลขฐานสองโดยใช้ DM และในการรับเพื่อสร้างการประมาณฟังก์ชันขึ้นบันได



รูปที่ 2.7 ขบวนการของเคลต้ามอดดูเลขขึ้น

การทำงานของวงจร DM encoder/decoder แสดงได้ดังรูป 2.8 ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วน วงจรเปรียบเทียบ (comparator) , วงจรแลตช์ (latch) และวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator)



รูปที่ 2.8 การทำงานของ DM encoder/decoder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของระบบ คือ ทำการป้อนสัญญาณที่จะส่งออก กลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่เข้ามาใหม่  $S(t)$  ที่วงจรถ่ายเทียบ โดยวงจรอินทิเกรเตอร์จะทำการประมาณค่าสัญญาณที่ป้อนกลับก่อนที่จะเข้าวงจรเปรียบเทียบ สำหรับการ decode ในเครื่องรับจะอาศัยวงจรอินทิเกรเตอร์ ที่มีคุณสมบัติเหมือนวงจรอินทิเกรเตอร์ในเครื่องส่ง ทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เป็นดิจิทัล กลับเป็นสัญญาณแบบเดิม

มีตัวแปรที่สำคัญสองตัวในโครงสร้างของเดลต้ามอดูเลชัน คือ ขนาดของขั้นบันได (Step size :  $\delta$ ) และอัตราการสุ่ม (sampling rate) ในรูป 2.6 (ค) แสดงให้เห็นว่า จะต้องเลือกค่า  $\delta$  เพื่อสร้างความสมดุลระหว่างความผิดพลาดหรือสัญญาณรบกวนสองชนิด คือ เมื่อคลื่นอนาลอกกำลังมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ณ ที่นั้นจะมีสัญญาณรบกวนควอนไทซิง (quantizing noise) สัญญาณรบกวนชนิดนี้จะมีค่ามากขึ้น ถ้า  $\delta$  เพิ่มขึ้น หรืออีกนัยหนึ่ง เมื่อรูปคลื่นอนาลอกกำลังเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วมากกว่าที่ฟังก์ชันขั้นบันไดจะตามทัน ณ ที่นี้ก็จะเกิด slope overload noise โดยสัญญาณรบกวนตัวนี้จะแปรผกผันกับ  $\delta$

ซึ่งเราจะปรับปรุงคุณภาพของเดลต้ามอดูเลชันให้ดีขึ้นได้ โดยใช้ Variable Slope Delta Modulation เพื่อแก้ปัญหา slope overload

#### VSDM

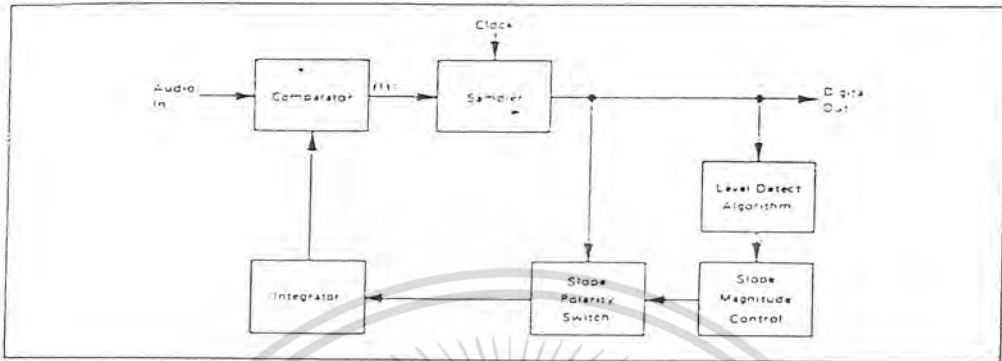
การลดสัญญาณรบกวนควอนไทซิงในเดลต้ามอดูเลชันนั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนบิตต่อค่าแซมเปิล ซึ่งจะเรียกว่า Variable Slope Delta Modulation (VSDM) ใน VSDM นั้น slope ของเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลง จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต ทำให้ความต่อเนื่องของสัญญาณดีขึ้น และช่วยลด slope overload ในเครื่องรับ ส่งผลให้สัญญาณรบกวนควอนไทซิงลดลง

การเปลี่ยนแปลงของ slope ของเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ อาจจะทำให้ได้โดยการเปลี่ยนแปลง step size นั่นคือ step size จะมีขนาดใหญ่ เมื่อสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงระดับเร็ว และจะมีขนาดเล็กเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอินพุตน้อย

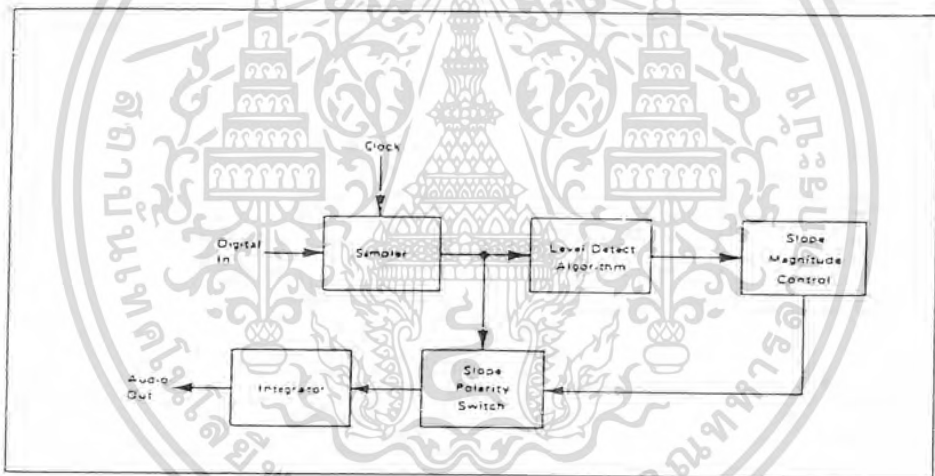
#### 2.1.5 CVSD (Continuously Variable Slope Delta Modulation/Demodulation)

ข้อจำกัดของเดลต้ามอดูเลชัน ก็คือ ความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งถูกจำกัดโดยความถี่สัญญาณนาฬิกา และจะสูงกว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตมากกว่าสองเท่าขึ้นไปนอกจากนั้นความเร็วของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสัญญาณหรือไดนามิกเรนจ์ (dynamic range) ในระบบเดลต้ามอดูเลชันทั่วไปมีค่าแคบ จำเป็นต้องมีส่วนเพิ่มเติมเพื่อทำหน้าที่ขยายไดนามิกเรนจ์ให้กว้างขึ้น โดยการควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ (Gain control integrator) เพื่อให้ตอบสนองต่อสัญญาณที่มีความชันมาก ๆ ได้ทัน ระบบใหม่ที่พัฒนาขึ้นมานี้มีชื่อเรียกว่า ระบบเดลต้ามอดูเลชันแบบเปลี่ยนแปลงความชันอย่างต่อเนื่อง หรือ CVSD

แผนผังการทำงานของระบบ CVSD ในส่วนของการแปลงจากสัญญาณเสียงอนาลอก เป็นข้อมูลดิจิทัล และส่วนของการแปลงกลับจากดิจิทัลเป็นสัญญาณเสียง แสดงดังรูปที่ 2.9 และ 2.10 ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลของ CVSD

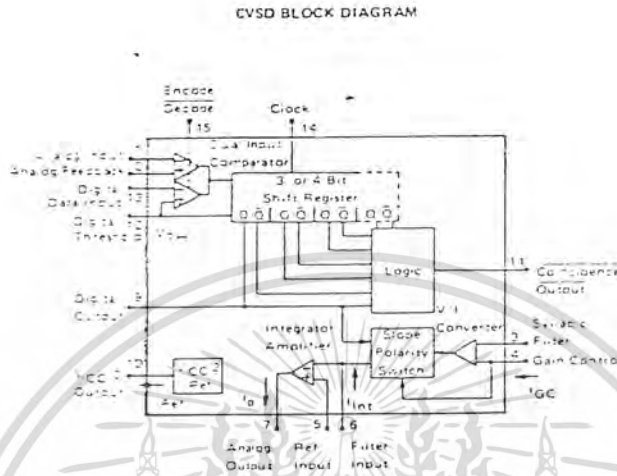


รูปที่ 2.10 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกของ CVSD

ส่วนประกอบภายในของวงจรเคลด้ามอดดูเลชั่นประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบในส่วนของ การแปลงอนาลอกเป็นดิจิทัล (forward path) และวงจรอินทิเกรเตอร์ในส่วนการแปลงกลับดิจิทัลเป็น อนาลอก (feedback path) เพื่อใช้ในการควบคุมอัตราขยาย โดยที่อินพุทของวงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอนาลอกที่ต้องการแปลงและเอาต์พุทที่ได้จากอินทิเกรเตอร์ เอาต์พุทที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ  $E(t)$  แสดงเครื่องหมายความแตกต่างระหว่างแรงดันอินพุท (input voltage) กับเอาต์พุทของอินทิเกรเตอร์ ซึ่งเป็นดิจิทัล แล้วใช้รีจิสเตอร์ภายในเก็บข้อมูลดิจิทัลที่เข้ามาล่าสุดนั้น (ขนาด 3 หรือ 4 บิตขึ้น กับเบอร์ไอซี) แล้วทำการตรวจสอบว่าเป็น "0" ทั้งหมดหรือ "1" ทั้งหมดหรือไม่ ถ้าเป็นเช่นนั้นแสดงว่า ขณะนั้นอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ต่ำเกินไปตอบสนองต่อความชันของสัญญาณไม่ทัน ต้องทำการ เพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้นเฉพาะช่วงนั้น ในส่วนของการแปลงกลับจากดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก ก็มี

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันกึ่งงานวิจัยและนวัตกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ดิจิตอล (digital threshold) เมื่อได้เอาที่พู่ทอออกมาก็นำไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์เช่นกัน ตรวจสอบว่าข้อมูลเป็น “0” ทั้งหมด หรือ “1” ทั้งหมดหรือไม่ แล้วจัดการควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ให้สอดคล้องกัน



รูปที่ 2.11 โครงสร้างภายในของ CVSD

2.2 การขแรมเบิ้ล (Scrambling)

การขแรมเบิ้ลสัญญาณเพื่อรักษาความปลอดภัยให้สัญญาณ ป้องกันไม่ให้ผู้ที่ยื่นออกระบบรับรู้และเข้าใจข้อมูลที่เราส่งไปในสัญญาณได้ อีกทั้งเป็นการป้องกันความผิดพลาดที่จะเกิดขึ้นเนื่องจากมีข้อมูลบิต “0” ติดต่อกันเป็นเวลานาน การขแรมเบิ้ลอาจทำได้โดยการรวมลำดับแบบกึ่งสุ่ม (pseudorandom sequence หรือ pseudonoise) เข้ากับขบวนข้อมูล หรืออาจทำการรวมทางตรรกศาสตร์ (logic combination) กับขบวนข้อมูลที่ถูกลบทิ้งไว้

การขแรมเบิ้ลที่ใช้ในระบบยุโรป จะใช้การกลับบิต (จาก “1” เป็น “0” หรือจาก “0” เป็น “1”) บิตเว้นบิต เทคนิคอื่น ๆ อาจทำการกลับบิต “1” และ “0” ในขบวนข้อมูลที่มีข้อมูล “0” ปรากฏเป็นส่วนใหญ่

การรวมขบวนบิตข้อมูลเข้ากับขบวนลำดับแบบกึ่งสุ่มนั้น ถ้าตัวกำเนิดลำดับแบบกึ่งสุ่ม 2 ตัวที่มีโครงสร้างเดียวกัน เริ่มต้นด้วยสถานะเดียวกัน มีสัญญาณนาฬิกาอัตราเดียวกัน ย่อมให้เอาต์พุตที่เหมือนกัน วงจรกำเนิดลำดับแบบกึ่งสุ่มเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน แต่ให้ลักษณะลำดับที่ดูคล้ายกับการสุ่มจริงๆ

2.2.1 ลำดับแบบกึ่งสุ่ม (Pseudorandom sequence)

ลำดับแบบกึ่งสุ่ม เป็นลำดับที่มีคุณลักษณะ (characteristic) ใกล้เคียงกับลำดับที่มีการสุ่มอย่างสมบูรณ์ หรือลำดับที่มีรูปแบบของข้อมูลเป็นอิสระ เราสามารถนำลำดับแบบกึ่งสุ่มมาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประยุกต์ใช้ได้หลายอย่างในระบบการส่งสัญญาณแบบดิจิทัล เช่น การเข้ารหัส (coding) การจำลองระบบ (simulation) การวัด (measurement) และการป้องกันการดักฟังข้อมูล (scrambling)

หลักการสร้างและคุณลักษณะของลำดับแบบกึ่งสุ่มนี้ มีพื้นฐานจากทฤษฎี Galois field และพหุนามพีชคณิตของ Galois fields

### 2.2.2 การสร้างลำดับแบบกึ่งสุ่ม

ในการขบวนการเปิดนี้เราจะเลือกใช้โครงสร้างของลำดับแบบกึ่งสุ่มแบบ maximum-length linear feedback shift register (m-sequence) ซึ่งเป็นลำดับที่มีคุณลักษณะใกล้เคียงกับลำดับที่มีการสุ่มอย่างสมบูรณ์

m-sequence คือลำดับแบบวนรอบโดยมีช่วงระยะ  $2^m - 1$  ที่สร้างโดยใช้หลักของ Galois field  $GF(2^m)$  ซึ่งสร้างจากพหุนามที่ไม่สามารถถอดตัวประกอบได้อีก (irreducible polynomial)  $p(x)$  ของกำลังสองของ  $GF(2)$  ถ้า  $p(x)$  มีคุณสมบัติพิเศษคือพจน์  $x$  มีลำดับ  $2^m - 1$  ใน  $GF(2^m)$  แล้วจะเรียก  $p(x)$  ว่า primitive polynomial และเรียกพจน์  $x$  ว่า primitive element ของ  $(2^m)$

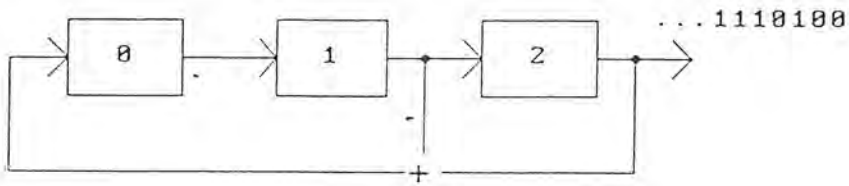
แต่ละพจน์ของ  $GF(2^m)$  ที่ไม่เป็นศูนย์ สามารถแสดงเป็น m-bit word หรือในรูปเลขยกกำลังของ  $x$  m-bit binary word มีลักษณะเฉพาะขึ้นกับ  $x^i$  สำหรับแต่ละ  $i$  จาก 0 ถึง  $2^m - 2$  ใช้บิตที่มีลำดับสูง (high order) สอดคล้องกับ  $x^i$  สำหรับแต่ละ  $i$  ดังกล่าวมาสร้างเป็นลำดับที่มีขนาด  $2^m - 1$  บิต ลำดับที่ได้นี้ แต่ละวงรอบการเลื่อนของมัน คือ m-sequence ถึงแม้ว่าลำดับแบบนี้จะมีโครงสร้างที่ตายตัว แต่ก็แสดงลักษณะที่เราต้องการจากในลำดับแบบกึ่งสุ่มได้

ฮาร์ดแวร์ที่นิยมนำมาใช้สร้างลำดับแบบกึ่งสุ่มแสดงดังรูป 2.12 ประกอบไปด้วยชิฟริจิสเตอร์ (shift register) เราเลือกใช้ดีฟลิปฟลอป (D-flipflop) และจัดเรียงให้อินพุตของแต่ละตัวยกเว้น  $D_0$  คือเอาที่พุท Q ของฟลิปฟลอปตัวที่อยู่ก่อนหน้านั้น อินพุตของ  $D_0$  คือเอาที่พุทของพาริตีเจเนอเรเตอร์ (parity generator) พาริตีเจเนอเรเตอร์ (โดยทั่วๆ ไปสร้างจากลอจิกเกต XOR) จะให้เอาที่พุทเป็นลอจิก "0" เมื่อมีอินพุท "0" เป็นจำนวนคู่ และให้เอาที่พุทเป็นลอจิก "1" เมื่ออินพุท "1" มีจำนวนเป็นเลขคี่ อินพุตของพาริตีเจเนอเรเตอร์คือเอาที่พุทของฟลิปฟลอปจากรูป 2.12 แสดงการต่ออินพุตของพาริตีเจเนอเรเตอร์ด้วยเส้นประ เพื่อแสดงว่า เอาที่พุท Q ของฟลิปฟลอปแต่ละตัวไม่จำเป็นต้องต่อเป็นอินพุตของพาริตีเจเนอเรเตอร์ทั้งหมด คุณลักษณะของลำดับแบบกึ่งสุ่มขึ้นกับจำนวนฟลิปฟลอป  $m$  และการเลือกว่าจะต่อเอาที่พุท Q ของฟลิปฟลอปตัวใดบ้างเป็นอินพุตของพาริตีเจเนอเรเตอร์

สถานะของลำดับจะถูกกำหนดโดยสถานะลอจิกของเอาที่พุท Q ของฟลิปฟลอปทั้งหมด ตลอดช่วงหนึ่งสัญญาณนาฬิกา สถานะของชิฟริจิสเตอร์จะคงที่ โดยทั่วๆ ไปแล้วสถานะจะเปลี่ยนขณะมีการเปลี่ยนจากรอบสัญญาณนาฬิกาหนึ่งไปยังรอบถัดไป ริจิสเตอร์ที่มีฟลิปฟลอป  $m$  ตัวมี  $2^m$  สถานะ จาก  $Q_0 Q_1 Q_2 \dots Q_{m-1} = 000 \dots 0$  ถึง  $Q_0 Q_1 Q_2 \dots Q_{m-1} = 111 \dots 1$  แน่แน่นอนว่าฮาร์ดแวร์

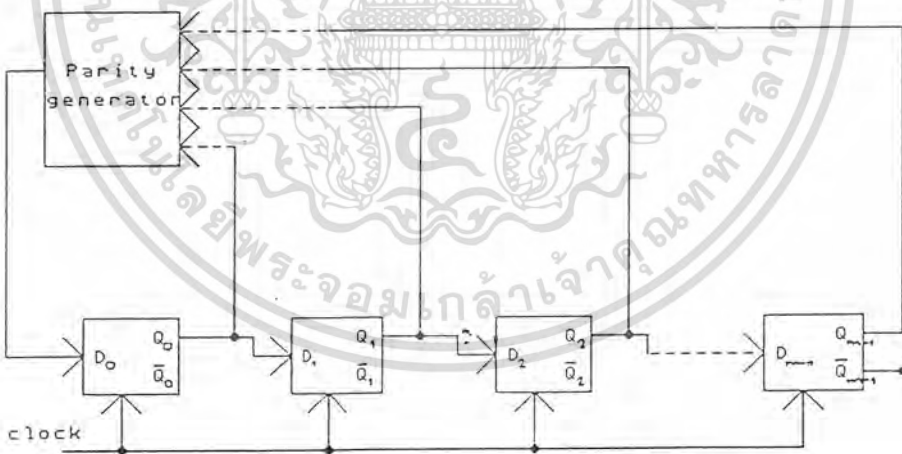
เอกสารที่อ้างถึงรูป 2.12 แสดงว่าไม่สามารถสร้างลำดับที่มีการสุ่มอย่างแท้จริงได้ เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่เราไม่อาจรู้แน่ชัดว่ากรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถคาดเดาผลที่จะตามมาได้ และค่อนข้างจะชัดเจนว่าลำดับใด ๆ ที่สร้างขึ้นจากวงจรนี้ เมื่อมีการสร้างขบวนการไปเรื่อย ๆ จะเกิดลำดับซ้ำ นั่นคือมันจะวนรอบกลับมาซ้ำรูปแบบเดิม



รูปที่ 2.12 ตัวกำเนิดลำดับแบบกึ่งสุ่ม

ขณะที่ไม่สามารถสร้างลำดับที่มีการสุ่มอย่างแท้จริงได้ เราจะถือว่าลำดับที่มีช่วงระยะเวลาซ้ำที่ยาวพอ เป็นลำดับที่มีคุณลักษณะแบบสุ่ม วิธีที่ง่ายที่สุดที่จะทำให้ได้ลำดับดังกล่าวคือใช้ฟลิปฟล็อปจำนวนมาก ปัจจุบันจากเทคโนโลยี MOS-LSI มีความเป็นไปได้ที่จะสร้างชิพ (chip) ที่มีฟลิปฟล็อปปริสิเตอร์ถึง 200 ตัวได้ จะทำให้ได้ลำดับที่มีความยาวสูงสุด  $2^m - 1$  โดยไม่รวมถึงสถานะ 000...0 เนื่องจากถ้าสถานะของปริสิเตอร์เป็น "0" หมด จะทำให้สถานะของชิพปริสิเตอร์ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ อีก



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างการกำเนิดลำดับแบบ m-sequence

ตัวอย่างของ linear feedback shift register ในรูป 2.13 มี  $p(x) = x^3 + x + 1$  เป็น primitive polynomial เราจะได้ m-sequence ความยาว 7 บิต โดยใช้ feedback shift register ในรูป 2.13 เป็นวงจรที่จะทำการคูณพหุนามที่กำหนดด้วย  $x$  และหารด้วย  $x^3 + x + 1$  เมื่อเริ่มสถานะเริ่มแรกของชิพ-ปริสิเตอร์ด้วย  $x^0$  จากซ้ายมาขวาด้วย 100 ลำดับของบิตย้อนกลับคือ

001011.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะวนซ้ำไปเรื่อย ๆ นี้คือ m-sequence ขนาด 7 บิต สังเกตว่าจำนวนของ “0” ต่างจาก “1” อยู่หนึ่ง ซึ่งก็เป็นจำนวนที่ใกล้เคียงกันที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ในลำดับที่มีความยาวเป็นจำนวนคี่ ถ้าหากพิจารณาลำดับในลักษณะวนเป็นวงแล้ว จะพบว่าลำดับย่อย (subsequence) 2 บิตเป็นดังนี้

00,01,10,01,11,11,10

แต่ละแบบจะปรากฏ 2 ครั้ง ยกเว้น 00 ซึ่งก็ใกล้เคียงที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้สำหรับลำดับที่มีความยาวเป็นจำนวนคี่ ในลำดับย่อย 3 บิตแต่ละแบบจะปรากฏหนึ่งครั้งเท่านั้น ยกเว้น 000 ลักษณะเช่นนี้จะปรากฏในทุก ๆ m-sequence สมมติว่าใช้ primitive polynomial  $p(x)$  ยกกำลัง 30 จะได้ m-sequence ความยาว  $2^{30} - 1$  หรือประมาณ  $10^9$  บิต และทุกลำดับย่อยขนาด  $r$  บิต ยกเว้นแบบ “0” หมดจะปรากฏเป็นจำนวนเท่า ๆ กัน โดย  $r$  ต้องไม่เกิน 30

### 2.2.3 ความยาวของลำดับแบบกึ่งสุ่ม

พิจารณารูป 2.12 แสดงภาพตัวกำเนิดลำดับแบบกึ่งสุ่ม จีพีจีเอสเตอร์ประกอบด้วยฟลิป ฟลอป  $m$  ตัว ซึ่งสามารถมีได้  $2^m$  สถานะ แต่สถานะ “0” หมดทุกตัวจะถูกยกเว้น เพราะมันจะทำให้สถานะของจีพีจีเอสเตอร์ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ อีกเลย ดังนั้นจึงมีสถานะที่เป็นไปได้  $2^m - 1$  สถานะ

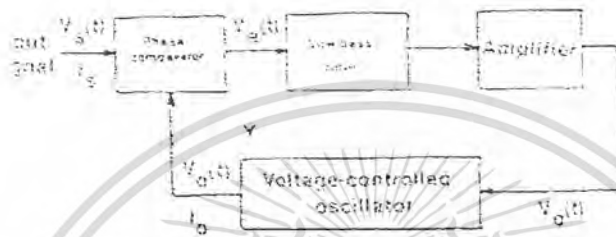
ถ้าพหุนาม  $p(x)$  เป็น primitive polynomial รีจิสเตอร์จะสามารถสร้างสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด  $2^m - 1$  สถานะ ไม่ว่าสถานะเริ่มต้นจะเป็นอย่างไร (ยกเว้นสถานะศูนย์หมด) สถานะของรีจิสเตอร์จะวนซ้ำด้วยคาบ  $2^m - 1$  และลำดับที่ได้  $\{a_i\}$  ก็จะวนรอบด้วยคาบ  $2^m - 1$  ด้วยซึ่งเป็นระยะที่ยาวที่สุดที่รีจิสเตอร์จากฟลิปฟลอป  $m$  ตัวจะสร้างได้

เราสามารถกำหนดได้ว่า จะต่อเอาที่พุทของฟลิปฟลอปตัวใดบ้าง เป็นอินพุทของพาริตีเจเนอเรเตอร์ เพื่อให้ได้ลำดับที่มีความยาวสูงสุด ( $2^m - 1$ ) ในทางปฏิบัติ เพื่อให้สะดวกในการใช้งานสำหรับเลขยกกำลัง  $m$  เราจะเลือกใช้ primitive polynomial ที่มีจำนวนสัมประสิทธิ์เป็น 1 ให้น้อยที่สุด (อย่างน้อย 3 ตัว) หรือกล่าวคือใช้เอาที่พุท  $Q$  ของฟลิปฟลอปที่เป็นอินพุทของพาริตีเจเนอเรเตอร์ให้น้อยที่สุด กรณี  $m=1$  ถึง  $m=15$  การออกแบบรีจิสเตอร์เพื่อที่จะให้ได้ความยาวสูงสุด

## วงจรเฟสล็อกคูลูป

### หลักการทํางานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูป คือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับ ประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์โลว์พาสฟิลเตอร์ และ เออร์เรอร์แอมพลิไฟเออร์ ซึ่งอยู่ทางที่สัญญาณเดินไปหน้า และควลท์เดจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์อยู่ในทางป้อนกลับ แผนภาพของระบบเฟสล็อกคูลูปอย่างง่าย ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

การวิเคราะห์ระบบโดยทางคณิตศาสตร์จะไม่บอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตามการทํางานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูปสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบแรงดันควบคุม (control Voltage  $V_d(t)$ ) จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทํางานโดยตั้งความถี่ไว้ที่  $f_0$  ซึ่งเรียกว่า free-running frequency ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสคอมพาราเตอร์ จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญาณอินพุตกับ VCO และ ผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_e(t)$  ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟส และความถี่ระหว่างสัญญาณทั้งสองแรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรอง และขยายส่งไปควบคุม VCO ในกรณีแรงดันควบคุม  $V_d(t)$  จะไปบังคับความถี่ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางซึ่งจะลดความถี่ต่าง ๆ กันระหว่าง  $f_0$  จากการป้อนกลับของ PLL ทำให้ PLL ซิงโครไนซ์ หรือล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาขณะที่ทำการล็อกนั้น ความถี่ VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุตแต่เฟสยังห่างกันอยู่ ความแตกต่างของเฟส มีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อนที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าฟรีรันนิ่งให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา  $f_0$  ดังนั้น PLL จะยังคงรักษาสภาพการล็อก การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวเองทำให้ PLL สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนไปของ สัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพ ล็อก เช่นเดิม ช่วงของความถี่ซึ่ง PLL สามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้ามา เรียกว่า “ Lock range “ ของระบบ ค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน โดยจะไม่ขึ้นอยู่กับแบนด์เอดของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่นี้จะมากกว่าช่วงความถี่ที่ PLL สามารถทำการล็อกอย่างแท้จริงกับสัญญาณอินพุต ช่วงความถี่หลังนี้เรียกว่า “Capture range “ ของระบบ ช่วงการแคปเจอร์นี้จะขึ้นอยู่กับแบนด์เอดของฟิลเตอร์และอัตราขยายลูปปิด ( $K_D$ ) ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวข้องกับสัญญาณรบกวนทางค่าน สัญญาณนอกแบนด์ที่ จะมารบกวนได้เป็นอย่างดี ขบวนการแคปเจอร์ เป็นขบวนการไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ยุ่งยากมากและไม่สามารถที่จะวิเคราะห์ โดยคณิตศาสตร์อย่างง่าย แต่อย่างไรก็ตามการอธิบายเกี่ยวกับ แคลปเจอร์ อาจกล่าวได้ดังต่อไปนี้คือ ความถี่ หรือเฟสที่เปลี่ยนไปตามเวลา ความถี่และความคลาดเคลื่อนทางเฟสในลูป สามารถที่จะเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

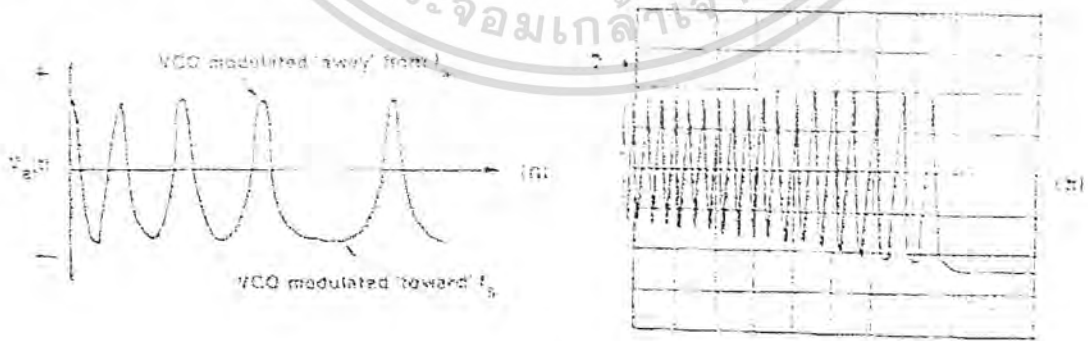
$$2\pi f = d\phi/dt$$

เมื่อ  $f$  เป็นความถี่ระหว่างสัญญาณอินพุตและความถี่ VCO

ถ้าเส้นที่ป้อนกลับของ PLL ถูกเปิดออก คือระหว่าง โลว์พาสฟิลเตอร์และอินพุตควบคุม VCO ดังนั้น  $d\phi/dt$  ลดลง และสัญญาณที่ออกจาก phase comparator จะเปลี่ยนไปอย่างช้าๆ เป็นฟังก์ชันของเวลา ในทำนองเดียวกัน ถ้า VCO ถูกมอดูเลตให้ออกจาก  $f_c$  ซึ่ง  $d\phi/dt$  จะเพิ่มขึ้นและแรงดันคลาดเคลื่อนจะเปลี่ยนไปอย่างรวดเร็วเป็นฟังก์ชันของเวลา ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขนี้ ลูกคลื่นบิตโน้ตจะไม่อยู่ในลักษณะคลื่นซายน์ มันจะมอดูเลตเป็นอนุกรมของคาบเวลา "cusps" ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ก. เนื่องจากความไม่เท่ากันของลูกคลื่น บิตโน้ต และมีสัญญาณกระแสตรงเป็นส่วนประกอบ ค่าเฉลี่ย (average value) ของมันจะไปควบคุมให้ VCO เพิ่มค่า  $f_c$  เพื่อที่จะไปลด  $f$  ในช่วงนี้ความถี่บิตโน้ตจะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ความถี่ VCO เพิ่มจาก  $f_c$  และจะทำให้เกิดการล๊อค เมื่อระบบอยู่ในช่วงล๊อค  $f$  จะเท่ากับ 0 และจะเหลือเพียงคิซีเซอร์โวลต์ที่คงคงที่

รูป 2.15 ข. เป็นการแสดงของสซิงโครไนซ์ของลูปเออร์เรอร์ควิลท์ที่คง  $V_e(t)$  ในขณะที่ระบบ PLL กำลังทำงานระหว่างขบวนการ capture สิ่งที่น่าสังเกตคือ ขณะที่ทำการล๊อค  $f$  จะลดลง การลดขนาดของโวลท์พาสฟิลเตอร์จะน้อย และขนาดของบิต โน้ตจะเพิ่มขึ้น

เวลาที่ PLL ใช้ในการล๊อค เรียกว่า "pull in time" จะขึ้นกับความถี่เริ่มแรกและความแตกต่างของเฟสระหว่างสองสัญญาณ รวมทั้งอัตราขยายทั้งหมด (overall loop gain) และช่วงกว้างโลว์พาสฟิลเตอร์ ฟลูอินท์ใหม่อาจจะสั้นกว่าคาบเวลาของบิตโน้ต และลูปสามารถล๊อคโดยปราศจากเออร์เรอร์ทรานเซียนท์



รูปที่ 2.15 แสดงการไม่ซิงโครไนซ์ของเออร์เรอร์บิตโน้ตในช่วงเวลาของการแคลปเจอร์

- ก. ลักษณะลูกคลื่นของบิตโน้ต
- ข. ออสซิลโลแกรมของแคลปเจอร์ทรานเซียนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทำงานของลูปโลว์พาสฟิลเตอร์

มีหน้าที่ 2 อย่าง คือ

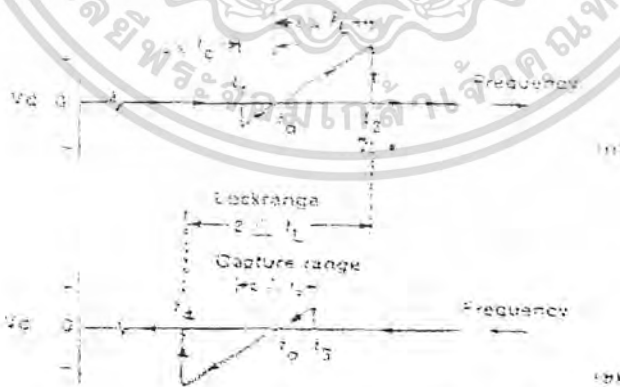
1. การลดค่าคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูง ที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์ โดยการใช้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวน
2. มันทำหน้าที่เหมือนกับ short-term memory สำหรับ PLL และจะแคปเจอร์สัญญาณใหม่อีกทีเมื่อระบบหลุดออกจากการล็อก เนื่องจากสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์ เนื่องจากโลว์พาสเตอร์ลดแรงยึดคลาดเคลื่อนของความถี่สูงระหว่างลูป ดังนั้นการลดช่วง

กว้างของฟิลเตอร์จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบคือ

1. ขบวนการแคปเจอร์จะช้าลงและฟลูอิน ไทม์จะเพิ่มขึ้น
2. ช่วงแคปเจอร์จะลดลง
3. คุณสมบัติทาง interference-rejection ของ PLL จะดีขึ้น เพราะว่าแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดลงไป
4. ผลตอบสนองชั่วขณะของ PLL ต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญาณเข้าในช่วงความถี่แคปเจอร์จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์ (underdamped).

สำหรับผลอันสุดท้ายถูกนำมาใช้ในทางปฏิบัติ ด้วยการจำกัดความกว้างของโลว์พาสฟิลเตอร์และคุณสมบัติเกี่ยวกับ roll-off เนื่องจากเสถียรภาพ

รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดัน (frequency to voltage transfer characteristic) ของระบบ PLL โดยการสมมติให้สัญญาณเข้าเป็น sine wave ที่เปลี่ยนความถี่ไปอย่างช้า ๆ ขนาดตามแนวตั้งเป็นแรงดันคลาดเคลื่อน



รูปที่ 2.16 แสดงถึง transfer characteristic ของความถี่กับ โวลท์เตจ PLL

- ก. กรณีความถี่อินพุตเพิ่มขึ้น
- ข. กรณีความถี่อินพุตลดลง

จากรูปที่ 2.16 ก. ความถี่ของสัญญาณเข้าค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ลูปจะไม่มี การตอบสนองต่อสัญญาณเข้าจนกระทั่งความถี่ของสัญญาณเข้าถึง  $f_0$  ซึ่งเป็นความถี่ต่ำสุดของ capture range ดังนั้น การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลูบจะลือกกับสัญญาณที่เข้าทันทีทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_d$  มีค่าเป็นลบและ  $V_d$  จะเปลี่ยนไปตามความถี่ด้วยลักษณะสโลป เนื่องจากอัตราขยาย  $VCO(1/k_o)V_d$  จะมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อ  $f_r=f_c$  ลูบจะติดตามสัญญาณเข้าจนกระทั่งถึงความถี่ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของ lock range PLL จะไม่มีการลือกและแรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นศูนย์

ถ้าให้สัญญาณเข้ามีความถี่ค่อย ๆ ลดกลับไป จะทำให้เกิดเป็นวัฏจักรขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ข สัญญาณจะเริ่มกลับเข้าสู่แคปเจอร์ของลูบที่ความถี่  $f_3$  และการติดตามของลูบจะหมดไปเมื่อถึง  $f_4$  ความถี่  $f_3 - f_1$  เราเรียกว่า total capture range ของระบบ และความถี่  $f_2 - f_4$  เรียกว่า total lock range ของระบบนั้นคือ  $f_3 - f_1 = 2f_c$  และ  $f_2 - f_4 = 2f_c$

ข้อสังเกต จากการที่แสดง transfer characteristic ในรูปที่ 2.16 ระบบ PLL จะเลือกความถี่ที่เป็นความถี่กึ่งกลางโดยการตั้ง free running frequency ที่ VCO และมันจะตอบสนองเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่เข้า ช่วงจาก  $f_c$  ไปจนถึงค่าที่น้อยกว่า  $f_c$  หรือ  $f_1$  ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ว่าลูบเริ่มต้นด้วยการลือกหรือเปล่า ในการใช้งานระบบ PLL โดยมากต้องการ VCO ที่ทำการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นอย่างแท้จริง

### การประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกลูบ (PLL)

เฟสล็อกลูบใช้งานอย่างกว้างขวางใน frequency selective, demodulation, signal conditioning หรือประยุกต์ใช้เป็น frequency synthesise ซึ่งตัวอย่างการใช้งานก็มีดังนี้

1. FM demodulation
  - a. Broadcast FM detection
  - b. AM 3 FM telemetry decoding
  - c. FSK demodulation
2. Frequency synchronization
3. Signal conditioning
4. Frequency multiplication 3 division
5. Frequency translation
6. AM detec

การทำงานแต่ละอย่างของระบบ PLL อธิบายได้ดังนี้คือ

#### 1. เอฟเอ็ม ดีโมดูเลชัน

ถ้า PLL lock กับสัญญาณฟริควেনซี โมดูเลชัน (FM) VCO จะติดตามความถี่ของสัญญาณที่เข้าทันที แรงดันคลาดเคลื่อนจากฟิลเตอร์  $V_d(t)$  เป็นตัวทำให้ VCO รักษาการลือกกับสัญญาณเข้าให้สอดคล้องกับเอ้าท์พุทดีโมดูเลต ในกรณีนี้ลักษณะการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ของ VCO จะให้ดีโมดูเลตออกมามีลักษณะเป็นเชิงเส้น PLL สามารถใช้เป็นตัวดีเทคสัญญาณ FM ที่มีช่วงความถี่กว้างหรือแคบได้ ในลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่า จะใช้อย่างอื่นเป็นตัวดีเทค นั่นคือสำหรับไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีของ FM PLL จะมีลักษณะเป็นระบบเครื่องรับ self contained เพราะมันประกอบด้วยฟังก์ชันของการเลือกความถี่และการดีโมดูเลท เนื่องจาก PLL อยู่ในสภาวะล๊อคตอนช่วงขบวนการเฟอเอ็มดีโมเลชั่น การตอบสนองความถี่อย่างเช่น rise time ของสัญญาณจากการดีโมเลชั่นสามารถทำนายได้จาก การ plot root locus

ในกรณีของการส่งข้อมูลโดยใช้ Frequency Shift Keyed (FSK) ข่าวสารที่อยู่ในรูปของดิจิตอลจะถูกส่งโดยการสวิตซ์ความถี่สัญญาณที่เข้าระหว่างอันหนึ่งอันใดในช่วงที่ไม่ต่อเนื่อง 2 ช่วง ของความถี่สัญญาณเข้า ซึ่งสอดคล้องกับค่าของทางลจิก "1" และ "0" เมื่อ PLL ล๊อคกับสัญญาณเข้าที่เป็น FSK แรงดันคลาดเคลื่อน  $V_e(t)$  ซึ่งอยู่ในลักษณะ discrete voltage step จะสอดคล้องกับสัญญาณออกที่เป็น demodulated binary

## 2. ฟรีควนซีซิงโครไนซ์เซชัน

ในการใช้ระบบเฟสล๊อค ความถี่ของออสซิลเลเตอร์อย่าง VCO สามารถที่จะเฟสล๊อคกับสัญญาณระดับต่ำแต่เสถียรภาพสูงได้ ยิ่งกว่านั้นความถี่ที่ออกจาก VCO จะเหมือนกับความถี่ของสัญญาณที่เข้าแต่จะมีระดับกำลังที่สูงกว่า การใช้งานในบางกรณี สัญญาณซิงโครไนซ์ซึ่งจะออกมาอย่างรวดเร็วในระยะสั้น (low duty cycle burst) ณ ความถี่ที่กำหนด PLL ยังสามารถที่จะใช้การผลิต CW ที่ต่อเนื่องกัน โดยใช้ซิงโครไนซ์ซึ่งพัลส์ช่วงสั้น ๆ ที่ล๊อคไว้เป็นความอ้างอิง ตัวอย่างที่ใช้ดังใน phases lock chroma reference generator ในเครื่องรับโทรทัศน์

ในระบบดิจิตอล PLL สามารถใช้กับซิงโครไนซ์เซชันได้เป็นอันมาก ตัวอย่างเช่น ระบบสัญญาณนาฬิกาสองระบบ สามารถเฟสล๊อคซึ่งกันและกัน ดังนั้นแต่ละอันจะเป็นฟังก์ชันของอีกอันหนึ่ง หรือใช้ใน synchronizing disk หรือเทปที่ใช้ขับโดยทางกลไกในส่วนเก็บข่าวสารและระบบเอากลับเครื่องรับในการสื่อสารที่ใช้พัลส์โค้ดโมดูเลชั่น (PCM) หรือระบบทวนสัญญาณ PLL ใช้สำหรับบิทซิงโครไนซ์เซชัน

## 3. ซิกแนลคอนดิชันนิ่ง

โดยการเลือกความถี่ free running ของ VCO PLL สามารถใช้ในการล๊อคสัญญาณที่เข้า ดังนั้น VCO จะให้สัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการออกมา ในขณะที่มันจะทำการกำจัดความถี่ของ sideband ที่ไม่ต้องการที่เข้ามา และถ้าพิสัยของลูปมีลักษณะแคบ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ทางด้าน ออกของ VCO จะดีกว่าทางด้านเข้า ดังนั้น PLL สามารถใช้เป็นตัวกรองสัญญาณรบกวนสำหรับผลิตสัญญาณที่อ่อนโดยปราศจากสัญญาณรบกวน

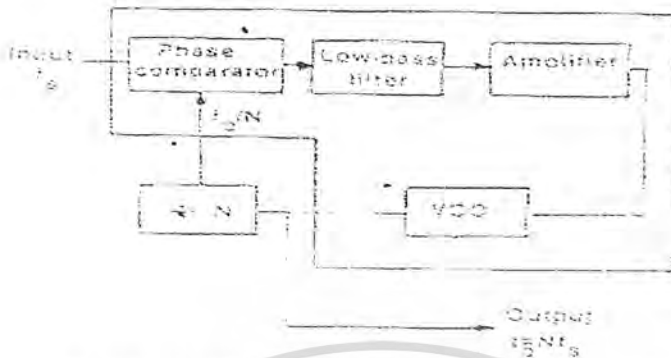
## 4. การคูณความถี่และการหารความถี่

โดยการแทรกตัวหารความถี่เข้าไป ในทางป้อนกลับระหว่างทางด้านออกจาก VCO และทางด้านเข้าของเฟสคอมพาราเตอร์ ระบบ PLL สามารถใช้เป็นตัวเลือกความถี่ การคูณความถี่ โครงสร้างนี้แสดงได้ด้วยแผนภาพในรูปที่ 2.17 เมื่อ N เป็นวงจรหารความถี่ โดย N อาจเป็นเลขจำนวน

อิเล็กทรอนิกส์เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เต็มหรือเป็นเลขทศนิยมก็ได้ เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก สัญญาณทั้งสองที่เข้าไปยังเฟสคอมพาราเตอร์จะมีความถี่เท่ากัน และจะได้รับความถี่เอาต์พุต  $f_o = N \cdot f_i$



รูปที่ 2.17 การทวีความถี่โดยใช้การหารความถี่ใน PLL

ภายใต้เงื่อนไขที่แน่นอน การทำงานของ PLL ใน “harmonic-locking” mode สามารถใช้ในการคูณความถี่ ถ้าสัญญาณที่เข้าเป็นพวก harmonic-rich (เช่นสัญญาณ pulse ที่เป็นขบวน) VCO สามารถใช้ในการ lock harmonic ที่ n ของสัญญาณเข้า VCO จะมีความถี่เป็น n เท่าของสัญญาณที่เข้าหรือ  $f_o = nf_i$  ในทำนองเดียวกันถ้า VCO ให้รูปคลื่นเป็น harmonic-rich ออกมา ฮาร์โมนิกที่ m ที่ออกมาจาก VCO จะสามารถซิงโครไนซ์กับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขนี้ VCO จะเป็น subharmonic ของความถี่ที่เข้ามา นั่นคือ  $f_o = f_i/m$  เมื่อใช้ PLL ทำงานใน harmonic-locking mode ช่องว่างระหว่างฮาร์โมนิกใน frequency spectrum จะลดลงอย่างรวดเร็วขณะที่ฮาร์โมนิกลำดับที่ n หรือ m เพิ่มขึ้น ในทางกลับกันเสถียรภาพของความถี่ที่เพิ่มขึ้นสำหรับความถี่ free running ของ VCO เป็นสิ่งที่ต้องการ เพื่อให้ระบบแยกความแตกต่างระหว่างฮาร์โมนิกได้ในระบบเฟสล็อกคัลที่ใช้งานจริง ซึ่งใช้ออสซิลเลเตอร์แบบ multivibrator thermal drifts ของความถี่ VCO โดยทั่วไปจะจำกัดการทำงานโดย harmonic-lock ของระบบด้วยค่า n หรือ m ซึ่งข้อเสียของ harmonic locking ที่ค่าของ n หรือ m มีค่ามากคือ phase detector gain ( $k_d$ ) จะลดลงในทิศทางตรงกันข้ามกับค่าลำดับของฮาร์โมนิก ดังนั้นที่ฮาร์โมนิกสูงขึ้นไปจะทำให้ช่วงล็อกและช่วงแคปเจอร์ของระบบลดลง

5. ฟรีแควนซีทรานแลชัน

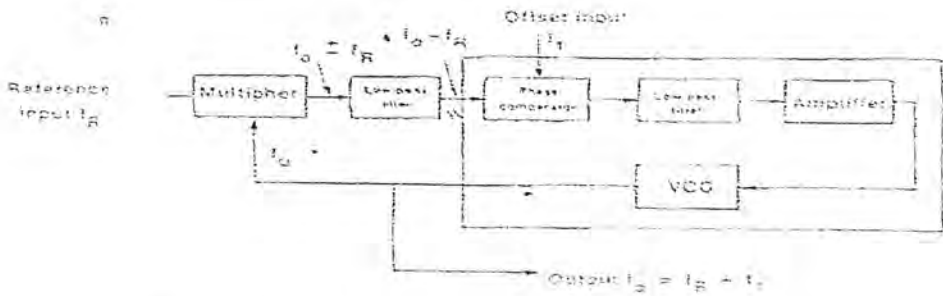
ระบบ PLL สามารถใช้ได้ในการแปลงความถี่ให้มีเสถียรภาพสูงและคงที่เมื่อเทียบกับออสซิลเลเตอร์ โดยการเพิ่มมิกเซอร์และโลว์พาสฟิลเตอร์เข้าไปใน PLL ดังแสดงในรูปที่ 2.18 ในกรณีนี้ผลต่างของสัญญาณเข้า  $f_i$  และสัญญาณออกจาก VCO,  $f$  จะถูกป้อนเข้าไปยังภาคมิกเซอร์ ผลบวกและผลต่างของ  $f$  และ  $f$  จะออกจากมิกเซอร์ ผลบวกจะถูกโลว์พาสฟิลเตอร์กรองไว้ translation หรือความถี่ off set  $f_1$  จะถูกป้อนไปยังเฟสคอมพาราเตอร์พร้อมกับ  $f_o - f_i$  ที่ออกจากมิกเซอร์ เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก ความถี่ทั้งสองที่เข้าคอมพาราเตอร์จะมีความถี่เท่ากัน นั่นคือ

$f_o - f_i = f_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o - f_s = f_1$$

$$\text{หรือ } f_o = f_s + f_1$$

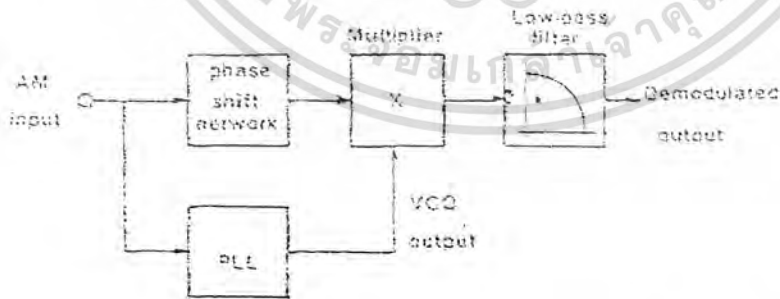


รูปที่ 2.18 ฟรีแควนซีทรานสเลชัน หรือ “offset loop”

6. เอเอ็มดีเทคชัน

PLL สามารถใช้เป็นตัวตรวจจับของสัญญาณ AM อย่างต่อเนื่องกัน การทำงานแบบนี้ PLL จะล็อคกับคลื่นพาห์ของสัญญาณ AM และสร้างสัญญาณออกมาจาก VCO ให้มีความถี่ต่างกับความถี่คลื่นพาห์ของ AM ที่ยังไม่ได้ผสมขนาดโดยการคูณสัญญาณอ้างอิงที่ต่อเนื่องนี้ด้วยสัญญาณผสมที่เข้ามาและนำสัญญาณที่ออกจากตัวคูณไปทำการกรองให้ความถี่ต่ำผ่านไป ได้ข่าวสารออกมาเป็นการดีโมเดทวิธีหนึ่ง แผนภาพของระบบแสดงในรูปที่ 5 เนื่องจาก PLL จะตอบสนองสำหรับความถี่คลื่นพาห์ที่ใกล้เคียงกับความถี่ VCO  $f_c$  เท่านั้น ระบบเฟสล็อกคูลูป ดีเทคเตอร์ จะให้การเลือกเฟ้นระดับสูงโดยที่ความถี่กึ่งกลางอยู่ที่  $f_c$  phase shift network ในรูปที่ 2.19 เป็นจำพวกวงจร RC ซึ่งใช้ในการ offset ให้เฟสเลื่อนไป 90 องศา ซึ่งเป็นหลักการของ PLL

วิธีการของเฟสล็อก AM ดีเทคเตอร์ ในรูปที่ 2.19 เป็นเทคนิคการดีเทคอย่างต่อเนื่องมันจะกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า AM โมดูเลเตอร์แบบ Peak detector



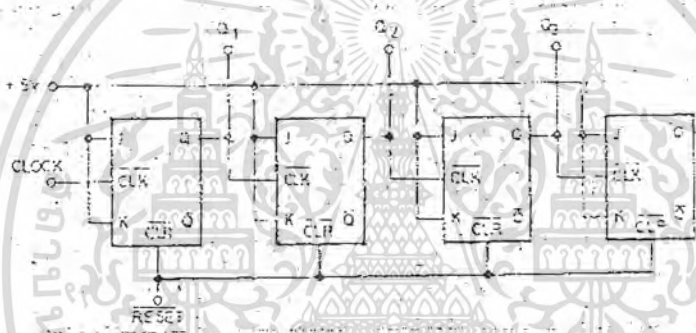
รูปที่ 2.19 coherent amplitude-modulation detection โดยใช้เฟสล็อกคูลูป

สำหรับวงจร PLL ที่นำมาใช้ในวงจรนี้ จะเป็นการประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรคูณความถี่ เนื่องจากความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ส่งมาจากทางด้านส่ง ได้ทำการหารความถี่ลง เพื่อให้เหมาะสมกับค่า BW ของสายนำสัญญาณ ดังนั้นเมื่อมาถึงด้านรับ จึงต้องทำการมัลติพลายความถี่ขึ้นให้มีค่าเท่าเดิม โดยใช้ PLL ซึ่งต่อรวมด้วยวงจรหารความถี่ หลังจากนั้น ซึ่งความถี่ที่ได้ไปทำการดีสแครมบลิง สัญญาณนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

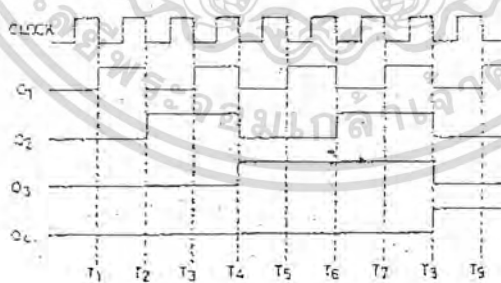
### วงจรหารความถี่

การหารความถี่นั้นสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การใช้ฟลิปฟล็อปเป็นตัวหารความถี่ นอกจากนี้แล้วยังสามารถนำเอาวงจรนับมาเป็นตัวหารความถี่ได้อีกด้วย เนื่องจากภายในประกอบ

ด้วยฟลิปฟล็อปที่เป็นสเตจต่าง ๆ ของวงจรถับ ตัวอย่างเช่นในวงจรรูปที่ 2 ซึ่งเป็นวงจรถับแบบไบนารี-รีพเปิด 4 บิต ถ้าดูจากจังหวะการทำงานของวงจรในรูปที่ 3 จะเห็นได้ว่าแต่ละสเตจจะทำหน้าที่เป็นวงจรหารความถี่ด้วย 2 ดังนั้นในกรณีที่รับสัญญาณหรือถ้ารับเอาที่พุท ออกทาง Q1 ความถี่ของสัญญาณที่ได้จะเป็น 1/2 เท่าของสัญญาณอินพุทที่ให้ หรือถ้ารับเอาที่พุทจาก Q2, Q3 หรือ Q4 จะได้ความถี่เป็น 1/4m 1/8m หรือ 1/16 เท่าตามลำดับ ถ้าดูในรูปของไอซีที่เป็นวงจรถับก็สามารถใช้ได้เช่นกัน ดังในรูปที่ 13 หากรับเอาอินพุทพุทจากขา Q3 ก็จะได้สัญญาณที่มีความถี่เป็น 1/10 เท่า ของสัญญาณอินพุทเดิม ดังนั้นในการหารความถี่ที่มีวงจรดิจิทัล จะนิยมใช้วงจรถับเป็นตัวหาร



รูปที่ 2.20 วงจรถับแบบไบนารี - รีพเปิด 4 บิต โดยใช้ J-K ฟลิปฟล็อป



รูปที่ 2.21 แผนผังเวลาการทำงานของวงจรถับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การ Modulation

เมื่อนำวงจรขยาย 2 วงจร (Amplitude modulation)

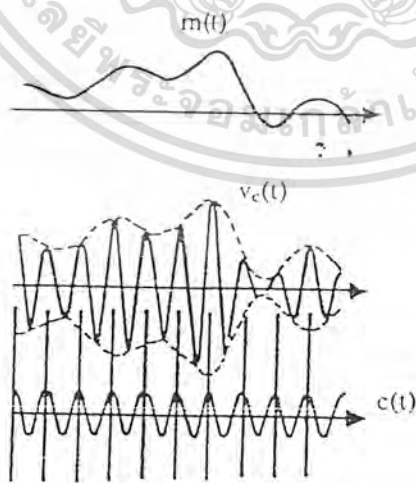
10 dB วงจรที่ 2 มี กำลังของสัญญาณ โดยทั่ว ๆ ไป สัญญาณอนาล็อกเบสแบนด์ที่ทำการส่งนั้นจะมีความถี่สูงสุดที่มีค่าจำกัด เช่น สัญญาณ ที่หูคนเรารับฟังได้อาจจะสูงเพียง 15 kHz และถ้าเป็นสัญญาณเสียงที่คนเราพูดกัน โดยทั่วไปก็มักจะมีค่าไม่เกิน 4 kHz เป็นต้น เมื่อเป็นเช่นนี้ถ้าเราให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์เป็น  $W$  Hz เมื่อเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแบบแสดงความถี่ทั้งสองด้านจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ในกรณีที่แสดงความถี่สองด้านนั้น สเปกตรัมทาง



(ก) แสดงความถี่ด้านเดียว

(ข) แสดงความถี่สองด้าน

รูปที่ 3.1 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า  $W$  ด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น  $1/2$  ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM ที่ใช้วิธื AM โดยทั่วไปนั้นจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 กล่าวคือ เหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปซ้อนบนสัญญาณคลื่นพาห์ ทำให้ยอดคลื่นของพาห์หรือเอ็นเวลโลป (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์



รูปที่ 3.2 รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาพดังกล่าวนี้ เราจะสามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยใช้วงจรดีเทคเตอร์แบบง่าย ๆ ซึ่งเป็นเหตุผลสำคัญที่ทำให้วิทยุ AM ถูกนำมาใช้งานก่อน การดีเทคยอดคลื่นของคลื่นพาห่นี้ เราเรียกว่าเอนเวลโลปดีเทคชัน (envelope detection) ซึ่งเป็นวิธีดีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 นี้เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = \{A_c + V(t)\} \cos t \omega_c \quad (1)$$

โดย  $A_c \cos t \omega_c$  เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ และ  $V(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการ (1) นี้ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$V_c(t) = A_c \{1 + m(t)\} \cos t \omega_c \quad (2)$$

โดยที่  $m(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ด้วยค่า  $A_c$  และ  $m(t)$  จะถูกเรียกว่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวชี้บ่งว่าสัญญาณคลื่นพาห้ถูกทำให้มีการเปลี่ยนระดับไปอย่างไร อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์มักจะหมายถึงค่า  $m(t)$  ที่มีขนาดสูงสุด และสัญญาณ AM ที่สามารถดีเทคด้วยวิธีเอนเวลโลปดีเทคชันจะต้องมี  $|m(t)| < 1$  เสมอ ถ้า  $m(t)$  มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการกลับเฟสตรงที่  $m(t) = -1$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.3 (ข) ซึ่งวงจรดีเทคเอนเวลโลปจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงดีเทคได้เอนเวลโลปทางด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมา



(ก)  $|m(t)| < 1$

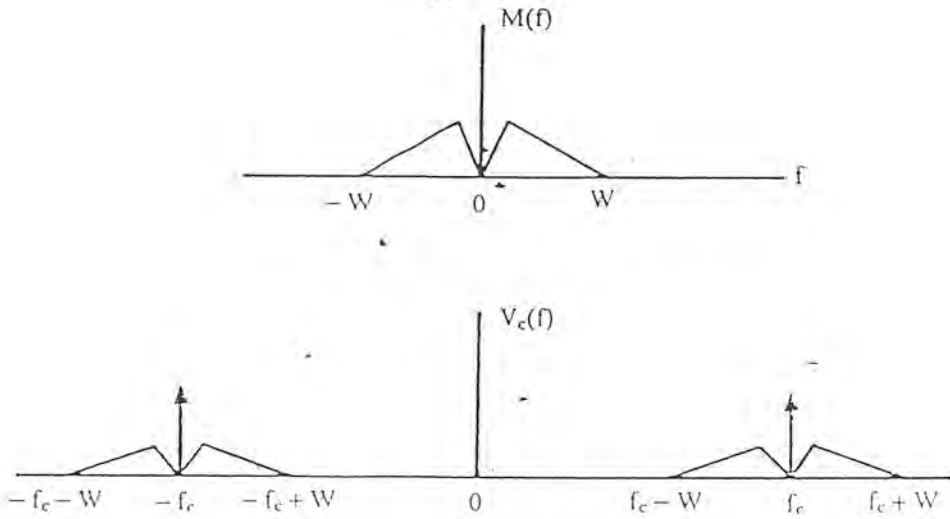
(ข)  $|m(t)| > 1$

รูปที่ 3.3 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1

อนึ่งในกรณีที่  $m(t)$  เป็นสัญญาณคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันในรูป

ต่อไปนี้ 
$$V_c(f) = \frac{A_c}{2} \{\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)\} + \frac{A_c}{2} \{M(f+f_c) + M(f-f_c)\} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ (4) นี้ไปเขียนรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 สิ่งที่น่าสังเกตคือ สเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์โอบสเปกตรัมคลื่นพาห์อย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่ว ๆ ไป ความถี่คลื่นพาห์จะสูงกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ  $f_c \gg W$  เพราะฉะนั้นแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น  $2W$  ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  ลักษณะดังกล่าวนี้อาจกล่าวได้ว่าเป็นลักษณะที่ใช้แบนด์วิดท์มากเกินไปเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมีย่อยอย่างครบถ้วนแล้วในไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (lower sideband) เพียงด้านเดียว เพราะฉะนั้นสัญญาณ AM จึงเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ต่ำ

ในลำดับต่อไปเราจะพิจารณากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM จากสมการ (2) เราจะสามารถหากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 P_{AM} &\triangleq \langle V_c^2(t) \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} \langle 1 + 2m(t) + m^2(t) \rangle + \frac{A_c^2}{2} \langle [1 + m(t)]^2 \cos^2(2\Omega_c t) \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} [1 + 2\langle m(t) \rangle + \langle m^2(t) \rangle] \quad (5)
 \end{aligned}$$

เพราะว่า  $\langle \cos^2(2\Omega_c t) \rangle = 0$  และ  $m(t)$  เป็นสัญญาณแรมดัมที่มี  $W \ll f_c$  และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงอยู่ ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณออกดิโอและสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายแบบจะได้  $\langle m(t) \rangle = 0$  สมการ (5) ก็จะเขียนได้เป็น

$$P_{AM} = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \langle m^2(t) \rangle \quad (6)$$

เทอมที่หนึ่งในสมการ (6) นี้จะเห็นได้ชัดว่าเป็นกำลังของคลื่นพาห์ ส่วนเทอมที่สองนั้นเป็นกำลังสัญญาณส่วนที่เหลือคือ กำลังของไซด์แบนด์ด้านบนและไซด์แบนด์ด้านล่างรวมกัน และเนื่องจากไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่างมีความสมมาตรกันทุกประการ กำลังสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่านบนและด้านล่างก็จะมีขนาดเท่ากันด้วย ดังนั้นถ้าเราให้  $P_c$  และ  $P_{sb}$  แสดงกำลังของคลื่นพาห้ และกำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านเดียว สมการ (6) จะเขียนได้ดังนี้

$$P_{AM} = P_c + 2P_{sb} \tag{7}$$

โดยที่

$$P_{sb} = \frac{\Delta_c^2}{2} \langle M^2(t) \rangle = P_c \langle m^2(t) \rangle \tag{8}$$

และเนื่องจาก  $|m(t)| \leq 1$  เสมอด้วย และจะส่งผลให้  $P_{sb} \leq P_c/2$  เสมอ เมื่อแทนเงื่อนไขดังกล่าวลงในสมการ (7) จะได้ผลดังนี้

$$P_c = P_{AM} - 2P_{sb} \leq P_{AM} - P_c \tag{9}$$

$$P_c \leq \frac{1}{2} P_{AM}$$

$$P_{sb} \leq \frac{1}{4} P_{AM}$$

ผลที่ได้นี้จะสรุปได้ว่า กำลังเฉลี่ยกว่าครึ่งหนึ่งของสัญญาณ AM จะเป็นกำลังของสัญญาณคลื่นพาห้ซึ่งไม่มีข่าวสารอยู่ และกำลังของสัญญาณที่มีข่าวสารอยู่จะมีไม่ถึง 1/4 ของกำลังเฉลี่ย การใช้กำลังส่งในลักษณะที่กล่าวมานี้ก็จัดได้ว่าไม่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกับการใช้แบนด์วิดท์ที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามการที่ระบบวิทยุกระจายเสียง AM ยังคงใช้สัญญาณที่ไม่สู้มีประสิทธิภาพนี้อยู่ก็เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณออดิโอ ไม่กว้างนัก และกำลังส่งที่เกินความจำเป็นนี้ไม่ค่อยเป็นปัญหา เพราะตัวสถานีกระจายคลื่นมักจะต้องอยู่ในที่ที่มีกำลังไฟฟ้าให้ใช้ได้อย่างเต็มที่ แต่สำหรับกรณีที่มีข้อจำกัดเรื่องกำลังไฟฟ้า เช่น ในระบบรับส่งวิทยุที่ต้องมีการเคลื่อนย้ายและใช้แหล่งกำเนิดไฟฟ้าพวกแบตเตอรี่ เป็นต้น ในกรณีเช่นนี้ประสิทธิภาพของกำลังส่งก็จะกลายเป็นปัจจัยสำคัญไป และการมอดูเลตแบบ AM นี้ก็จะไม่เหมาะสมกับงานประเภทนี้

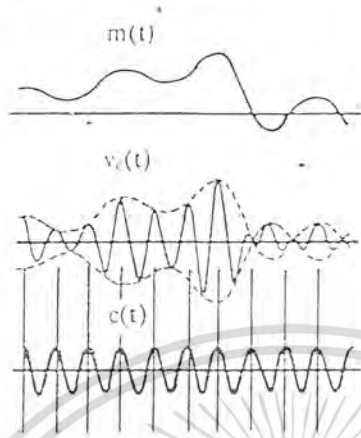
### การมอดูเลตแบบ DSB

การมอดูเลตแบบ DSB ซึ่งมีชื่อเต็มว่า double-sideband suppressed carrier modulation (บางครั้งอาจใช้ตัวย่อว่า DSB-SC หรือ DSSC) นั้นตามความหมายก็คือ การมอดูเลตที่ให้สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาสัญญาณคลื่นพาห้ออกไป วัตถุประสงค์หลักของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือ ต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ ออกจากสัญญาณ AM ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง เมื่อทำการสกัดสัญญาณคลื่นพาห้ ออก สัญญาณ DSB ที่ได้ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$V_c(t) = A_c m(t) \cos(\omega_c t) \tag{1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลักษณะของสมการ (1) นี้  $V_c(t)$  จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่  $m(t) = 0$  ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรืออินเวิลลูปที่ได้ก็จะเป็น  $|m(t)|$  แทนที่จะเป็น  $m(t)$  ในสภาพเช่นนี้อินเวิลลูปผิดเฟสกันก็จะใช้ไม่ได้ผล รูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSB นี้

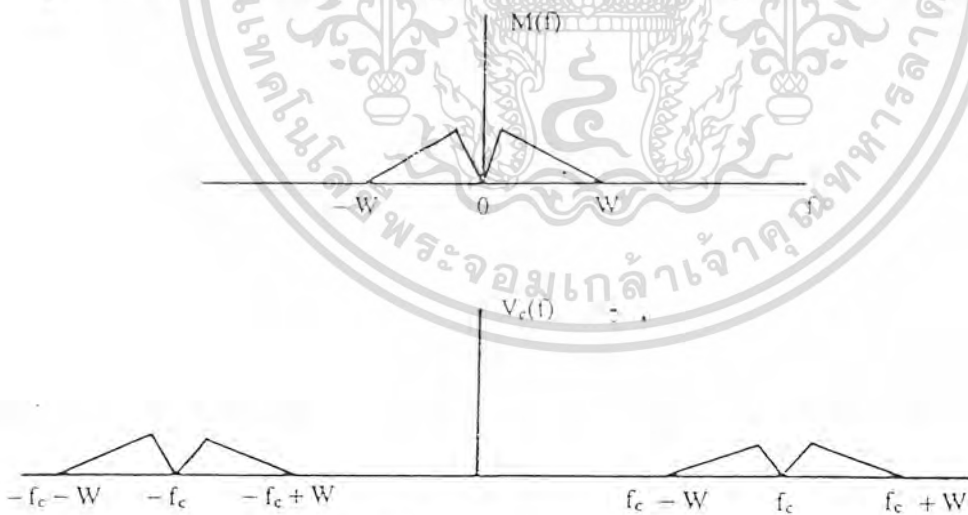


รูปที่ 3.5 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ (1) นี้ ก็จะได้ผลดังนี้

$$V_c(f) = \frac{\Delta}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (2)$$

ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมก็จะเหมือนกับของสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นเมื่อนำไปเขียนเป็นรูปของสเปกตรัมก็จะ ได้ดังที่แสดงไว้ในรูป 3.6



รูปที่ 3.6 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้ เนื่องจากไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห์ออกไปด้วย ดังนั้นกำลังส่งก็จะเหลือเพียงกำลังที่อยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสองข้างดังนี้

$$P_{DSB} = 2P_{sb} = A_c^2 \langle m^2(t) \rangle \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังส่งที่ต้องใช้ในกรณีนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ (9) เรา จะพบว่า การที่ไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห่อออกไปด้วยจะทำให้ประหยัดกำลังส่งลงไปได้อย่างน้อย ก็ครึ่งหนึ่งของกำลังส่งที่ใช้ในสัญญาณ AM การพิจารณาเรื่องเกี่ยวกับกำลังส่งนี้ในทางปฏิบัติยัง ต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่สำคัญอีกประการหนึ่ง คือ ค่ากำลังส่งสูงสุดที่เครื่องส่งจะทำงานได้ตามปกติ ค่ากำลังส่งสูงสุดนี้จะถูกกำหนดจากคุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังที่ใช้อยู่ เพราะเครื่องขยายกำลัง จะเกิดการอิ่มตัว (saturation) และทำให้สัญญาณขาออกผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณขาเข้าเมื่อเราใส่ สัญญาณเข้าที่มีค่าสูงเกินไป ถ้าค่ากำลังส่งสูงสุดดังกล่าวนี้เป็น  $A_{max}^2/2$  แล้วทำการเปรียบเทียบ กำลังที่จะใส่เข้าไปในไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB และสัญญาณ AM ก็จะเป็นการเปรียบเทียบ กำลังส่งของไซด์แบนด์ของสัญญาณทั้งสองภายใต้เงื่อนไขกำลังส่งสูงสุดได้ ก่อนอื่นจะพิจารณากรณี ของสัญญาณ DSB จากสมการ (3) เนื่องจาก  $\langle m^2(t) \rangle < 1$  เพราะฉะนั้นจะสามารถให้  $A_c = A_{max}$  ได้ ซึ่งทำให้  $P_{sb}$  ในกรณีนี้เท่ากับ  $A_{max}^2/4$  สำหรับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ (6) ในหัวข้อ 6.2.1 เราจะพบว่าค่า  $A_c$  สูงสุดที่เป็นไปได้นั้นจะเท่ากับ  $A_{max}/2$  ซึ่งจากสมการ (8) ในหัวข้อ 6.2.1 จะพบว่า  $P_{sb} = A_{max}^2/16$  โดยสรุปแล้วจะได้

กรณีของ DSB

$$P_{sb} = \frac{A_{max}^2}{4}$$

กรณีของ AM

$$P_{sb} = \frac{A_{max}^2}{16}$$

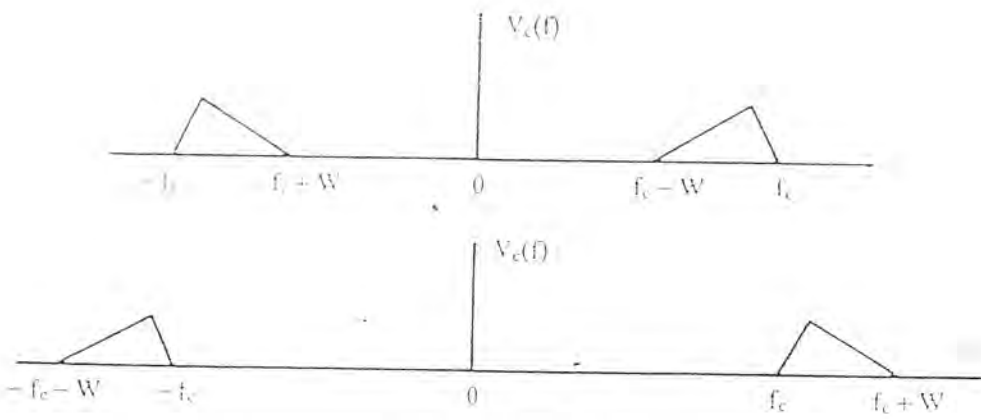
(4)

ซึ่งก็หมายความว่า ถ้ากำหนดกำลังส่งสูงสุดให้ ก็จะสามารถใส่กำลังให้กับสัญญาณไซด์แบนด์ของ สัญญาณ DSB ได้สูงกว่าสัญญาณ AM ถึง 4 เท่าตัว สัญญาณ DSB จึงมีการใช้กำลังที่มีประสิทธิ ภาพสูงกว่าของสัญญาณ AM 4 เท่าตัว แต่ก็ยังมีข้อเปรียบเทียบที่ไม่สามารถตีเทคสัญญาณเบสแบนด์ กลับมาได้โดยใช้วิธีเอ็นแวลโลปดีเทกชัน

### การมอดูเลตแบบ SSB

การมอดูเลตแบบ SSB หรือ single-sideband suppressed carrier modulation นี้ เป็นการ มอดูเลตที่จะให้สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ด้านเดียว และสัญญาณคลื่นพาห่ถูก สกัดออกเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ DSB เมื่อเป็นเช่นนี้สัญญาณ SSB ก็จะต้องการแบนด์ วิดท์เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เท่านั้น คือ  $w$  ในขณะที่เดียวกันก็ไม่มีสัญญาณคลื่น พาห่อยู่ด้วย สัญญาณ SSB นี้จึงจัดว่ามีประสิทธิภาพทั้งในด้านของการใช้แบนด์วิดท์และการใช้ กำลังส่ง อย่างไรก็ตามอุปกรณ์เครื่องส่งและเครื่องรับก็จะยุ่งยากขึ้น ระบบนี้ในปัจจุบันก็ยังถูกใช้ งานอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นสั้น (short wave communications) ซึ่งจะต้องส่งกัน เป็นระยะทางไกล

ในการพิจารณาประสิทธิภาพของสัญญาณ SSB นั้น ถ้าเขียนออกมาเป็นรูปก็จะได้ตามรูปที่ 3.7 เล็กส่วนนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอสงวนสิทธิ์ในการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 สเปกตรัมของสัญญาณ SSB

การเขียนสเปกตรัมของสัญญาณ SSB จากสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์นั้น ถึงแม้จะทำได้ทันทีดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 แต่การเขียนรูปของสัญญาณในอาณาจักรของเวลานั้นจะเขียนไม่ได้ง่าย ๆ เหมือนกรณีของสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB กล่าวคือจะไม่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสัญญาณเบสแบนด์เหมือนกับสัญญาณคลื่นพาห้ได้ เพราะถ้าเขียนในรูปนั้นก็จะมีไซด์แบนด์ออกมาทั้งสองด้านเสมอ อย่างไรก็ตามถ้าเราพิจารณาให้ดีจะเห็นได้ว่าสัญญาณ SSB นั้นเป็นการเลื่อนความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ให้สูงขึ้น  $\omega_c$  ดังนั้นถ้าเราพิจารณาเฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งในสัญญาณเบสแบนด์เช่นความถี่  $\omega_m$  เราจะสามารถเขียนสัญญาณ SSB ในอาณาจักรของเวลาของส่วนประกอบความถี่  $\omega_m$  ได้ดังนี้

$$V_c = \frac{1}{2} A_c A_m \cos(\omega_c \pm \omega_m)t \quad (1)$$

โดยที่เครื่องหมาย + แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านสูง และเครื่องหมาย - แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านต่ำ และถ้าเราพิจารณาสมการ (1) ให้ดีจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่มอดูเลตเข้ามาเป็นสัญญาณที่มีความถี่เป็น  $\omega_m$  แต่สมการ (1) ไม่ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของขอดคลื่นในรูปของสัญญาณไซด์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_m$  แต่จะมีขนาดของขอดคลื่นที่มีค่าคงที่ ในลักษณะของรูปคลื่นแบบนี้ เราจะไม่สามารถใช้การตีเทคแบบเอ็นเวลโลปด์เทคชันได้อย่างแน่นอน

เมื่อเราพิจารณาในด้านของกำลังส่ง ก็จะพบว่าสัญญาณ SSB นี้จะใช้กำลังส่งเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ DSB กล่าวคือ จากสมการ (3) ในหัวข้อ 3.5 จะได้กำลังส่งของสัญญาณ SSB ในรูปต่อไปนี้

$$P_{ssb} = \frac{1}{2} P_{DSB} = P_{sb} = A_c^2 \langle m^2(t) \rangle \quad (2)$$

เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้วสัญญาณ SSB ก็จะเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในเชิงการใช้กำลังส่งและในเชิงของการใช้แบนด์วิดท์มากที่สุด แต่มันก็มีความยุ่งยากในการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับ นอกจากนี้จะไม่สามารถส่งส่วนประกอบของกระแสตรงได้โดยที่ไม่มีไซด์แบนด์ของอีกด้านหนึ่งพุ่งเข้ามาด้วย

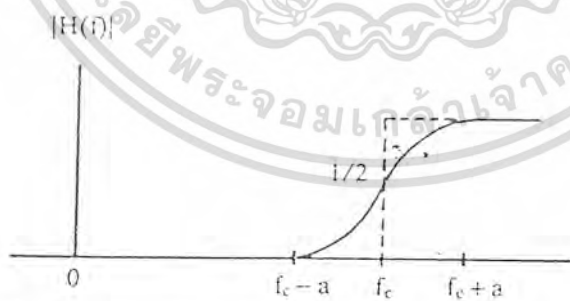
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การมอดูเลตแบบ VSB**

การมอดูเลตแบบ VSB นี้ชื่อมาจากคำว่า Vestigial sideband modulation ซึ่งหมายถึงวิธีมอดูเลตที่จะให้สัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่งส่งออกไปได้อย่างเกือบเต็มที่ แต่ไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งจะส่งออกไปเพียงส่วนน้อยแต่ทำให้สามารถรู้ร่องรอยของข่าวสารที่อยู่ในไซด์แบนด์นั้นได้ การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะเหมือนกับเป็นการประนีประนอมระหว่างการมอดูเลตแบบ DSB กับการมอดูเลตแบบ SSB กล่าวคือ การมอดูเลตแบบ DSB นั้นจะส่งสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสดตรงและความถี่ต่ำได้ดีแต่ต้องการแบนด์วิดท์  $2W$  ในขณะที่การมอดูเลตแบบ SSB ต้องการแบนด์วิดท์แคบ คือ  $W$  แต่ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสดตรงและความถี่ต่ำได้ดี ตัวอย่างของสัญญาณที่มีส่วนประกอบของกระแสดตรงและความถี่ต่ำที่มีความหมายมากก็ได้แก่ สัญญาณวิดีโอ สัญญาณโทรสาร และสัญญาณข้อมูลเป็นต้น การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะมีอยู่ 2 แบบด้วยกัน คือ แบบที่ไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ กับแบบที่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ แบบแรกนี้จะสร้างได้จากสัญญาณ DSB ในขณะที่แบบหลังสร้างได้จากสัญญาณ AM

การสร้างสัญญาณ VSB นี้จะทำได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมมาตรเชิงรีรอบความถี่คลื่นพาห้ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 กล่าวคือส่วนที่ถูกกรองออกจากไซด์แบนด์หลักจะเท่ากับส่วนที่เหลือจากการถูกกรองในอีกไซด์แบนด์หนึ่ง ถ้าช่วงความถี่ที่ฟิลเตอร์เริ่มตัดสัญญาณหมดกับเริ่มปล่อยสัญญาณหมดเป็น  $2a$  แบนด์วิดท์ที่สัญญาณ VSB ต้องการก็จะเท่ากับ  $W + a$  อย่างไรก็ตามในกรณีที่  $2a$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $W$  แบนด์วิดท์ที่ต้องการนั้นอาจประมาณได้เท่ากับ  $W$

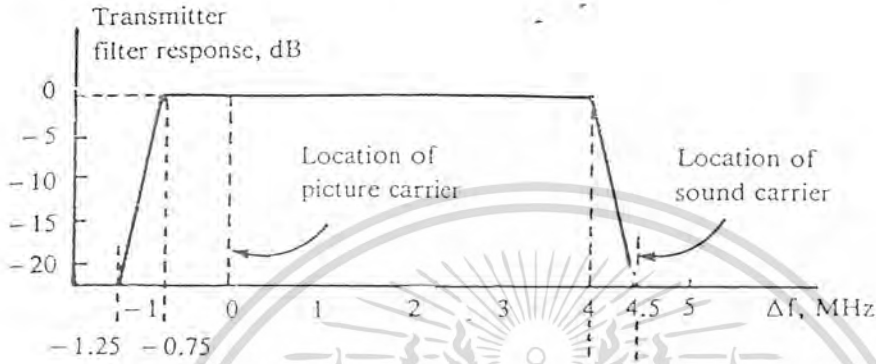
ในการพิจารณารูปร่างของสัญญาณ VSB ในอาณาจักรของเวลานั้นจะยุ่งยากกว่าของสัญญาณ SSB ขึ้นไปอีก เพราะจะต้องมีคุณสมบัติในการตอบสนองความถี่ของฟิลเตอร์เข้ามาเกี่ยวข้อง



รูปที่ 3.8 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB

ซึ่ง คำนึงในในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดในส่วนนี้ การพิจารณาค่ากำลังของสัญญาณ VSB นี้ จะต้องแยกออกเป็น 2 กรณีตามชนิดของสัญญาณ VSB นั้น กล่าวคือ ถ้าเป็นสัญญาณ VSB แบบไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้จากคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ จะเห็นได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณแบบนี้จะไม่ต่างไปจากกำลังส่งของสัญญาณ SSB มากนัก ถ้าเป็นกรณีที่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ด้วยก็ยิ่งขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณคลื่นพาห้นั้นถูกฟิลเตอร์ออกไปบางส่วนด้วยหรือไม่ ถ้าไม่ถูกฟิลเตอร์ออกไปเลย เช่น สัญญาณโทรทัศนที่ใช้อยู่ในปัจจุบันกำลังส่งของสัญญาณก็จะสูงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

ขึ้นคือ มีกำลังของสัญญาณคลื่นพาห้และกำลังของไซด์แบนด์ส่วนที่เหลือในอีกด้านหนึ่งบวกเข้ามาด้วย เมื่อพิจารณาโดยรวมแล้วเราอาจสรุปได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณ VSB จะอยู่ในช่วงระหว่างกำลังส่งของสัญญาณ SSB กับกำลังส่งของสัญญาณ AM รูปที่ 3.9 สเปกตรัมของสัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ในปัจจุบัน สัญญาณนี้ได้จากการจัดการกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM ซึ่งสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกกรองไว้เพื่อให้วงจรทางเครื่องรับสามารถใช้วิธีเอ็นเวลโลปดิเทกชันได้



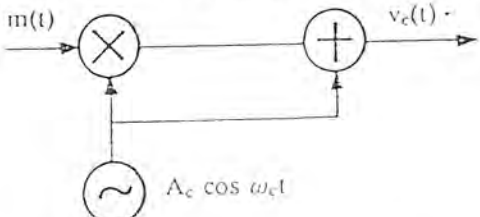
รูปที่ 3.9 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ระบบ NTSC

**การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด**

สัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาดที่ได้กล่าวมาข้างต้น ได้แก่ สัญญาณ AM สัญญาณ DSB สัญญาณ SSB และสัญญาณ VSB นั้น ถ้าพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเหล่านี้ จะเห็นได้ว่ามีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณแบนด์เดิม หรือถ้าพิจารณาสัญญาณในอาณาจักรของเวลาก็จะพบว่ามีความถี่ที่เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ การที่ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความถี่เบสแบนด์ของสัญญาณนั้นเป็นการบ่งบอกว่าวงจรมอดูเลตจะไม่ใช้ระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพราะระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณขาออกที่มีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณขาเข้า ดังนั้นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณดังกล่าวข้างต้นนั้นจึงเป็นวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างสัญญาณเหล่านี้ซึ่งเป็นที่น่าสนใจสำคัญก็คือ วงจรสร้างผลคูณของสัญญาณนั่นเอง

**มอดูเลตแบบผลคูณ (product modulation)**

มอดูเลตแบบผลคูณจะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.10 ในรูปได้แสดงบล็อกไดอะแกรมที่เป็นการสร้างสัญญาณ AM ถ้าเป็นสัญญาณ DSB ก็จะต้องการแต่วงจร



รูปที่ 3.10 มอดูเลตแบบผลคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลคูณอย่างเดียวไม่ต้องมีวงจรมวล การสร้างวงจรคูณนั้น จะทำได้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้แบบหนึ่งก็คือ วงจรคูณแบบแวลูเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์ (variable transconductance multiplier) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.11 ลักษณะของวงจรจะเป็นวงขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราขยายของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น  $V_2$  จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจรเพราะเป็นตัวที่ทำให้กระแสโวลติเมตรเปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน  $V_1$  เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์และอัตราขยายเปลี่ยนตามค่า  $V_2$  สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น  $K_{v_1 v_2}$  ซึ่งจะได้ผลคูณของสัญญาณทั้งสองออกมาตามต้องการ สำหรับวงจรมวลนั้นจะสร้างได้โดยใช้ออปแอมป์

วงจรที่ยกตัวอย่างมานี้ เป็นวงจรที่ง่ายและทำเป็นไอซีได้ง่าย แต่ก็มีข้อจำกัดที่กำลังของสัญญาณที่จัดการได้นั้นจะมีค่าต่ำ



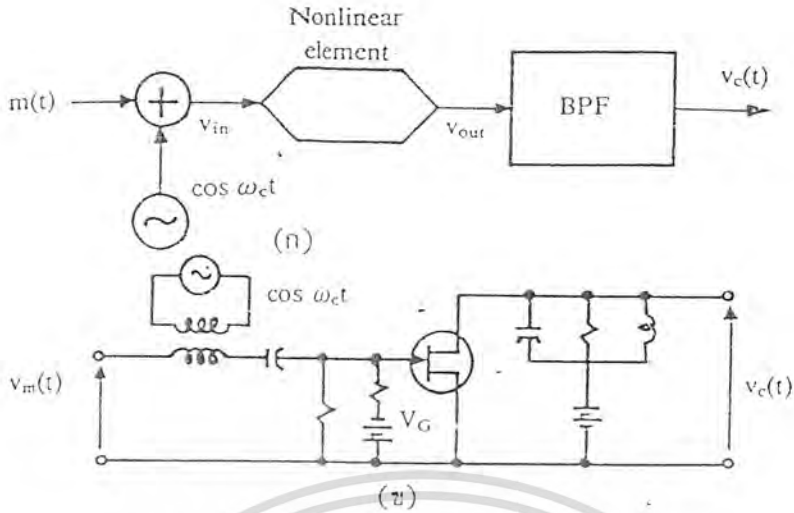
รูปที่ 3.11 วงจรแวลูเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์

### มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองและมอดูเลเตอร์แบบบาสาซี่

มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองเป็นมอดูเลเตอร์ที่ใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นเชิงเส้นของชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์ หรือ ไดโอด เป็นต้น รูปที่ 3.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างสัญญาณ AM โดยมีวงจร LC เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ช่วงที่ต้องการออกมา ตามกฎกำลังสองนั้นเราจะสมมติว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรทำให้สัญญาณขาออกสามารถเขียนอยู่ในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$V_{v_2} = a_1 v_1 + a_2 v_1^2 \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ Am

ถ้าเราเอา สัญญาณขาออกจะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าพร้อม ๆ กับเทอมที่แปรตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นถ้าสัญญาณขาเข้าเป็น  $V_m(t) + \cos(\omega_c t)$  ก็จะเขียนสัญญาณขาออกได้ในรูปต่อไปนี้

$$V_o(t) = a_1 v_m(t) + a_2 v_m^2(t) + a_3 \cos^2(\omega_c t) + a_1 \{1 + 2a_2 v_m(t)\} \cos(\omega_c t) \quad (2)$$

จะเห็นได้ว่าเทอมสุดท้ายเป็นเทอมที่เป็นสัญญาณ AM ต้องการ เพราะฉะนั้นถ้าสร้างกรองเอาเทอมอื่นทิ้งออกได้หมดก็จะได้สัญญาณ AM เหลือออกมาเท่านั้น การพิจารณาว่าจะสามารถกรองเทอมอื่นทิ้งได้หรือไม่นั้นจะสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สเปกตรัมของแต่ละเทอมว่ามาซ้อนทับกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM หรือไม่ ถ้าไม่มาซ้อนทับกันและห่างกันพอสมควรก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้ ถ้าพิจารณาสัญญาณขาออกในสมการ (2) จะเห็นได้ว่าวเบ็กตรัมของสัญญาณเทอมอื่น ๆ นั้นชัดเจนอยู่แล้ว ยกเว้นเทอมที่สองคือ  $a_2 v_m^2(t)$  การหาฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของเทอมนี้จะทำได้โดยอาศัยหลักการหาฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของคอนโวลูชันของสัญญาณ กล่าวคือ ถ้า  $h(t) \leftrightarrow H(f)$  และ  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  จะได้

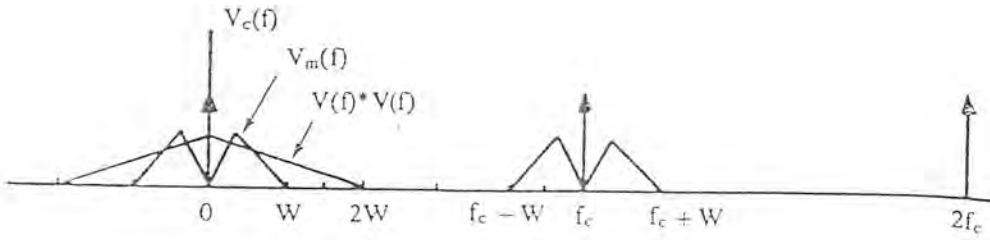
$$h(t) * x(t) \leftrightarrow H(f) X(f)$$

$$\text{และ} \quad h(t)x(t) \leftrightarrow H(f)*X(f) \quad (3)$$

เพราะฉะนั้น ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของ  $a_2 v_m^2(t)$  ก็จะเขียนได้เป็น

$$a_2 v_m^2(t) \leftrightarrow a_2 V(f)*V(f) \quad (4)$$

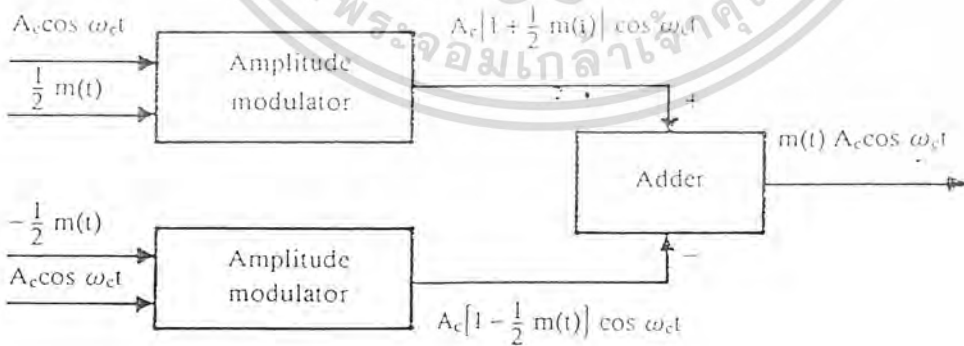
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ (2)

ซึ่งหมายความว่า ถ้าสัญญาณ  $v_m(t)$  มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  สัญญาณ  $v_m^2(t)$  ก็จะมีแบนด์วิดท์กว้างได้เป็น  $2W$  รูปที่ 3.13 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาออกทั้งหมดในสมการ (2) ตามรูปจะเห็นได้ว่า สัญญาณเบสแบนด์วิดท์เป็น  $W$  ความถี่ของสัญญาณคลื่นเป็น  $W$  ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้คือ  $f_c$  จะต้องสูงกว่า  $3W$  เป็นอย่างน้อย เมื่อใช้  $f_c$  สูงเพียงพอก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ที่มีแบนด์วิดท์เป็น  $2W$  และมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $f_c$

จากสมการ (2) และรูปสเปกตรัมในรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าถ้า  $a_1 = 0$  สัญญาณขาออก  $V_o(t)$  ก็จะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณเขาเข้าเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ไม่มีสเปกตรัมของ  $f_c$  เกิดขึ้นสัญญาณขาออกที่ได้ก็จะกลายเป็นสัญญาณ DSB ไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติงานนั้นจะหาวงจรที่มีการตอบสนองตามที่ต้องการนั้นลำบากมาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงมักจะใช้มอดูเลเตอร์แบบ AM ที่เหมือนกัน 2 ชุด มาสร้างสัญญาณ AM ที่มีรูปร่างเป็น  $A_c[1 + \frac{1}{2}m(t)] \cos \omega_c t$  และ  $A_c[1 - \frac{1}{2}m(t)] \cos \omega_c t$  ดังที่แสดงไว้ในรูป 3.14 แล้วนำสัญญาณทั้งสองนี้มาลบออกจากกัน ซึ่งผลที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณ DSB ลักษณะของมอดูเลเตอร์ที่ทำงานดังกล่าวมานี้เรียกว่า มอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ (balance modulator)

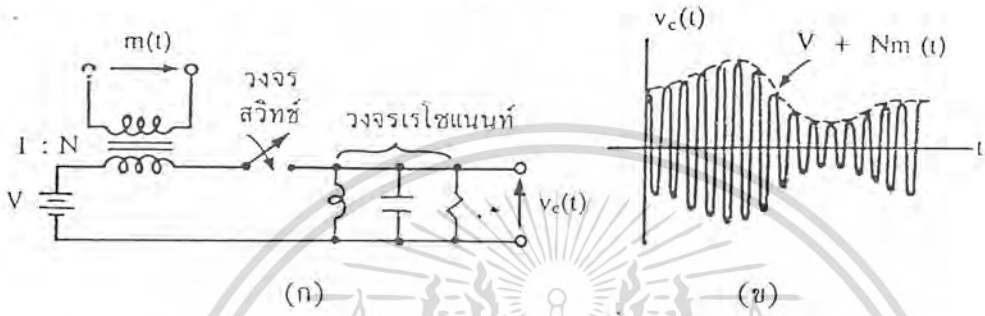


3.14 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB

**มอดูเลเตอร์แบบสวิตชิง (switching modulator)**

ในการส่งสัญญาณ AM ด้วยกำลังส่งสูง ๆ เช่น ในสถานีวิทยุกระจายเสียง AM นั้น อาจทำได้โดยใช้วงจรขยายกำลังที่ความถี่ที่จะส่งออก อย่างไรก็ตามวงจรขยายกำลังสูงนั้นมักจะมีปัญหาในเรื่องของความร้อนเป็นเชิงเส้น ซึ่งจะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไป และทำให้เกิดสเปกตรัมของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่อื่น ๆ นอกแถบความถี่ของสัญญาณได้ ดังนั้นในระยะหลังนี้มักจะใช้วิธีขยายสัญญาณแบบแบนด์ให้มีความถี่ใหญ่ตามความต้องการเสียก่อนแล้วจึงมอดูเลตเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห์โดยใช้วิธีสวิตชิง รูปที่ 3.15 แสดงหลักการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบนี้ สัญญาณที่ผ่านการสวิตชิงนั้นตอนแรกจะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม แต่เมื่อผ่านวงจรแท่งคซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนซ์ RLC แบบขนานก็จะได้คลื่นรูปไซน์ออกมา เมื่อเราตั้งความถี่ของการสวิตชิงให้เป็น  $f_c$  และตั้งความถี่เรโซแนนซ์ให้ตรงกัน สัญญาณขาออกจากมอดูเลเตอร์ก็จะเป็นสัญญาณ AM ที่มีคลื่นพาห์ความถี่  $f_c$

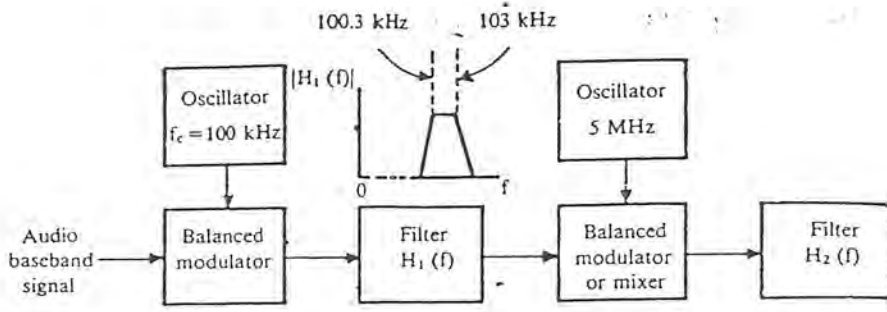


รูปที่ 3.15 หลักการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบสวิตชิง

**การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB**

ในการสร้างสัญญาณ SSB นั้น โดยหลักการแล้วจะสามารถสร้างจากสัญญาณ DSB ได้ โดยทำการกรองเฉพาะไซด์แบนด์ด้านใดด้านหนึ่งออกมา อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ส่งเช่นสัญญาณเสียงพูดจะมีความถี่ต่ำได้ถึงประมาณ 70 Hz ดังนั้นจะเป็นการยากลำบากมากที่จะหาฟิลเตอร์ที่สามารถกรองความถี่ได้จนถึงขนาดนี้ ในทางปฏิบัตินั้นเราจะช่วยให้สร้างสัญญาณ SSB ทำให้ง่ายขึ้นโดยการมอดูเลตแบบบาลานซ์ 2 ชั้น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.16 และอาจจะช่วยอีกอย่างหนึ่ง โดยการจำกัดความถี่ต่ำของสัญญาณเสียงให้เป็น 300 Hz เพื่อให้การกรองสัญญาณทำได้ง่ายขึ้น การมอดูเลต 2 ชั้นตอนที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.16 นี้จะช่วยให้การสร้างสัญญาณ SSB ง่ายขึ้นดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณเบสแบนด์มีความถี่ 300-3,000 Hz สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตชั้นหนึ่ง จะมีความถี่ไซด์แบนด์ต่ำเป็น 97-99.7 kHz และไซด์แบนด์ด้านสูงเป็น 100.3-103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าในขั้นแรกนี้ความถี่ที่ห่างกันระหว่างไซด์แบนด์ทั้งสองจะเป็น 600 kHz ซึ่งจะใช้ฟิลเตอร์กรองได้ระดับหนึ่ง เมื่อผ่านฟิลเตอร์ชั้นหนึ่งกรองเฉพาะความถี่ในไซด์แบนด์สูงไปมอดูเลตชั้นที่สองต่อไป สัญญาณ DSB ที่ได้ออกมาจะมีความถี่ในไซด์แบนด์ต่ำเป็น 4,897-4,899.7 kHz และมีความถี่ในไซด์แบนด์สูงเป็น 5,100.3-5,103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วงห่างของไซด์แบนด์ทั้งสองจะขยายกว้างขึ้นเป็น 200.6 kHz ซึ่งก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะไซด์ด้านใดด้านหนึ่งออกไปได้ง่ายขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานมอดูเลตเพียงชั้นเดียวโดยใช้  $f_c = 5,000$  kHz ซึ่งจะได้ช่วงห่างของไซด์แบนด์สูงและไซด์แบนด์ต่ำเพียง 600 kHz ก็นับว่าการสร้างฟิลเตอร์ก็จะง่ายขึ้นมาก อนึ่งการดีมอดูเลตก็จะทำได้โดยการย้อนขั้นตอนในรูปที่ 3.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น

สำหรับการสร้างสัญญาณ VSB นั้นถ้าเป็นแบบที่มีคลื่นพาห้อยู่ด้วย ก็จะสร้างจากสัญญาณ AM โดยใช้ฟิลเตอร์กรองสเปกตรัมไฮซ์แบนด์ด้านที่ไม่ต้องการออกเป็นส่วนใหญ่ ตัวอย่างของสัญญาณ VSB ที่ใช้มากที่สุดก็คือสัญญาณที่ใช้ส่งโทรศัพท์ที่คงที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 สำหรับสัญญาณ VSB แบบไม่มีคลื่นพาห่นั้นจะสร้างได้จากสัญญาณ DSB แต่จะไม่มีที่ใช้มากนัก เพราะสัญญาณนี้จะใกล้เคียงกับสัญญาณ SSB มาก

### การดีมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาด

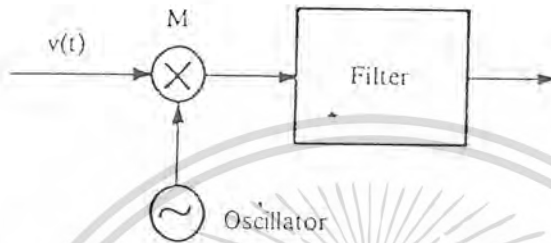
สัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้น ดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นการดีมอดูเลตสัญญาณก็จะเป็นกระบวนการในการเลื่อนความถี่นั้นให้กลับมาอยู่ที่ความถี่เบสแบนด์อย่างเดิม ซึ่งอาจจะทำได้หลายวิธี เช่น ทำการตีเทคเป็นความถี่เบสแบนด์เลย หรือทำการแปลงเป็นความถี่ที่ต่ำลงขั้นหนึ่งก่อน แล้วค่อยขยายแล้วตีเทคสัญญาณเบสแบนด์ต่อไป การแปลงความถี่จึงจัดว่าเป็นกระบวนการพื้นฐานในการมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอกล่าวถึงการแปลงความถี่ก่อน แล้วจึงต่อด้วยการดีมอดูเลตแบบเอ็นเวด โลปดีเทคชัน และซิงโครนัสดีเทคชันต่อไป

### การแปลงความถี่ของสัญญาณ

เราได้กล่าวไว้ว่าในการสร้างสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB นั้น เราอาจทำได้โดยใช้วงจรถูก เพราะวงจรถูกจะทำการคูณสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ทำให้เกิดการเลื่อนความถี่สูงขึ้นได้ ในทำนองเดียวกันถ้าเรามีสัญญาณ AM หรือสัญญาณแบบอื่นเข้ามา เราก็สามารถใช่วงจรถูกในการเลื่อนสัญญาณนั้น ไปอยู่ที่ความถี่ใหม่ได้ รูปที่ 3.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณ AM ที่เขียนได้เป็น  $v(t) = A_c[1 + V_m(t)]\cos\omega_c t$  เมื่อเราคูณสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_0$  และมีขนาดเป็น  $a_0$  เราจะได้สัญญาณผลคูณที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V(t) \cos \omega_0 t &= \frac{A_0 A_c}{2} \{1 + V_m(t)\} \cos \omega_c t \cos \omega_0 t \\
 &= \frac{A_0 A_c}{2} [1 + V_m(t)] \cos(\omega_c + \omega_0)t \\
 &\quad + \frac{A_0 A_c}{2} [1 + V_m(t)] \cos(\omega_c - \omega_0)t
 \end{aligned} \tag{1}$$



รูปที่ 3.17 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ

ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณก็ยังคงเป็นสัญญาณ AM อยู่ แต่ขนาดจะขึ้นอยู่กับ  $A_0$  และความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกแปลงไปอยู่ที่  $\omega_c - \omega_0$  ถ้า  $\omega_0$  ใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เราก็คจะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ด้านสูงหรือความถี่ต่ำด้านใดด้านหนึ่งออกมาได้ ถ้าฟิลเตอร์เอาสัญญาณด้านความถี่สูงขึ้นออกมาก็จะเป็นการแปลงความถี่สูงขึ้น และเรียกวงจรที่แปลงความถี่นี้ว่า อินคอมเวอร์เทอร์ (up-converter) ในทำนองเดียวกันถ้ากรองเอาสัญญาณด้านความถี่ต่ำลงออกมา เราก็เรียกวงจรนั้นว่าดาวน์คอนเวอร์เทอร์ (down converter) ในกรณีของเครื่องรับทั่วไปนั้นเรามักใช้ดาวน์คอนเวอร์เทอร์มากกว่าอัปคอนเวอร์เทอร์ เพราะการจัดการกับความถี่ที่ต่ำลงมักจะง่ายกว่าการจัดการความถี่สูงขึ้น กระบวนการที่เราแปลงความถี่นี้เรียกกันทั่วไปว่า มิกซิง (mixing) หรือการทำเอเตอร์ไรไดน์ (heterodyning) เครื่องรับที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่จะใช้วิธีการที่กล่าวมานี้

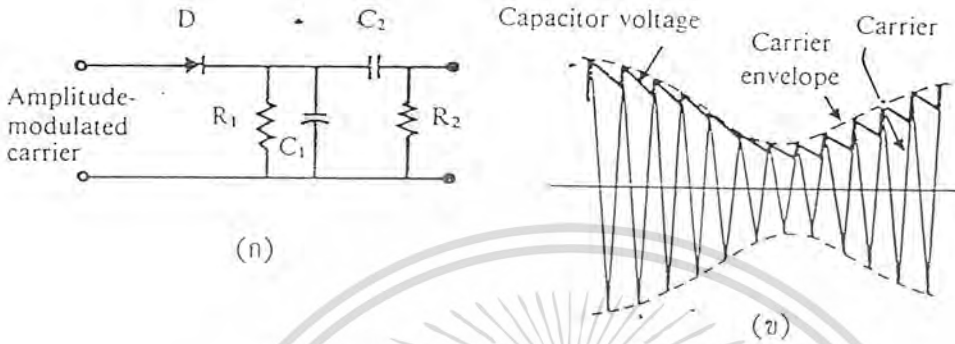
การแปลงความถี่ที่กล่าวมานั้นนอกจากจะใช้ประโยชน์ในการดีมอดูเลตสัญญาณสื่อสารแล้ว ยังสามารถใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นได้อีกมากมาย เช่น ใช้ในเครื่องวิเคราะห์ความถี่ (spectrum analyzer) ใช้ในการสแกนเบิลสัญญาณเสียง ใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

### เอ็นเวลโลปดิเทคชัน

สิ่งที่ได้กล่าวไว้ข้างแล้วในตอนต้นของบทนี้ เอ็นเวลโลปดิเทคชัน ซึ่งหมายถึง การกรองเอาเอ็นเวลโลปของสัญญาณ AM ออกมาเป็นวิธีการที่ง่ายและสะดวกในการสร้างวงจรมาก ตัวอย่างวงจรง่าย ๆ ที่สามารถทำหน้าที่นี้คือ วงจรที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.18 ใดโอดในวงจรถูกกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ ในขณะที่  $R_1 C_1$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำจะกรองเอาส่วนที่เป็นเอ็นเวลโลปออกมา การที่วงจร  $R_1 C_1$  จะทำงานได้ดีนั้น ไทม์คอนสแตนท์ (time constant) ของวงจร หรือ  $R_1 C_1$  นั้นเมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องยาวกว่ามาก ๆ ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

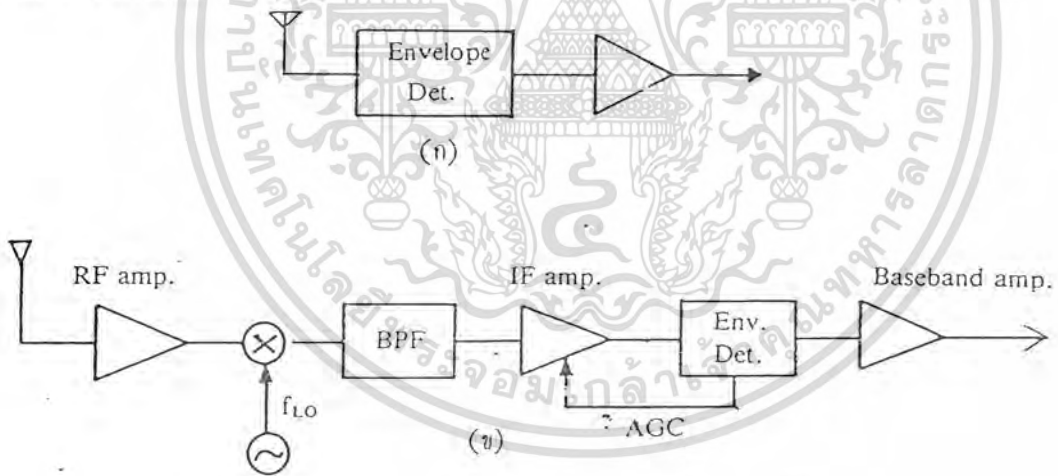
ขณะเดียวกันเมื่อเทียบกับสัญญาณเบสแบนด์ก็จะต้องสั้นกว่าหรือมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่า ถ้าเขียนในรูปความถี่ก็จะเงื่อนไขออกมาดังนี้

$$W \ll \frac{1}{R_1 C_1} \ll f_c$$



รูปที่ 3.18 ตัวอย่างวงจรเ็นvelope โลปดีเทคชั่น

สำหรับ  $R_2 C_2$  นั้นจะทำหน้าที่สกัดส่วนประกอบกระแสตรงออก และมีก็จะสกัดความถี่ต่ำ ๆ ออกด้วย ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้เ็นvelope โลปดีเทคชั่น ไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ส่วนประกอบความถี่ต่ำมีความหมายมาก



รูปที่ 3.19 การรับสัญญาณ AM (ก) แบบเ็นvelope โลปดีเทคชั่น

(ข) แบบซูเปอร์เฮเตอร์ไรไดน์

ในเครื่องรับของสัญญาณ AM นั้น เราอาจจะนำคลื่นที่รับได้จากสายอากาศมาทำเ็นvelope โลปดีเทคชั่น โดยตรง แล้วนำสัญญาณที่ค้เทคได้ไปขยายออกถ้าโพงดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.19 (ก) แต่โดยทั่วไปสัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศมักจะมีกำลังต่ำ ถ้านำไปค้เทคทันทีก็อาจจะม่ค่าเล็กเกินไปที่จะนำไปขยายต่อให้มีคุณภาพค้ได้ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงมักจะใช้วิธีที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.19 (ข) คือ ใช้วงจรขยายทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้ขึ้นหนึ่งก่อน และเพื่อจะให้มีคุณสมบัติของการรับค้ขึ้น เรามักจะใช้มิกเซอร์แปลงความถี่ให้ต่ำลงเป็นความถี่ IF (intermediate frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

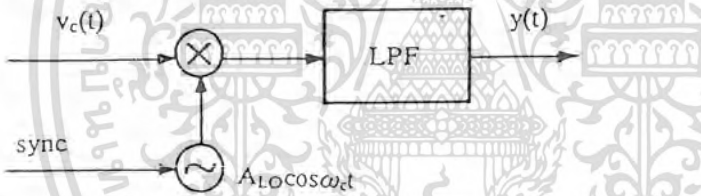
แล้วทำการขยายสัญญาณในย่านความถี่ IF อีกชั้นหนึ่งก่อน แล้วจึงทำเอ็นเวลโลปดีเทกชัน การรับสัญญาณในลักษณะที่กล่าวมานี้ เราเรียกว่าแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (super-heterodyne) อนึ่งวิทยุ AM ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนั้นมีความถี่ IF เป็น 455 kHz

**ซิงโครนัสดีเทกชัน (synchronous detection)**

ซิงโครนัสดีเทกชัน หรือบางครั้งเรียกว่า โคฮีเรนต์ดีเทกชัน (coherent detection) คือวิธีการดีเทกสัญญาณโดยใช้สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) คุณเข้ากับสัญญาณที่รับเข้ามาโดยที่สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์จะซิงโครไนท์กับสัญญาณคลื่นพาห้ ทั้งความถี่และเฟส จากหลักการแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวไว้ ถ้าพิจารณาสมการ (1) จะเห็นได้ว่าถ้าความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์คือ  $\omega_0$  เท่ากับ  $\omega_c$  เราจะได้สัญญาณผลคูณออกมาในรูปแบบนี้

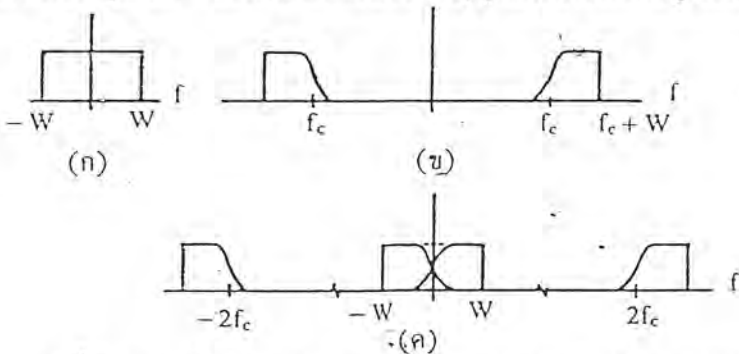
$$V(t) \cos \omega_c t = \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] + \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] \cos 2\omega_c t \quad (3)$$

ซึ่งจะประกอบด้วยสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณ AM ที่มีความถี่คลื่นพาห้เป็น  $2\omega_c$  เราสามารถกรองเอาเฉพาะส่วนที่เป็นสัญญาณเบสแบนด์ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิดท์เป็น  $w$  หรือใหญ่กว่า  $w$  เล็กน้อย รูปที่ 3.20 แสดงบล็อกไดอะแกรมของหลักการที่อธิบายมานี้



รูปที่ 3.20 บล็อกไดอะแกรมของซิงโครนัสดีเทกชัน

ถึงแม้สมการ (3) จะแสดงกรณีของสัญญาณในระบบ AM ในกรณีของสัญญาณ DSB ก็จะสามารถใช้ได้เช่นเดียวกัน โดยที่เทอมที่เป็น  $A_c/2$  และ  $(A_c \cos 2\omega_c t)/2$  จะไม่ปรากฏออกมาเท่านั้นเอง สำหรับสัญญาณแบบ VSB ที่มีคลื่นพาห้ที่อยู่ด้วย ก็จะสามารถใช้วิธีซิงโครนัสดีเทกชันได้เช่นเดียวกัน เราจะพิจารณาได้จากการเลื่อนตำแหน่งของสเปกตรัมของสัญญาณในอาณาจักรของความถี่ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.21 รูป (ก) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการคูณสัญญาณ VSB ด้วยสัญญาณ



รูปที่ 3.21 สเปกตรัมของสัญญาณในระบบ VSB (ก) สัญญาณเบสแบนด์

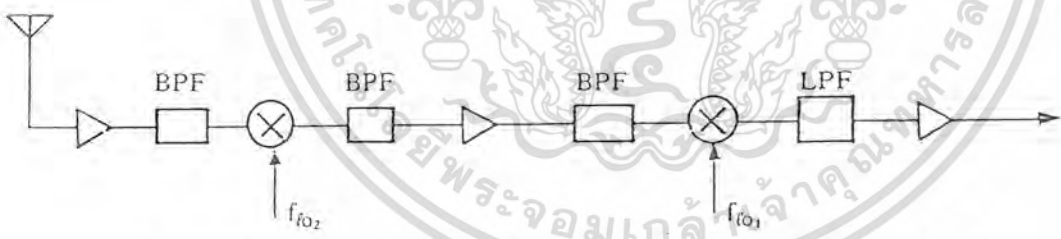
(ข) สัญญาณ VSB (ค) สัญญาณที่ได้จากซิงโครนัสดีเทกชัน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโพลลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์นั้นจะมาซ้อนกันที่บริเวณความถี่ใกล้ ๆ 0 และเมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติของสัญญาณ VSB ในรูป (ข) จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมส่วนที่ต่ำกว่า  $f_c$  ที่ตัดออกไม่หมด กับสเปกตรัมส่วนที่สูงกว่า  $f_c$  ที่ถูกตัดเกินไปจะสมมาตรกันเชิงคี่ ดังนั้น สเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์ที่มาซ้อนกันอยู่ก็จะบวกกันทำให้ได้สเปกตรัมของสัญญาณเดิมออกมา

ในกรณีของสัญญาณ VSB ที่ไม่มีคลื่นพาห้ หรือสัญญาณ SSB นั้น เพื่อให้ชิงโครนัสดีเทกชันทำงานได้ ทางด้านส่งมักจะใส่สัญญาณคลื่นพาห้ไพล็อต (pilot carrier) เข้าไปในสัญญาณที่จะส่งออก ทั้งนี้เพื่อให้วงจรทางภาครับสามารถรองเอาสัญญาณคลื่นพาห้ไพล็อตนี้ออกไปใช้ในการชิงโครไนซ์ระบบต่อไปได้ วิธีมอดูเลตแบบนี้เรียกว่า โฮโมไดน์ดีเทกชัน (homodyne detection)

อนึ่งการดีมอดูเลตสัญญาณ SSB ที่มีการมอดูเลต 2 ชั้น เราจะได้โดยการย้อนขั้นตอนของการมอดูเลตที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.16 เมื่อรับสัญญาณจากสายอากาศก็จะทำการขยายสัญญาณแรงแล้วจะผ่านมิกเซอร์ที่ใช้โพลลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่คลื่นพาห้ชั้นที่สองในรูปที่ 3.16 แล้วทำการกรองสัญญาณเอาด้านความถี่ต่ำ (หรืออาจเรียกว่าความถี่ IF) ไปทำการขยายด้วยวงจรขยายความถี่ IF เสร็จแล้วให้ผ่านมิกเซอร์ที่ใช้โพลลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เท่ากับคลื่นพาห้ชั้นที่หนึ่งในรูปที่ 3.15 และเมื่อให้สัญญาณที่ได้ออกมาผ่านวงจรฟิลเตอร์กรองเฉพาะความถี่เบสแบนด์ไว้ ก็จะได้สัญญาณเบสแบนด์ออกมา วิธีการดีมอดูเลตตามที่กล่าวมานี้ จะเรียกว่า ดับเบิลซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์ดีเทกชัน (double heterodyne detector)



รูปที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตแบบดับเบิลซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์

ในลำดับสุดท้าย เราจะพิจารณาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณจากโพลลออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือมีเฟสต่างจากสัญญาณคลื่นพาห้ เพื่อความสะดวกจะพิจารณากรณีที่สัญญาณที่รับเข้ามาเป็นสัญญาณ DSB โดยมีความถี่ของคลื่นพาห้เป็น  $\omega_c$  และมีสัญญาณเบสแบนด์เพียงความถี่เดียวคือ  $\omega_m$  ซึ่งจะเขียนได้เป็น  $x(t) = A \cos \omega_c t$  ถ้าให้สัญญาณจากโพลลออสซิลเลเตอร์เป็น  $\cos(\omega_c t + \omega_d t + \phi_d)$  ซึ่ง  $\omega_d$  และ  $\phi_d$  จะแสดงความถี่และเฟสของโพลลออสซิลเลเตอร์ที่เคลื่อนย้ายไปจากความถี่และเฟสของคลื่นพาห้ ในสภาพเช่นนี้สัญญาณที่ผ่านมิกเซอร์แล้วกรองเอาความถี่ด้านต่ำออกมา จะเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A \cos \omega_m t \cos(\omega_d t + \phi_d) \\
 &= \frac{A}{2} [\cos\{(\omega_m + \omega_d)t + \phi_d\} + \{(\omega_m - \omega_d)t - \phi_d\}] \\
 &= \begin{cases} \frac{A}{2} [\cos(\omega_m + \omega_d)t \cos(\omega_m - \omega_d)t], +\phi_d = 0 \\ A \cos \omega_m t \cos \phi_d, \omega_d = 0 \end{cases} \quad (4)
 \end{aligned}$$

ผลที่ได้ตามสมการ (4) นี้จะส่งผลกระทบต่อคั้งนี้คือ ในกรณีที่  $\phi_d = 0$  สัญญาณที่ดีเทคออกมาได้นั้นจะมีความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณจริง หรือแตกเป็น 2 สเปกตรัม ถ้า  $\omega_m \gg \omega_d$  เสียงที่ได้กลับมาก็จะเหมือนเสียงที่ส่งอยู่ แต่ถ้า  $\omega_d$  มีค่าใหญ่ เสียงที่ได้ก็จะกลายเป็นเสียงที่มีสองความถี่ที่แยกกันออกได้ชัด ค่า  $f_d$  ที่ยอมรับได้ในภาคปฏิบัตินั้นจะอยู่ในช่วง  $\pm 10$  Hz สำหรับผลกระทบจากการเคลื่อนย้ายของเฟสนั้นก็จะทำให้ขนาดของสัญญาณที่ดีเทคได้เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา และถ้าการเปลี่ยนแปลงนี้เป็นไปอย่างช้าๆ ลักษณะก็จะเหมือนกับเกิดเฟดดิ้ง (fading)

ในกรณีของสัญญาณแบบ SSB สัญญาณที่รับเข้ามาได้จะเขียนเป็น  $x(t) = \cos(\omega_c \pm \omega_m)t$  ซึ่งเมื่อผ่านมิกเซอร์โดยโวลคอสออสซิลเลเตอร์ที่มีการเคลื่อนย้ายของความถี่และเฟสอย่างเดิมจะพบว่าสัญญาณที่ผ่านการคิเทคจะเขียนได้คั้งนี้

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A \cos[\omega_m t \pm (\omega_d t + \phi_d)] \\
 &= A \cos(\omega_m t \pm \omega_d t) \phi_d = 0 \\
 &= A \cos(\omega_m t \pm \phi_d) \omega_d = 0 \quad (5)
 \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ความถี่ไม่ตรง เสียงที่ได้จะมีความถี่เปลี่ยนไปจากเดิม ซึ่งถ้า  $\omega_d$  ใหญ่ก็จะมี การเปลี่ยนแปลงที่น่าสังเกต สำหรับกรณีที่เฟสเคลื่อนย้ายนั้นเนื่องจากหูของคนเราจับได้แต่ความถี่ และระดับเสียง โดยไม่สามารถจับความแตกต่างของเฟสได้ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณที่ส่งมามี  $\omega_m$  เพียงความถี่เดียวก็จะไม่มีผลกระทบใด ๆ ทั้งสิ้น แต่สัญญาณที่  $\phi_d$  ทำให้ค่าการหน่วงเวลาของแต่ ละความถี่ไม่เท่ากัน ผลก็คือสัญญาณที่ดีเทคได้จะเกิดการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วงขึ้น อย่างไรก็ตาม ถ้าพิจารณาว่าสัญญาณที่ส่งอยู่เป็นสัญญาณเสียงซึ่งมีความถี่ต่ำ และการคิเทคในขั้นสุดท้ายคือใช้หู คนฟัง เวลาหน่วงที่แตกต่างกันไม่มากนักก็จะมีผลกระทบอย่างน่าสังเกต

ที่กล่าวมาทั้งหมดนี้เป็นเป็นกรณีที่สัญญาณเบสแบนด์เป็นสัญญาณเสียงซึ่งในขั้นสุดท้ายก็ คือใช้หูคนฟัง ผลกระทบจากการเคลื่อนย้ายของความถี่และเฟสจะไม่รุนแรงนัก แต่ถ้าเป็นกรณี ของการส่งสัญญาณข้อมูล ซึ่งอาศัยการเปลี่ยนแปลงของความถี่หรือเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ผลกระทบนี้ก็จะรุนแรงขึ้น และจะส่งผลในการทำให้การคิเทคข้อมูลผิดพลาดมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การมอดูเลตเชิงมุมเมื่อพิจารณาในอาณาจักรของเวลา

### การแสดงสัญญาณที่มอดูเลตเชิงมุมในอาณาจักรของเวลา

การมอดูเลตเชิงมุมเป็นการใช้สัญญาณเบสแบนด์มาเปลี่ยนแปลงมุมของเฟสเซอร์ของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะมีมุมของเฟสเซอร์เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา โดยทั่วไปเราให้สัญญาณคลื่นพาห์เขียนไว้ในรูป  $v(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) = A \cos[\theta(t)]$  หรือถ้าแสดงในรูปเฟสเซอร์จะได้

$$v(t) = A \cos[\theta(t)] = \operatorname{Re}[Ae^{j\theta(t)}] \quad (1)$$

โดยที่  $\theta = \omega_c t + \phi$  ในสภาพของคลื่นพาห์ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเชิงมุมนี้เฟสเซอร์ในสมการ (1) ก็จะทำมุมกับแกน  $x$  เป็น  $\phi$  และหมุนวนวนเข้าด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น  $\omega_c$  และถ้าเราอ้างอิงกับระบบแกนประสานที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากัน ก็จะมองเห็นว่าเฟสเซอร์ของคลื่นพาห์นั้นจะหยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นการมอดูเลตเชิงมุมเพื่อฝากสัญญาณเบสแบนด์ไปกับคลื่นพาห์นั้น มุม  $\phi$  จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา และทำให้  $\theta(t) = \omega_c t + \phi(t)$  หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงมุมแล้วจะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

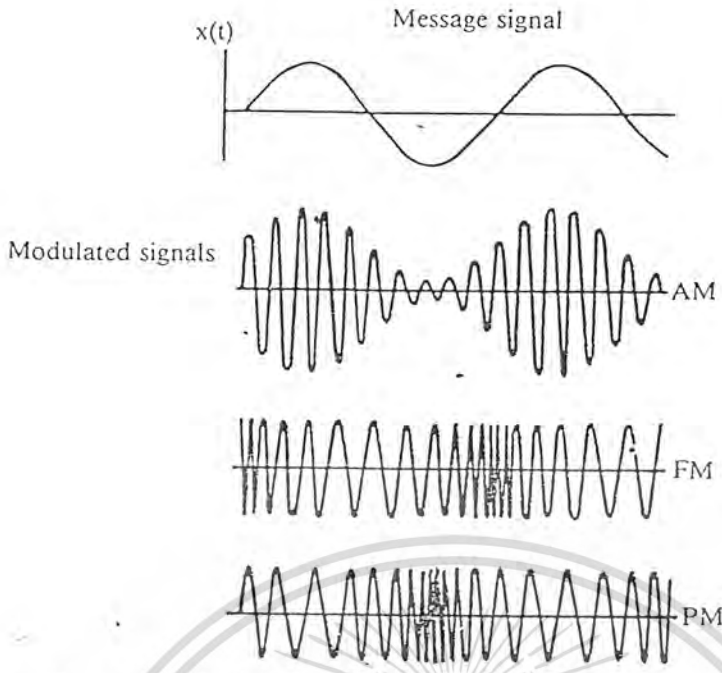
$$v(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (2)$$

และเนื่องจากความเร็วเชิงมุมเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมตามเวลา ดังนั้นความเร็วเชิงมุมหรือความถี่เชิงมุมของสัญญาณในสมการ (2) จะเขียนได้ดังนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + \phi(t)] = \omega_c + \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (3)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าความเร็วเชิงมุมของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความเร็วเชิงมุมของคลื่นพาห์ ซึ่งลักษณะเช่นนี้เราจะเรียกว่าการมอดูเลตเชิงความถี่ (frequency modulation ย่อว่า FM) อย่างไรก็ตาม ถ้า  $\phi(t)$  สัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลตอย่างหนึ่งต่อหนึ่ง เราอาจจะมองได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์เป็นตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลง ซึ่งเราเรียกว่าการมอดูเลตเชิงเฟส (phase modulation ย่อว่า PM) จากการพิจารณาที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้น ต่างก็ทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงถูกเรียกรวมกันว่ามอดูเลตเชิงมุม และค่าเฟสในสมการ (2) คือ  $\omega_c t + \phi(t)$  และความถี่เชิงมุมในสมการ (3) ถูกเรียกว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (instantaneous phase angle) และความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (instantaneous angular frequency) รูปที่ 3.23 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM  
ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM

เนื่องจากการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM นับว่าเป็นการมอดูเลตเชิงมุมร่วมกันจึง มีความสัมพันธ์กันอยู่ ก่อนอื่นถ้าเราพิจารณาจากสมการ (2) วงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM จะทำให้เฟส  $\phi(t)$  แปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นถ้าให้สัญญาณที่เข้ามาเป็น  $m_1(t)$  สัญญาณขาออกจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM ก็จะเขียนได้เป็น

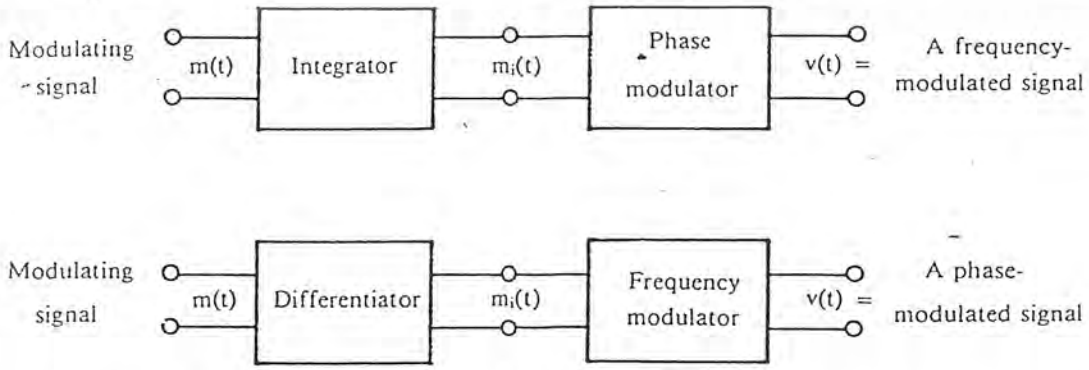
$$V(t) = A \cos[\omega_c t + K_f m_1(t)] \tag{4}$$

โดยที่  $k_f$  เป็นค่าคงที่ของระบบมอดูเลต และถ้า  $m_1(t)$  ถูกสร้างจากอินทิกรัลของสัญญาณที่เข้ามา มอดูเลตคือ  $m(t)$  ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.24  $m_1(t)$  จะเขียนในรูปของ  $m(t)$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_1(t) = k_2 \int_{-\infty}^t m(t) dt \tag{5}$$

โดยที่  $k_2$  เป็นค่าคงที่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ เมื่อแทนค่าสมการ (5) ลงในสมการ (4) โดยให้

$$k = k_f k_2 \text{ ก็จะได้ } v(t) = A \cos[\omega_c t + K \int_{-\infty}^t m(t) dt] \tag{6}$$



รูปที่ 3.24 การใช้วงจรรวมอินทิเกรตและวงจรรวมดิฟเฟอเรนเชียลเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ PM  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอินทิกรัลในสมการที่(5) จะมีค่าจำกัดถ้าสัญญาณ  $m(t)$  ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรง สมการ (6) นี้ เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความถี่โดยใช้สมการ (3) จะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงในรูปต่อไปนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt] = \omega_c + km(t) \quad (7)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้ก็จะเป็นสัญญาณ FM เพราะความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่คลื่นพาห์แปรตรง กับสัญญาณ  $m(t)$  ที่เข้ามามอดูเลต

ในการทำงานเดียวกับที่กล่าวข้างต้น ถ้าเราใช้วงจรถอดเฟสเพื่อเรซินซิงโครไนซ์ร่วมกับวงจรมอดูเลตแบบ FM ก็จะสามารถสร้างสัญญาณ PM ออกมา เมื่อพิจารณาการทำงานเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้นคือ ถ้าให้  $m(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณที่เข้าวงจรมอดูเลตเตอร์แบบ FM ถูกสร้างจากการดิฟเฟอเรนเชียล สัญญาณ  $m_1(t)$  จะเขียนในรูปต่อไปนี้

$$m_1(t) = -k_1 \frac{d}{dt} m(t) \quad (8)$$

โดยที่  $k_1$  เป็นค่าคงที่ และเมื่อผ่านวงจรมอดูเลตเตอร์แบบ FM แล้ว สัญญาณขาออกที่ได้จะเขียนได้

$$\begin{aligned} v(t) &= A_c \cos[\omega_c t + k_1 \frac{d}{dt} m(t) dt] \\ &= A_c \cos[\omega_c t + km(t)] \end{aligned} \quad (9)$$

โดยที่  $k_2$  เป็นค่าคงที่ของวงจรมอดูเลตเตอร์ และ  $k = k_1 k_2$  สัญญาณในสมการ (9) นี้มีเฟสแปรตรง กับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงเป็นสัญญาณแบบ PM

เมื่อสรุปรูปแบบของสัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตแบบ FM และแบบ PM เปรียบเทียบกัน แล้วเราจะได้ค่าเฟสขั้วขณะและความถี่เชิงมุมขั้วขณะตามตาราง ข้างล่างนี้

	ค่าเฟสขั้วขณะ	ค่าความถี่เชิงมุมขั้วขณะ
สัญญาณ FM	$k \int_{-\infty}^t m(t) dt$	$\omega_c + km(t)$
สัญญาณ PM	$km(t)$	$\omega_c + k \frac{d}{dt} m(t)$

#### มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ในหัวข้อที่แล้วเราได้อธิบายรูปแบบต่างๆ ไปของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณารายละเอียดไปอีกระดับหนึ่ง ซึ่งจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และช่วงเฟสที่เปลี่ยนแปลง ก่อนอื่นจะพิจารณาสัญญาณ FM ซึ่งมีความเร็วเชิงมุมขั้วขณะแสดงได้ตามสมการ (7) โดยที่  $km(t)$  จะแสดงความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากความถี่คลื่นพาห์ และเราจะเรียกค่า  $km(t)$  สูงสุดว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ในทำนองเดียวกันถ้าพิจารณาสัญญาณเอคซาร์นี้เป็นเอคซาร์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM ตามสมการ (9)  $k_m(t)$  ก็จะแสดงเฟสที่เบี่ยงเบนไปจากสัญญาณคลื่นพาห์ และเราก็จะเรียกค่า  $k_m(t)$  สูงสุดในกรณีนี้ว่า ค่าเบี่ยงเบนเฟส (phase deviation)

เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น และนำไปสู่นิยามของมอดูเลชันอินเด็กซ์ จะขอยกตัวอย่าง กรณีที่สัญญาณแบเบนด์เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เป็น  $f_m$  นั่นคือ  $m(t) = \sin 2\pi f_m t$  ในกรณีนี้สัญญาณ PM ในสมการ (9) จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (10)$$

โดยที่  $\beta$  จะแสดงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนเฟส และจะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ และเมื่อพิจารณาสัญญาณในสมการ (10) ในเชิงของสัญญาณ FM จะได้ความถี่ชั่วขณะในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} f &= \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\beta \omega_m}{2\pi} \cos \omega_m t \\ &= f_c + \beta f_m \cos \omega_m t \end{aligned} \quad (11)$$

ค่าการเบี่ยงเบนสูงสุดคือ  $\beta f_m$  นั่นถ้าให้เท่ากับ  $\Delta f$  มอดูเลชันอินเด็กซ์จะเขียนได้เป็น  $\beta = \Delta f / f_m$  และสัญญาณ FM นั้นก็จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos\left(\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t\right) \quad (12)$$

ถึงแม้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดจะเป็น  $\Delta f$  แต่เราจะไม่สามารถสรุปได้ง่าย ๆ ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ FM จะอยู่ในช่วง  $f_c \pm \Delta f$  เท่านั้น

#### กำลังส่งของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของระบบมอดูเลตสัญญาณก็คือกำลังส่งของสัญญาณ ในกรณีของสัญญาณแบบ FM และแบบ PM นี้ เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่ที่จะเปลี่ยนแปลงเฉพาะความถี่ หรือเฟสเท่านั้น และการเปลี่ยนแปลงของความถี่และของเฟสนี้ก็จะมีทั้งที่ไปทางด้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่และเฟสของคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อพิจารณา กำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณทั้งสองแบบนี้จะพบว่าจะได้กำลังส่งเป็น

$$P = \frac{A_c^2}{2} \quad (13)$$

โดยที่จะไม่ขึ้นกับค่าเบี่ยงเบนเฟสและค่าเบี่ยงเบนความถี่

#### การวิเคราะห์สัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในอาณาจักรของความถี่

สัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้นถึงแม้จะรู้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ และค่าเบี่ยงเบนเฟสก็ไม่ได้อธิบายความถี่สเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ในช่วงของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกี่ยวข้อง ในหัวข้อนี้จะพิจารณารายละเอียดของสัญญาณในอาณาจักรของความถี่ ซึ่งจะทำให้รู้ค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว

จากสมการ (10) ถึงสมการ (12) จะมีข้อสังเกตว่า ถ้าเราให้สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตในกรณีของ FM และ PM มีความถี่เดียวและเขียนเป็นสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

$$\begin{aligned} \text{กรณี PM} \quad m(t) &= \sin\omega_m t \\ \text{กรณี FM} \quad m(t) &= \cos\omega_m t \end{aligned} \quad (10)$$

เฟสชั่วขณะที่ได้จะมีค่าเหมือนกันคือ

$$\phi(t) = \beta \sin\omega_m t \quad (2)$$

ซึ่งทำให้สัญญาณในสมการ (10) คือ  $v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin\omega_m t)$  สามารถแสดงได้ทั้งสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ไปในตัวด้วย ดังนั้นเราจะสามารถวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณทั้งสองแบบได้ โดยใช้สัญญาณรูปดังกล่าวนี้ ขั้นตอนในการวิเคราะห์สเปกตรัมนั้น ก่อนอื่นเราจะกระจายสัญญาณ  $v(t)$  ออกไปดังนี้

$$v(t) = A_c [\cos(\beta \sin\omega_m t) \cos\omega_c t - \sin(\beta \sin\omega_m t) \sin\omega_c t] \quad (3)$$

เนื่องจากทั้ง  $\cos(\beta \sin\omega_m t)$  และ  $\sin(\beta \sin\omega_m t)$  ล้วนเป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีความถี่เชิงมุมเป็น  $\omega_m$  หรือมีคาบเวลาเท่ากับ  $2\pi/\omega_m$  เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณ ฟังก์ชันทั้งสองนี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็น  $f_m$  ได้ เนื่องจาก  $\cos(\beta \sin\omega_m t)$  เป็นฟังก์ชันคู่ และ  $\sin(\beta \sin\omega_m t)$  เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายก็จะเป็น  $\cos(n\omega_m t)$  และ  $\sin(n\omega_m t)$  ตามลำดับ จากการศึกษาทางคณิตศาสตร์ พบว่าฟังก์ชันทั้งสองนี้จะสามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\cos(\beta \sin\omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n: \text{even}} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (4ก)$$

$$\sin(\beta \sin\omega_m t) = \sum_{n: \text{odd}} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (4ข)$$

โดยที่  $n$  เป็นตัวเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ  $J_n(\beta)$  คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทหนึ่งที่มีอันดับเป็น ซึ่งเขียนได้ในรูปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin a - na)} da \quad (5)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (4) ลงในเอกสาร (3) ก็จะได้สัญญาณ FM หรือ PM ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} v(t) &= A_c J_0(\beta) \cos\omega_c t + \sum A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t \\ &= \cos(\omega_c + n\omega_m)t \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (6) โดยชนด้านการค้า ไม่ว่าจะโดยใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

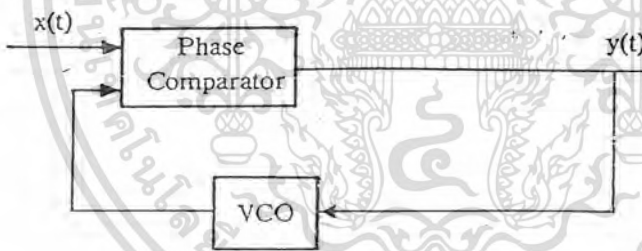
และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่  $J_n(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$  เราจะเขียนสมการ (6) ได้ใหม่ ดังนี้

$$V(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (7)$$

โดยสรุปแล้วสมการ (6) หรือสมการ (7) นี้จะแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM หรือสัญญาณ PM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์เป็น  $\beta$

### เฟสล็อกคัล

การใช้เฟสล็อกคัลในการคิมมอดูเลตสัญญาณ FM นั้น จะอาศัยหลักการที่วงจรเฟสล็อกคัลพยายามที่จะ “ล็อก หรือ ซิงโครไนซ์” มุมชั่วขณะของสัญญาณจากวงจร VCO (ย่อจาก Voltage controlled oscillator) เข้ากับมุมชั่วขณะของสัญญาณที่เข้ามามีดังรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้ การล็อกมุมชั่วขณะนี้จะหมายถึงความถี่และเฟสของสัญญาณรวมกันอยู่ ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรเฟสล็อกคัลจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 3.25 กล่าวคือ จะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟสและวงจร VCO ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ออสซิลเลตถูกควบคุมด้วยโวลเตจจากสัญญาณภายนอก จึงมีลักษณะเหมือนวงจรคัลเลเตอร์ของสัญญาณ FM โดยทั่วไป



รูปที่ 3.25 ส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อกคัล

วงจรเปรียบเทียบเฟสนั้นจะสร้างได้โดยใช้วงจรคูณหรือมิกเซอร์ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.26 (ก) การทำงานจะเป็นดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็น  $x(t) = A \cos[\omega_c t + \phi(t)] = A \cos \theta_c(t)$  และสัญญาณที่มาจากวงจร VCO เขียนได้เป็น  $v(t) = B \cos \theta_v(t)$  และถ้าเราให้ผลต่างของมุมของสัญญาณทั้งสองเขียนได้เป็น

$$\theta_c(t) - \theta_v(t) = -\pi + \varepsilon(t) \quad (9)$$

2

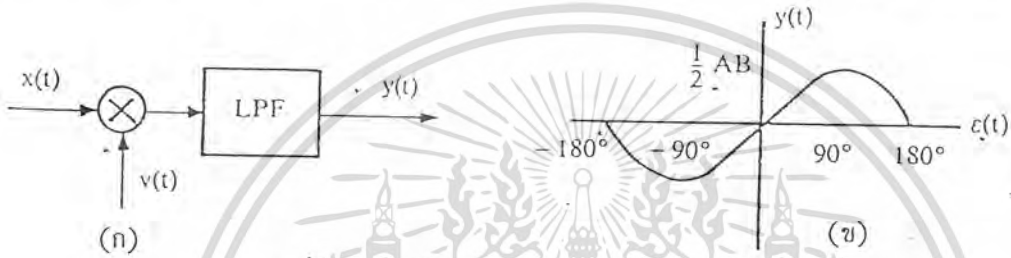
สัญญาณขาออกที่ผ่านฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ จะสามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(t) = \frac{1}{2} AB \cos[\Theta_v(t) - \Theta_v(t)]$$

$$= \frac{1}{2} AB \cos[\mathcal{E}(t) - \pi] = \frac{1}{2} AB \sin \mathcal{E}(t) \quad (10)$$

สัญญาณ  $\mathcal{E}(t)$  นี้ก็คือค่าคลาดเคลื่อนเฟส (phase error) ซึ่งนำมาสมการ (10) นี้ไปพล็อตกราฟก็จะได้ตามรูปที่ 3.26 (ข) การที่เราเลือกให้ผลต่างของเฟสเป็นดังที่แสดงไว้ในสมการ (9) นั้น ก็เพื่อให้สัญญาณขาออก  $y(t)$  เป็นศูนย์เมื่อ  $\mathcal{E}(t) = 0$  ทั้งนี้ก็เพื่อให้ผลที่ได้นี้สามารถใช้งานได้สะดวกและตรงกับสิ่งที่เกิดขึ้นในวงจรที่สร้างจริง ลักษณะดังกล่าวนี้ ถือได้ว่าวงจรเฟสล็อกจะล็อกคุมได้



รูปที่ 3.26 วงจรเปรียบเทียบเฟสและสัญญาณขาออกที่เกิดจากค่าคลาดเคลื่อนเฟส  
ว่าวงจรเฟสล็อกจะล็อกคุมได้เมื่อเฟสของสัญญาณขาออกกับเฟสของสัญญาณจากวงจร VCO  
ต่างกันอยู่  $\pi/2$  ซึ่งจะคล้ายคลึงกับหลักของควอดเรเจอร์ซีเทคชันที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจร  $\Delta VCO$  พร้อมกันไปด้วยจะสามารถอธิบายการทำงานรวมของวงจรเฟสล็อกได้ดังนี้ ก่อนอื่นเราตั้งเฟสล็อกให้ล็อกความถี่  $\omega_c$  โดยมีสัญญาณขาออกเป็นศูนย์ที่เวลา  $t = 0$  ถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาเปลี่ยนอย่างรวดเร็วจาก  $\omega_c$  ไปเป็น  $\omega_c + \Delta \omega$  ซึ่งหมายถึงเฟส  $\phi(t)$  จะเป็น  $\omega t$  ค่า  $\phi(t)$  จะมีค่ามากขึ้นตามเวลา และจะส่งผลให้สัญญาณขาออกจากวงจรเปรียบเทียบเฟสมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย อย่างไรก็ตามสัญญาณขาออกนี้จะถูกป้อนกลับมาควบคุมความถี่ของวงจร VCO ให้สูงขึ้นเพื่อติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ  $x(t)$  ถ้าวงจร VCO มีการตอบสนองที่รวดเร็ว ก็จะทำให้สามารถติดตามความถี่ของสัญญาณขาเข้าได้ทันที และทำให้เกิดสภาพสมดุลที่ความถี่ใหม่ขึ้นในสภาพสมดุลอันใหม่นี้ถึงแม้ความถี่ของสัญญาณจากวงจร VCO เท่ากับความถี่ของ  $x(t)$  ก็จริง แต่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะต่างกันเป็นค่าที่ไม่ใช่  $\pi/2$  เพราะการที่วงจร VCO ให้กำเนิดความถี่ที่ต่างกัน  $\omega_c$  ที่ตั้งค่าไว้ ย่อมหมายความว่ามีความถี่สัญญาณ  $y(t)$  ที่ไม่ใช่ศูนย์เข้ามาควบคุมวงจร VCO อยู่ และถ้า  $y(t)$  ไม่เป็นศูนย์ก็แสดงว่าเฟสของสัญญาณที่เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบเฟสต่าง ๆ กันไม่เป็น  $\pi/2$  และเนื่องจากสัญญาณที่ออกจากวงจร VCO มีลักษณะเป็นสัญญาณ FM ที่มี  $y(t)$  เข้ามามอดูเลตอยู่ดังกล่าวข้างต้น สัญญาณนี้ก็จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้คือ

$$v(t) = B \cos[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t y(a) da] \quad (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าบอกว่าสัญญาณ  $v(t)$  นี้มีความถี่เท่ากับสัญญาณ  $x(t)$  ก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัญญาณทั้งสองเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \omega c + ky(t) &= \omega c + \frac{d}{dt} \phi(t) \\ ky(t) &= \Delta \omega \end{aligned} \quad (12)$$

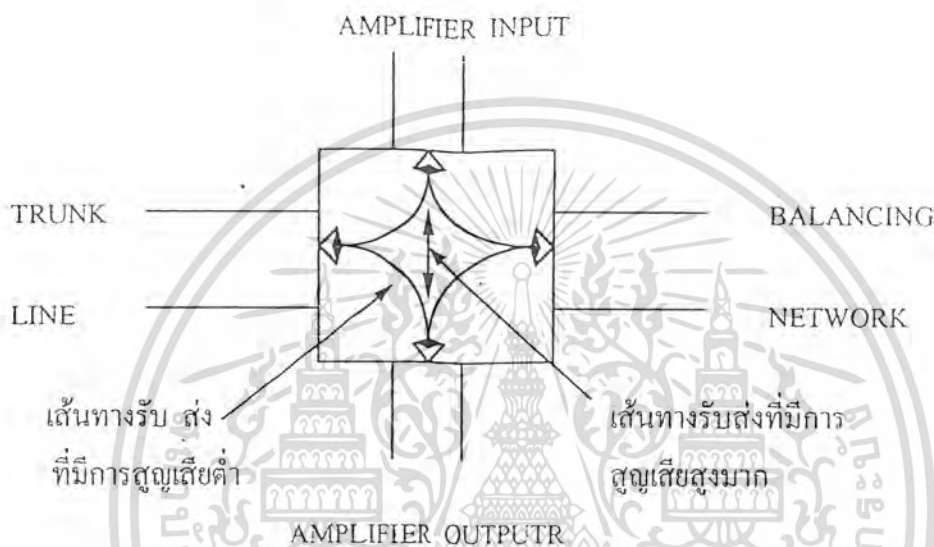
ซึ่งก็หมายความว่าสัญญาณขาออกของเฟสล็อกคัลป์ คือ  $y(t)$  จะแปรตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณขาเข้า และเนื่องจากความถี่เบี่ยงเบนนี้แปรตรงกับขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ ดังนั้น  $y(t)$  ก็ จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  นั่นคือเฟสล็อกคัลป์ก็จะให้สัญญาณขาออกที่เป็นสัญญาณเดิมอคูเลตของสัญญาณ FM ที่เข้ามา

เฟสล็อกคัลป์โดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ช่วงหนึ่ง กล่าวคือ ในขณะที่เฟสล็อกคัลป์ทำงานอย่างอิสระ (free running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามาเฟสล็อกคัลป์จะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่นั้น ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกคัลป์สามารถติดตามจับได้นี้เรียกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ (capture range) และเมื่อเฟสล็อกคัลป์ติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกคัลป์จะติดตามจับได้ตลอดเวลาจะเรียกว่าช่วงความถี่ล็อก (lock range) โดยทั่วไปช่วงความถี่ล็อกจะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ เช่น ช่วงความถี่ล็อกเป็น 1 MHz แต่ช่วงความถี่ตรวจจับเป็น 100 kHz เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากเฟสล็อกคัลป์จะทำงานอย่างมีเสถียรภาพในช่วงที่  $\epsilon(t)$  ในรูปที่ 3.26 (ข) อยู่ในช่วงที่ทำให้เส้นกราฟมีค่าอนุพันธ์เป็นบวก คือในช่วงที่เป็น  $-\pi/2$  -  $\pi/2$  เท่านั้น

## บทที่ 4

### ไฮบริด (Hybrid)

ไฮบริด คือ Network ซึ่งมีทางเข้าออก 4 ทาง และมีชื่อเรียกดังแสดงในรูปที่ 4.1 หน้าที่อย่างกว้าง ๆ ของไฮบริดก็คือยอมให้สัญญาณผ่านได้สะดวกระหว่างช่องทางประชิดของ Network แต่จะกั้นทางผ่านของสัญญาณระหว่างช่องทางที่อยู่ตรงข้ามกัน



รูปที่ 4.1 ชื่อเรียกสำหรับช่องทางทั้ง 4 ของไฮบริด

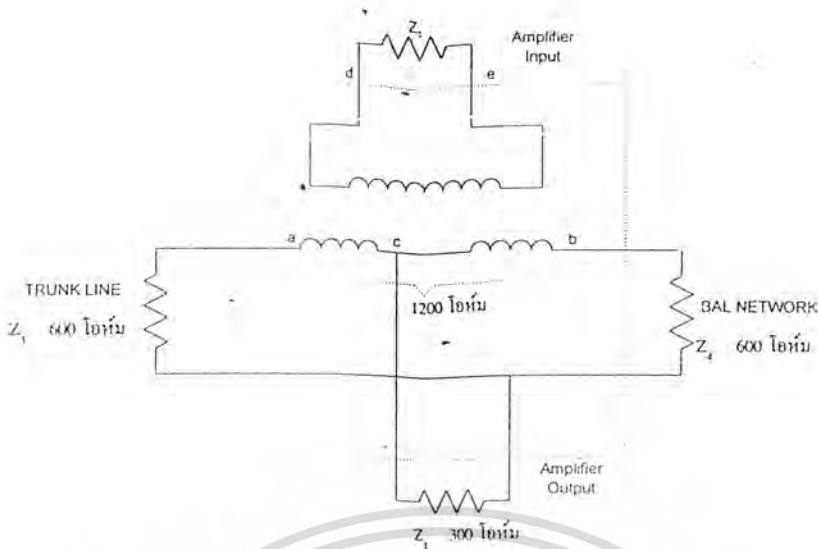
ไฮบริดแบ่งได้ 2 ชนิด คือ

- 1) Transformer Hybrid
- 2) Resistance Hybrid

ทั้ง 2 ชนิดมีหลักการทำงานคล้ายคลึงกัน ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

#### Transformer Hybrid

Transformer Hybrid มีการจัดวงจรที่ง่าย ๆ ไม่ซับซ้อน ทรานสฟอร์มเมอร์ที่ใช้เพื่อการนี้มักเรียกกันว่า “Hybrid coil” รูปที่ 4.2 แสดงวงจรของ Hybrid coil อย่างง่าย ๆ โดยใช้อิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมต่อเข้ากับช่องทางทั้ง 4 ของ ไฮบริด ในภาวะการทำงานโดยปกติ ต้องการให้ค่าอิมพีแดนซ์ต่าง ๆ มีสัมพันธ์ภาพต่อกันอย่างถูกต้อง ค่าต่าง ๆ ที่แสดงในรูปที่ 4.2 ใช้สำหรับ Trunk Line ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 600 โอห์ม



รูปที่ 4.2 สัมพันธภาพทางอิมพีแดนซ์ของไฮบริด

อิมพีแดนซ์ 1200 โอห์มครอบคลุม A-B อิมพีแดนซ์ ( $Z_R$ ) ที่สะท้อนกลับจาก  $Z_2$  เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวด A-B โดยค่าอิมพีแดนซ์หาได้จากสูตร

$$Z_1 = T^2 (Z_2)$$

เมื่อ  $T$  = อัตราส่วนรอบของขดลวด

เกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ของขดลวดไฮบริด มีหลักการสำคัญที่ควรเข้าใจเป็นพื้นฐานคือ

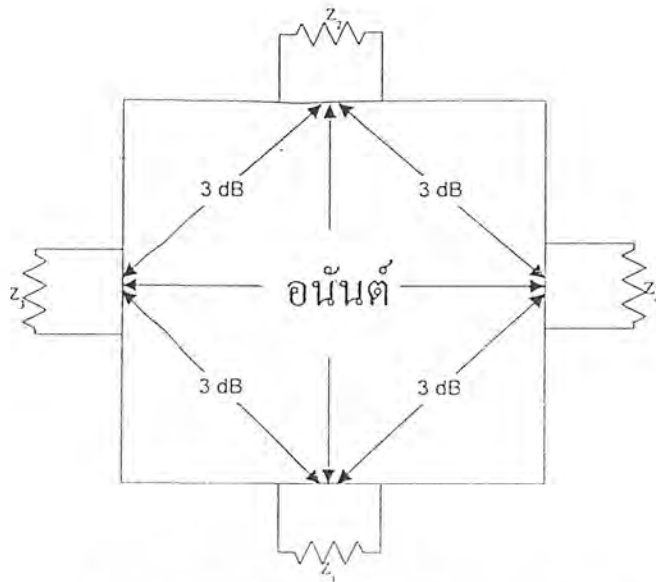
1) เมื่อกระแสที่ไหลผ่านขดลวด A-C และ B-E มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงข้ามกัน ฟลักซ์แม่เหล็กผลลัพธ์จะเป็นศูนย์ ในกรณีเช่นนี้ขดลวดดังกล่าวทั้งสองจะไม่มีอิมพีแดนซ์ใดๆ นอกจากค่าความต้านทานต่ำๆ ของขดลวดที่แสดงต่อการไหลของกระแสไฟกลับเท่านั้น

2) เมื่อกระแสไฟไหลใน  $Z_2$  เนื่องจากแรงเคลื่อนที่เหนี่ยวนำขึ้นในขดลวด D-C จากขดลวด A-C (หรือ D-E) เท่านั้น แล้วอิมพีแดนซ์ซึ่ง  $Z_2$  สะท้อนกลับไปยังขด A-C (หรือ D-E) จะมีค่า 300 โอห์ม เพราะการลดจำนวนรอบขดลวดลงครึ่งหนึ่งอิมพีแดนซ์สะท้อนกลับจะลดลงถึงหนึ่งในสี่

#### การสูญเสียกำลังงานในไฮบริด

การส่งสัญญาณในช่องทางของไฮบริด จะมีการสูญเสียกำลังงานอย่างน้อยที่สุด = 3dB ในรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นการสูญเสียกำลังงานในเส้นทางรับส่งต่างๆ ในไฮบริด ตามในรูปเราใช้รูปสี่เหลี่ยมแทนขดลวดไฮบริดพร้อมด้วยตัวเลขแสดงการสูญเสียกำลังงานในเส้นทางต่างๆ ภายใต้อาณาเขตโดยสมบูรณ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ที่อยู่ประชิดกันคู่หนึ่ง ๆ การสูญเสียกำลังงานตามทฤษฎีในเส้นทางรับส่งมีค่า 3dB ส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ที่อยู่ตรงข้ามกัน การสูญเสียกำลังงานมีค่าอนันต์ (Infinity)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

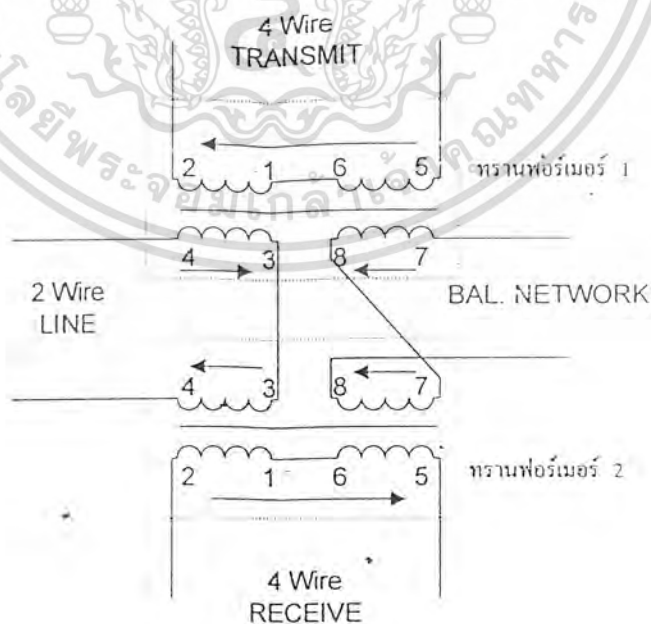


รูปที่ 4.3 การสูญเสียกำลังงานในเส้นทางรับส่งของไฮบริด

4 Wire Terminating Set

4 Wire Terminating Set แท้จริงก็คือ ไฮบริด ซึ่งออกแบบให้ใช้สำหรับการต่อวงจร 2 Wire ของเครื่องโทรศัพท์เข้ากับวงจร 4 Wire ของระบบเครื่องมัลติเพล็กซ์ (Multiplex Equipment) และทำงานในย่านความถี่ของเสียงคำพูด (300-3400 เฮิรท์) โดยปกติกำหนดให้ช่องทางทั้งสี่ของไฮบริด ทำงานด้วยอิมพีแดนซ์ 600 โอห์ม

4 Wire Terminating Set สร้างขึ้นจากทรานสฟอร์มเมอร์ 2 ตัว และจัดวงจรตามที่แสดงให้เห็นในรูปที่ 4.4 จะสังเกตเห็นได้มีการเรียกชื่อใหม่ของช่องทางทั้งสี่ของมันตามความเหมาะสมกับการใช้งาน



รูปที่ 4.4 การจัดวงจรภายในของ 4-Wire Terminating Set

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

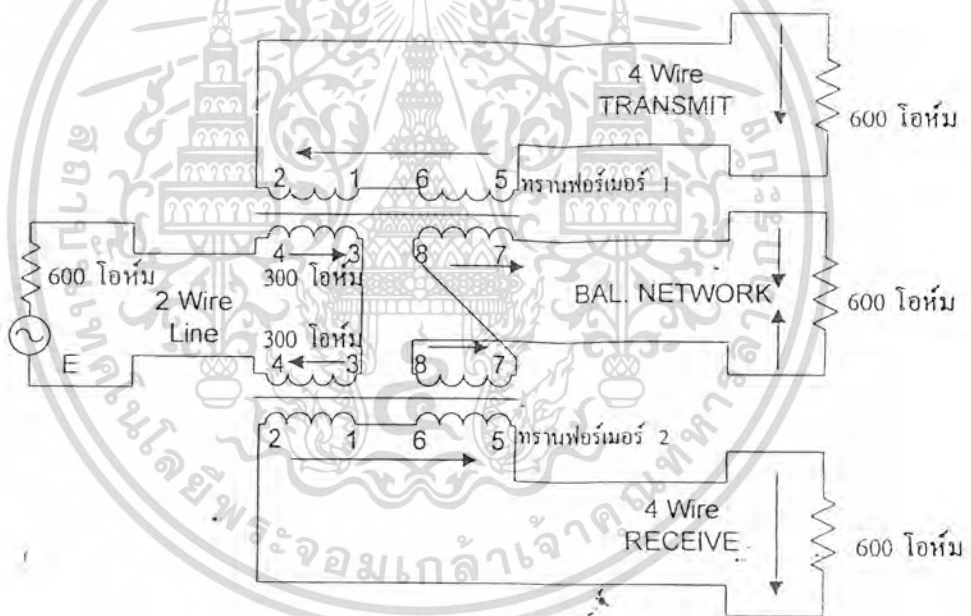
### คุณสมบัติของ 4 Wire Terminating Set

- 1) การสูญเสียระหว่าง 2 Wire Line และ 4 Wire Transmit : 3-4 dB
- 2) การสูญเสียระหว่าง 4 Wire Receive และ 2 Wire Line : 3-4 dB
- 3) การสูญเสียระหว่าง 4 Wire Receive และ 4 wire Transmit : มากกว่า 40 dB
- 4) อิมพีแดนซ์ในช่วงทางต่างๆ โดยปกติมีค่า 600 โอห์ม

### การทำงานด้านรับ - ส่งของ 4 Wire Terminating Set

#### 1. การส่งสัญญาณจาก 2 Wire Line ไปยัง 4 Wire Transmit

ในรูปที่ 4.5 เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต เข้าที่ 2 Wire Line จะมีกระแสไหลผ่านขดลวด 4-3 ของทรานสฟอร์มเมอร์ 1 และ 2 ทิศทางของกระแส ตามที่แสดงในรูปนั้น สมมุติว่าเกิดขึ้น ณ ช่วงขณะหนึ่ง การไหลของกระแส นี้จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในขดลวดทุติยภูมิ (Secondary Windings) ต่างๆ ในลักษณะที่ทำให้ทิศทางไหลของกระแสเหนี่ยวนำ เป็นไปตามหลักของ ทรานสฟอร์มเมอร์ ดังแสดงในรูป ซึ่งจะเห็นว่า



รูปที่ 4.5 การส่งสัญญาณจาก 2 Wire Line ไปยัง 4 Wire Transmit

1.1) กำลังงานสัญญาณจาก 2 Wire Line จะแบ่งไปให้ Load 600 โอห์มในช่องทาง 4 Wire Transmit และ 4 Wire Receive ไม่มีส่วนใดป้อนไปให้ช่องทาง Balancing Network

1.2) การออกแบบอัตราส่วนรอบของทรานสฟอร์มเมอร์อันเหมาะสม ทำให้ 600 โอห์ม ใน 4 Wire Transmit สะท้อนกลับไปเป็น 300 โอห์ม คร่อมขดลวด 4-3 ของทรานสฟอร์มเมอร์ 1 600 โอห์มใน 4 Wire Receive สะท้อนกลับไปเป็น 300 โอห์ม คร่อมขดลวด 4-3 ของ

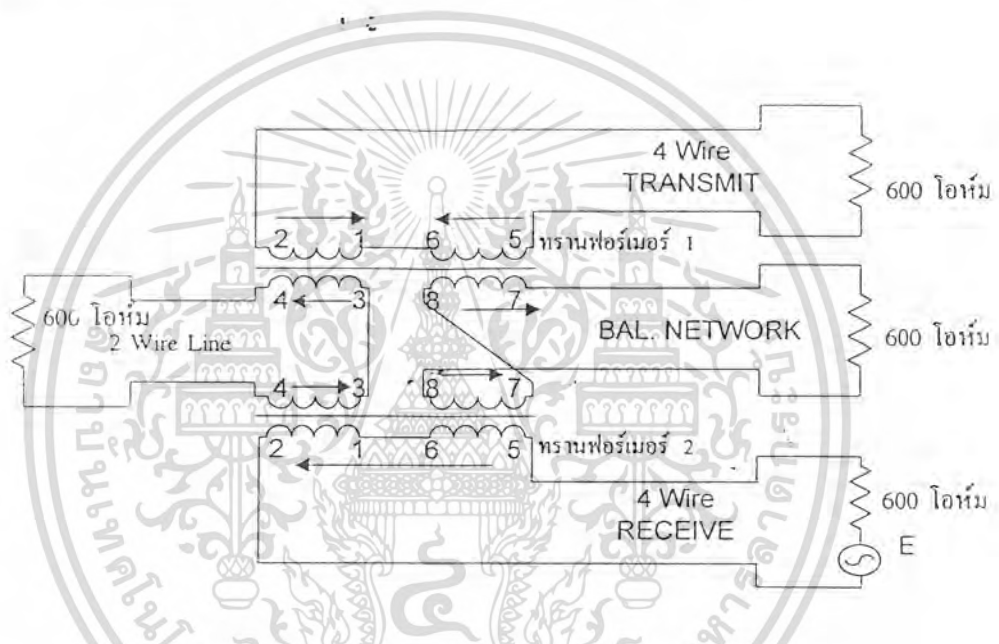
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานสฟอร์มเมอร์ 2 ดังนั้นอิมพีแดนซ์ 600 โอห์ม จากแหล่งกำเนิดของ 2 Wire Line จะเหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ 300 โอห์ม 2 ตัวต่ออนุกรมกัน

1.3) จากผลในข้อ 1.2 ทำให้การส่งสัญญาณจาก 2 Wire Transmit มีการสูญเสียตามทฤษฎี 3 dB แต่เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียภายในตัวทรานสฟอร์มเมอร์ด้วยแล้ว การสูญเสียระหว่าง 2 Wire Transmit จะมีค่าในทางใช้การประมาณ 3.5 ถึง 4.0 dB

2. การส่งสัญญาณจาก 4 Wire Receive ไปยัง 2 Wire line

ในรูปที่ 4.6 เมื่อป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่ 4 Wire Receive จะมีกระแสไฟฟ้าผ่านขดลวดปฐมภูมิ 2-1 และ 6-5 และเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไฟไหลในขดลวดทุติยภูมิต่างๆ ตามที่แสดงในรูป โดยหลักการอย่างเดียวกันกับที่กล่าวมาแล้วในข้อ 1 ฟังเห็นได้ว่า



รูปที่ 4.6 การส่งสัญญาณจาก 4 Wire Receive ไปยัง 2 Wire line.

2.1) กำลังงานสัญญาณจาก 4 Wire Receive จะแบ่งส่วนเท่ากันไปยัง 2 Wire Line และ Balancing network นั่นคือการส่งกำลังจาก 4 Wire Receive ไปยัง 2 Wire line มีการสูญเสียโดยทางทฤษฎี 3dB

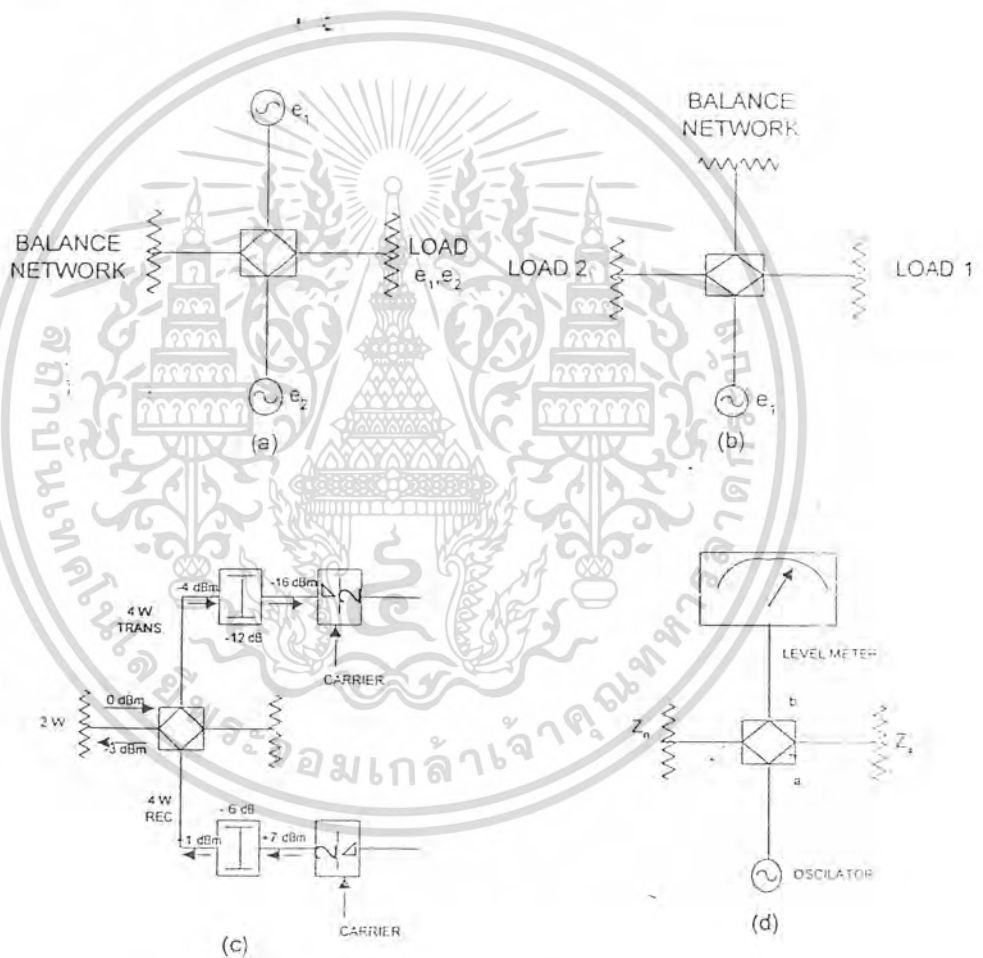
2.2) กระแสไฟเหนี่ยวนำในขดลวด 2-1 และ 6-5 ของทรานสฟอร์มเมอร์ 1 มีทิศทางตรงข้ามกัน และเมื่ออิมพีแดนซ์ทาง 2 Wire Line มีค่าสมมูลกับอิมพีแดนซ์ทาง Balancing network ย่อมจะไม่มีกำลังงานใด ๆ จาก 4 Wire Receive ป้อนให้ 4 Wire Transmit นั่นคือการสูญเสียระหว่าง 4 Wire Receive และ 4 Wire Transmit จึงมักเรียกว่า 'Transhybrid Loss' มีค่านับตั้งแต่ทางทฤษฎี หรือมากกว่า 40 dB ในทางปฏิบัติ

2.3) อิมพีแดนซ์ 600 โอห์ม 2 ตัวที่สะท้อนกลับจากอิมพีแดนซ์ 600 โอห์มใน 2 Wire line และ 600 โอห์มใน Balancing network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฮบริด นั้นสามารถนำไปใช้งานได้หลายอย่าง ดังนี้

- 1) ใช้รวมสัญญาณจากแหล่งกำเนิด 2 อัน ง่ายให้ Load อันเดียวกัน โดยแหล่งกำเนิดทั้งสองไม่ส่งผลกระทบต่อกระเทือนต่อกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.7 (a)
- 2) ใช้แยกสัญญาณจากแหล่งกำเนิดอันหนึ่งป้อนให้ Load ได้ 2 อัน โดย Load ทั้งสองไม่ส่งผลกระทบต่อกระเทือนต่อกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.7 (b)
- 3) ใช้แยกสัญญาณทางด้านรับและด้านส่งออกจากกัน ดังเช่นกรณีของการใช้ 4Wire Terminating Set ในอุปกรณ์โทรศัพท์ทางไกล ดังรูปที่ 4.7 (c)
- 4) ใช้เป็นส่วนประกอบในการวัด Return Loss เพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ 2 อัน ดังแสดงในรูปที่ 4.7 (d)



รูปที่ 4.7 การใช้ประโยชน์ของไฮบริดในลักษณะต่าง ๆ

$Z_N$  = เป็นอิมพีแดนซ์มาตรฐาน

$Z_X$  = เป็นอิมพีแดนซ์ที่ต้องการเปรียบเทียบ

- ถ้า  $Z_X = Z_N$  ค่า Transhybrid Loss ตามทฤษฎีระหว่างช่องทาง A และ B ของไฮบริดจะมีค่าอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ถ้า  $Z_x =$  ไม่เท่ากับ  $Z_N$  Transhybrid Loss จะมีค่าเป็น  $20 \text{ Log}$ .

$$20 \text{ Log}[(Z_N + Z_x)/(Z_N - Z_x)] + 6$$

-  $20 \text{ Log}[(Z_N + Z_x)/(Z_N - Z_x)]$  คือค่าของ Return Loss ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในเรื่อง Transmission Line นั่นคือ

$$\text{Return Loss} = \text{Transhybrid Loss} - 6 \text{ (dB)}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทำงานของวงจร

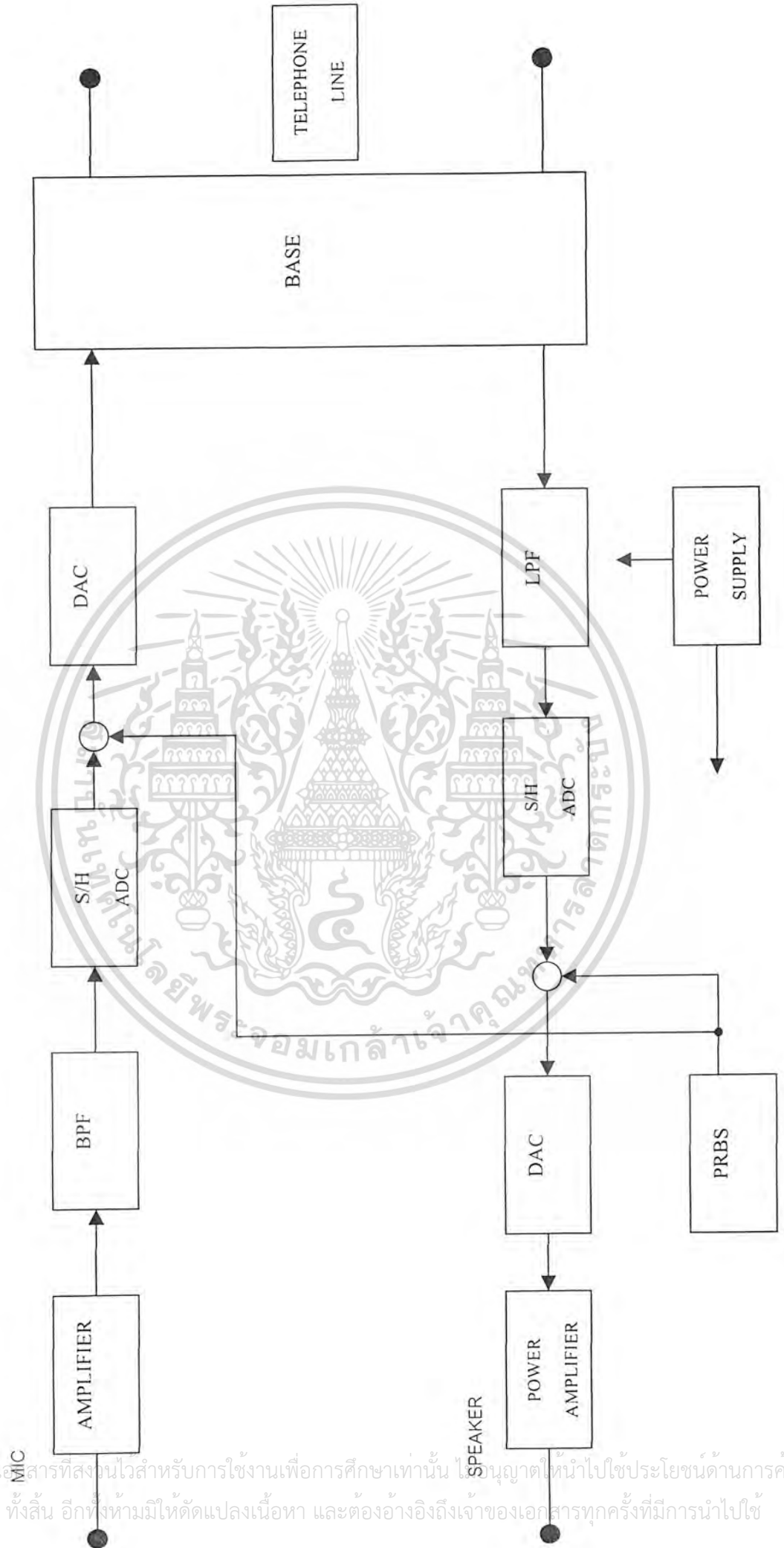
#### หลักการทำงานของระบบป้องกันการลอบดักฟังสัญญาณเสียง

หลักการทำงานแสดงดังรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรที่ใช้งานจริง โดยการทำงานจะเริ่มตั้งแต่สัญญาณเสียงพูดจาก Mic จะถูกป้อนผ่านภาคขยายสัญญาณ (Amplifier) เพื่อให้สัญญาณมีขนาดสูงขึ้นแล้วส่งไปยังภาคกรองแถบความถี่ (BPF) ซึ่งจะกรองแถบความถี่ย่านสัญญาณเสียงพูด คือ 0-4 KHz ให้ผ่านไปได้ เพื่อส่งไปยังภาคแซมปลิงและโฮล (S/H) และแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วย ADS สัญญาณดิจิทัลที่ได้จะนำไป EX-OR กับ PRBS (Pseudo Random Binary Sequences) ทำให้ได้สัญญาณที่เข้ารหัสแล้ว (Scrambling Signal) ส่งต่อไปยังภาคแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (DAC) เพื่อให้สามารถส่งไปในระยะทางไกลๆ ได้ แล้วส่งต่อไปยัง Base ซึ่งเป็นเครื่องโทรศัพท์ที่ต่ออยู่กับสายโทรศัพท์จากที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นส่วนของภาคส่ง

ส่วนของภาคส่งสัญญาณเสียงพูดที่ถูกเข้ารหัสแล้ว (Scrambling Signal) จะถูกส่งผ่านสายโทรศัพท์มายังเครื่องรับ จากสัญญาณที่รับได้จะนำมากรองความถี่เฉพาะความถี่ต่ำให้ผ่านไปได้เท่านั้นด้วย ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) จากนั้นส่งต่อไปยังภาคแซมปลิงและโฮล (S/H) เพื่อทำการสุ่มตัวอย่างและแปลงจากสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วย ADC สัญญาณดิจิทัลที่ได้จะส่งไป EX-OR กับ PRBS เพื่อทำการถอดรหัสสัญญาณ (Descrambling) จะได้สัญญาณดิจิทัลส่งไปยังภาคแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก (DAC) ทำให้ได้สัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา สัญญาณเสียงที่จะได้มีขนาดเล็ก เราจะส่งต่อไปยังภาคขยายสัญญาณ (Power Amplifier) เพื่อเพิ่มมีขนาดของสัญญาณสูงขึ้นส่งไปยังลำโพง (Speaker) ภาคแหล่งจ่ายไฟ (Power Supply) สำหรับใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟให้ภาคต่างๆของระบบป้องกันการลอบดักฟังสัญญาณเสียง

จากหลักการข้างต้น เราสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรที่ใช้งานจริงได้ โดยระบบการทำงานทั้งหมดเราจะใช้ไอซีชนิดเดียวกันทำงานภาคส่งและภาครับคือ ไอซี CODEC/FILTER PCM เบอร์ TP 3054 โดยในส่วนของการเข้ารหัสจะใช้ร่วมกับ EX-OR เกท ส่วนวงจรเพิ่มเติมเพื่อใช้ประกอบกับไอซี TP 3054 ก็คือ วงจรกำเนิดสัญญาณ, วงจรหารสอง, วงจร 256 และวงจร Timing Generator จะได้กล่าวถึงการทำงาน โดยละเอียดต่อไป

รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้องกันการลอบดักฟังสัญญาณเสียง

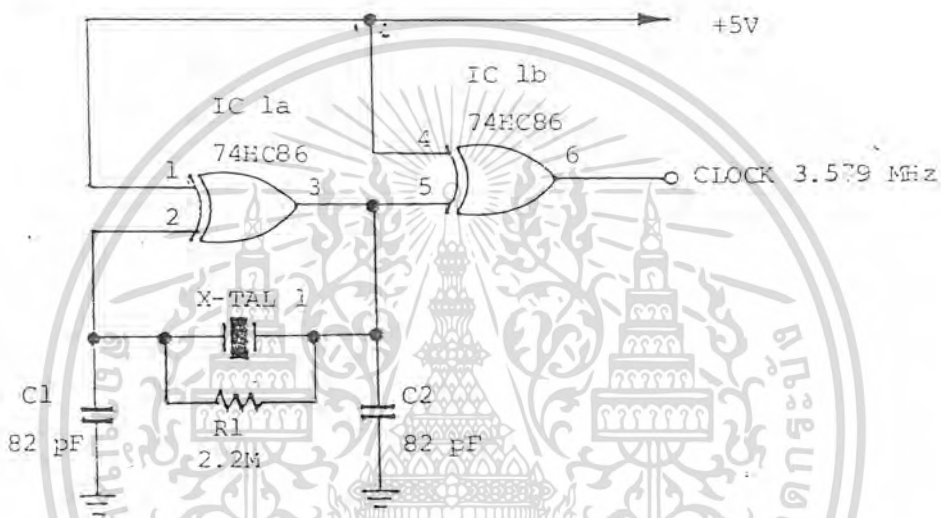


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรการใช้งาน

### วงจรถ้าเนิดสัญญาณ (Oscillator)

ในโครงการนี้จากคุณสมบัติของไอซี TP 3054 นั้น แนะนำให้ใช้งานร่วมกับไอซี HCMOS ซึ่งเป็นไอซีความเร็วสูง ดังนั้นวงจรถ้าเนิดสัญญาณที่ใช้จะใช้ไอซี HCMOS เบอร์ 74HC86 ซึ่งโครงสร้างภายในเป็น EX-OR เกท ใช้งานร่วมกับคริสตอล X-TAL 1 ความถี่ 3.579 MHz กับตัวประจุ C 1, C 2 มีค่า 82 พิโคฟาร์ก โดยต่อเป็นวงจรถ้าเนิดสัญญาณแบบเพียร์หรือสซิลเลเตอร์ (Pierce Oscillator) แต่ใช้คริสตอลแทนในส่วนที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของ HCMOS จะมีค่าต่ำจึงต้องใช้ R1 ต่อกร่อม X-TAL เพื่อให้แมทซ์กับ HCMOS วงจรที่ใช้งานแสดงในรูปที่ 5.2

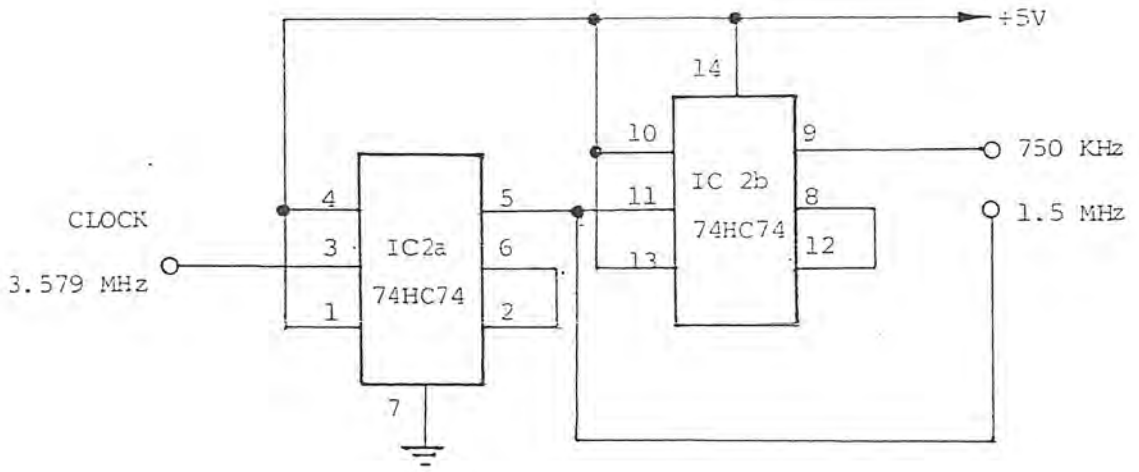


รูปที่ 5.2 วงจรถ้าเนิดสัญญาณ

วงจรถ้าเนิดสัญญาณจะผลิตความถี่เป็นสัญญาณนาฬิกาประมาณ 3 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อส่งต่อไปยังวงจรการเพื่อทำความถี่ให้เหลือประมาณ 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้เป็นมาสเตอร์คล็อก (Master Clock) และแซมปลิง (Sampling Pulse)

### วงจรหารสอง

จากวงจรถ้าเนิดสัญญาณที่ได้จะนำความถี่ที่ได้มาทำการหารให้เหลือประมาณ 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพทอใช้เป็นมาสเตอร์คล็อกให้กับไอซี TP.3054 และสัญญาณนาฬิกา 750 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อเป็นความถี่ให้เลือกอีกความถี่หนึ่งในการสแกนเบิ้ล ในโครงการนี้เราใช้ไอซี HCMOS เบอร์ 74HC74 ซึ่งเป็น D Flip Flop ที่มีขาเซตและรีเซทโดยประกอบอยู่ภายใน 2 ตัว มาต่อกันเป็นวงจรถ้าหารสอง ดังแสดงในรูป 3 IC2a ต่อเป็นวงจรถ้าหารสองให้เหลือความถี่ประมาณ 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเป็นมาสเตอร์คล็อก IC2b ต่อเป็นวงจรถ้าหารสองเช่นกัน หารความถี่ 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ให้เหลือ 750 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อเป็นความถี่ให้เลือกในการสแกนเบิ้ลอีกความถี่หนึ่ง



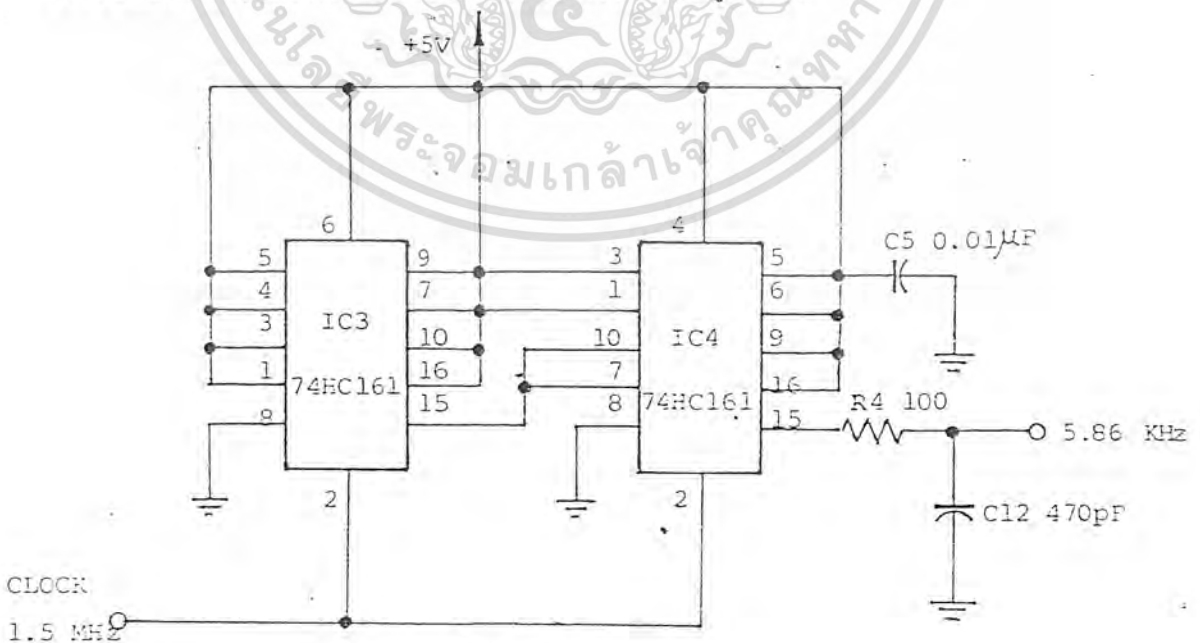
รูปที่ 5.3 วงจรหารสอง

สัญญาณนาฬิกา 1.5 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจรหารสองจะส่งต่อไปยังวงจรหาร 256

(Divide 256 Counter) เพื่อสร้างสัญญาณเซมปลิงต่อไป

วงจรหาร 256 (Divide 256 Counter)

สัญญาณนาฬิกา 1.5 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจรหารสองจะนำมาเข้าวงจรหาร 256 เพื่อให้ได้ความถี่ 5.86 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้เป็นสัญญาณเซมปลิงให้กับไอซี TP 3054 ซึ่งในที่นี้แนะนำให้ใช้ความถี่ 5.86 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังรายละเอียดที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในโครงงานนี้ใช้ไอซี HCMOS เบอร์ 74HC 161 ซึ่งเป็น Presettable Counters (ข้อมูลดูได้ในภาคผนวก) มาต่อเป็นวงจรหาร 256 โดยใช้ IC3 และ IC4 ต่อเป็นวงจรหาร 16 สองภาคต่อเรียงกับแบบ Cascade จะได้วงจรหาร 256 เพื่อใช้เป็น Sampling Pulse สำหรับ ไอซี TP 3054 และส่งต่อไปยังภาค Timing Generator ต่อไปเพื่อสร้าง Data invert pulse ความถี่ 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังแสดง ในรูปที่ 5.4

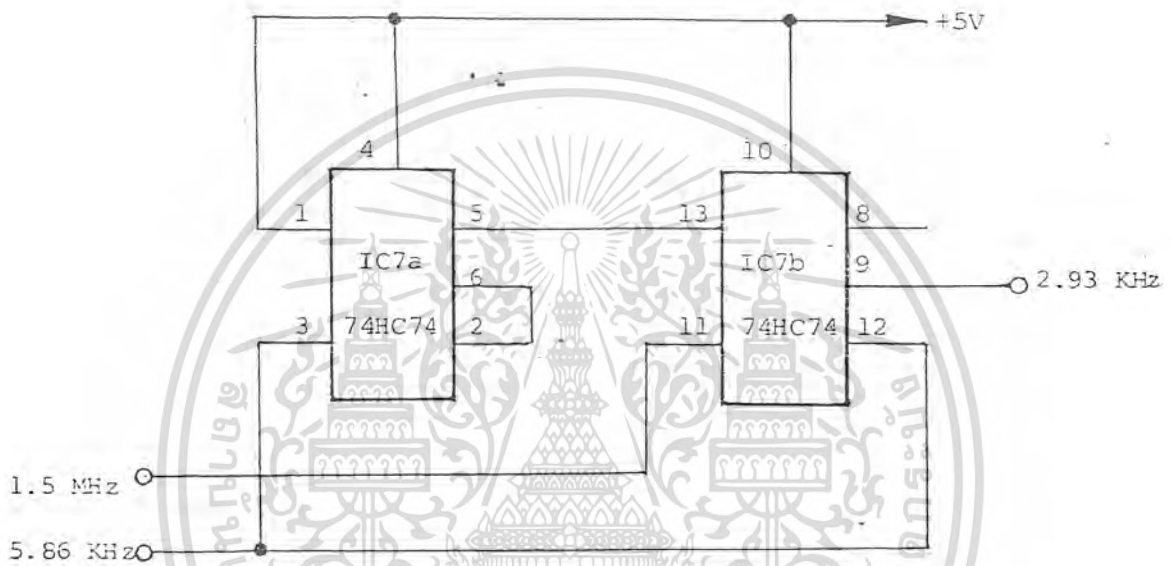


รูปที่ 5.4 วงจรหาร 256

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจร Timing Generator

สัญญาณแชนเปลิ่ง 5.86 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนหนึ่งจะส่งมายังวงจร Timing Generator เพื่อสร้างเป็นขบวนสัญญาณให้เหลือความถี่ 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ ในโครงงานใช้ไอซี HCMOS เบอร์ 74HC74 ซึ่งภายในมี D-F/F 2 ตัว ต่อเป็นวงจร Timing Generator โดย IC7a เป็นวงจรหารสองให้เหลือความถี่ 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่งต่อไปยังขา CLR ของ IC7b เพื่อสร้างเป็นวงจร Timing Generator เพื่อได้พัลส์ 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ นำไปใช้เป็นพัลส์สำหรับการกลับข้อมูลต่อไปดังแสดงในรูปที่ 5.5

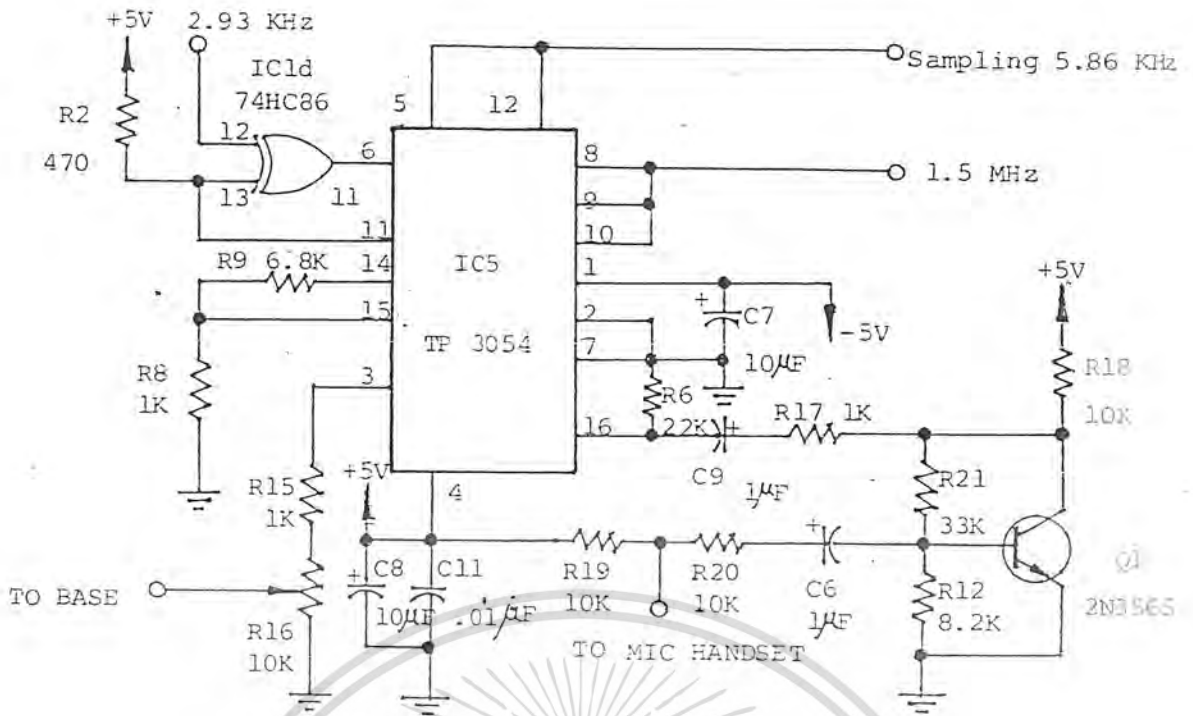


รูปที่ 5.5 วงจร Timing Generator

รูปขบวนสัญญาณ 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจร Timing Generator ส่งไปยังภาค Voice Scrambler/Descrambler เพื่อใช้ในการเข้ารหัส และถอดข้อมูลต่อไปซึ่งจะกล่าวถึงในภายหลัง วงจรเข้ารหัสสัญญาณเสียง (Voice Scrambler)

วงจรเข้ารหัสเสียงซึ่งเป็นหัวใจของโครงงานนี้เราจะใช้ไอซี เบอร์ TP 3054 ซึ่งเป็นไอซี CODEC/FILLER PMC ซึ่งรายละเอียดของไอซีเบอร์นี้ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในรูปที่ 5.6 แสดงรายละเอียดของวงจรเข้ารหัสสัญญาณเสียงซึ่งในที่นี้อยู่ในย่านสัญญาณพูด คือความถี่ 300-3,400 Hz จากโครงสร้างภายในซึ่งประกอบด้วย CODEC, FILLTER, PCM และ OP-AMP เราจะนำมาใช้เป็นวงจรสำหรับการเข้ารหัสสัญญาณเสียงโดยไอซี IC5 จะทำหน้าที่นี้จะใช้ความถี่ 1.5 เมกะเฮิร์ตซ์ ป้อนเข้าที่ขา 8, 9, 10 ของ IC5 เพื่อเป็นมาสเตอร์ค็อกซึ่งขา 8, 9, 10 คือขา  $MCLK_R$  /PDN,  $MCLK_X$  และ  $BCLK_X$  ตามลำดับ ในที่นี้ออกแบบให้ใช้ความถี่ 1.536/1.544 MHz เป็นมาสเตอร์ค็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณเสียง (Voice Scrambler)

รูปขบวนสัญญาณความถี่ 5.86 KHz ซึ่งได้รับจากวงจร 256 Counter จะป้อนเข้าขา 5 และ 12 ของ IC5 เพื่อใช้เป็น Sampling pulse สัญญาณเสียงที่เข้ามาเพื่อให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดย A/D ภายในไอซีแล้วส่งออกที่ขา 11 ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรรับไอซี จากขา 11 นี้จะป้อนเข้าสู่ขา 9 ของ IC1d ซึ่งเป็นอินพุตหนึ่งของ EX-OR เกท อีกขาหนึ่งคือ ขา 10 จะต่ออยู่กับพัลส์ 2.93 KHz หากขา 9 มีสถานะลอจิก EX-OR ก็จะทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ คือให้สัญญาณผ่านไปโดยตรง แต่หากขา 9 มีสถานะลอจิกต่ำ ก็จะทำให้เกิดการกลับกันของขบวนสัญญาณข้อมูลตามหลักการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จึงทำให้ EX-OR ทำหน้าที่เป็นตัวกลับสัญญาณนั่นเอง เอาต์พุตของสัญญาณจะออกที่ขา 8 ของ IC1d ทำให้เกิดการสลับกันทุกๆสัญญาณ Sampling แล้วส่งกลับเข้าขา 6 ของ IC5 ซึ่งเป็นขาอินพุตของวงจรภาครับในไอซี CODEC ผ่านเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกและวงจร Low-pass Filter แบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ผ่านวงจรขยายออกที่ขา 3 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุต IC5 จะได้สัญญาณเสียงที่ผ่านเข้ารหัสแล้ว ความต้านทาน R8, R9 เป็นความต้านทานของวงจรขยายด้วยออปแอมป์ภาคส่งของ IC5 ซึ่งใช้กำหนดเกณฑ์การขยายออปแอมป์ในที่นี้ต่อแบบอินเวอร์ตึง ความต้านทาน R16 ทำหน้าที่ปรับระดับความแรงของสัญญาณที่จะส่งออกไป

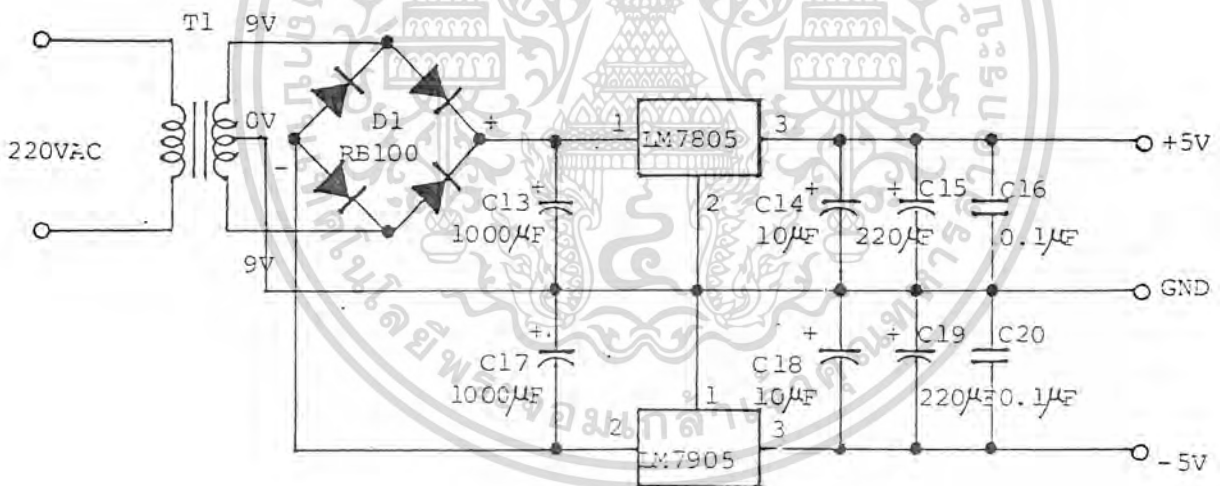
ทรานซิสเตอร์ Q1 ในที่นี้ใช้เบอร์ 2N3565 ต่อร่วมกับความต้านทาน R12, R19, R20, R21 และ C6 ทำงานเป็นวงจรขยายสัญญาณเสียงที่รับเข้ามาเพื่อส่งถ่ายไปยังอินพุตของ IC5 ขา 16 โดยผ่าน R17 และ C9 โดยออกแบบให้มีเกณฑ์การขยายประมาณ 10 dB เพื่อให้สามารถขับ IC5 ได้ดี

### วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียง (Voice Descrambler)

วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียงแสดงในรูปที่ 5.7 ในโครงงานนี้ออกแบบให้ใช้การสื่อสารเป็นแบบ Full Duplex คือสามารถส่งสัญญาณสวนทางกันได้ คือ ไอซี เบอร์ TP 3054 ซึ่งเป็นไอซี CODEC การทำงานของวงจรถอดรหัสสัญญาณ การออกแบบจะเป็นเช่นเดียวกับการออกแบบวงจรเข้ารหัสสัญญาณคือ ขา 5, 12 ของ IC6 จะต่อกับสัญญาณ Sampling 5.86 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนขา 8, 9, 10 จะต่อกับมาสเตอร์ค็อก 1.5 เมกะเฮิร์ตซ์ ขา 6 ต่อกับขา 11 ของ IC1c ซึ่งขา 12 ต่อกับสัญญาณนาฬิกา 2.93 กิโลเฮิร์ตซ์ และขา 13ต่อขา 11 ของ IC6 และไฟ +5V ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่รับเข้ามาที่ขา 16 ของ IC6 ที่ถูกเข้ารหัสกลับเป็นสัญญาณเสียงเดิมไปออกที่เอาต์พุทของ IC6 คือ ขา 3 ความต้านทาน R13 จะทำหน้าที่ปรับระดับของสัญญาณเสียงที่รับมา

### วงจรจ่ายไฟ (Power Supply)

แหล่งจ่ายไฟ +5V และ -5V ในวงจรนี้แสดงในรูปที่ 5.7 เป็นวงจรเรกติไฟเออร์แบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ร่วมกับไอซีเรกูเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ปรับแรงไฟให้อยู่ในระดับที่คงที่ 5V เราใช้ไอซีเบอร์ LM 7805 สำหรับสร้างแหล่งจ่ายไฟบวกและ LM 7905 สำหรับแหล่งจ่ายไฟลบ และใช้ C13-C20 เป็นตัวเก็บประจุสำหรับทำให้แรงไฟที่ได้ราบเรียบปราศจากการรบกวน



รูปที่ 5.7 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

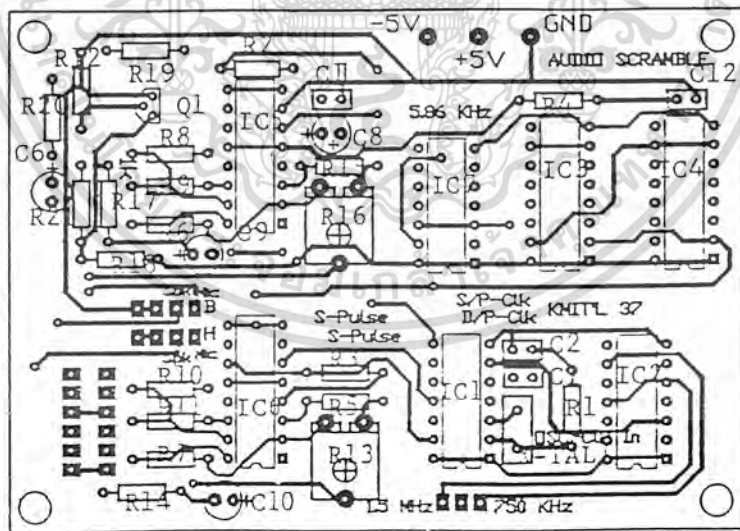
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทดลอง

1. ทำการตรวจสอบว่ามีแรงไฟเลี้ยงที่ขา 1 และ 4 ของ IC5 และ IC6 หรือให้ตรวจสอบว่ามีความถี่ 1.5 MHz ที่ขา 8,9,10 ของขา IC หรือไม่ ถ้าหากไม่มีให้ตรวจสอบวงจรกำเนิดสัญญาณ และตรวจสอบที่ขา 5 และขา 12 ของ IC ว่ามีความถี่ 5.86 KHz หรือไม่ ตรวจสอบที่ขา 10 และ 12 ของ IC1d และ IC ว่ามีสัญญาณรูปคลื่น 2.93 KHz หรือไม่
2. เมื่อทำการวัดค่าตามขาคูเปอร์ณ์ต่างๆครบหมดแล้วให้ทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นซายน์ ความถี่ประมาณ 1 KHz ความแรงของสัญญาณประมาณ 0.5 Vpp เข้าที่ตำแหน่งจุดต่อต่างระหว่าง C9 และ OR17 ตรวจสอบที่ขา 3 ของ IC5 ต้องมีสัญญาณซายน์ เกิดความถี่ประมาณ 2 KHz วิธีนี้เป็นการตรวจสอบวงจร Voice Scrambler
3. การตรวจสอบวงจร Voice Descrambler สามารถตรวจสอบได้โดยนำความต้านทานประมาณ 100 กิโลโอมที่มาต่อระหว่างขา 3 ของ IC5 กับจุดเชื่อมต่อระหว่าง C10 กับ R14 แล้วป้อนสัญญาณเช่นเดียวกับการตรวจสอบวงจร Voice Scrambler ต่อจากนั้นให้ตรวจสอบที่ขา 3 ของ IC6 ว่ามีสัญญาณรูปคลื่นซายน์ความถี่ 1 KHzหรือไม่ ซึ่งต้องมีสัญญาณเดียวกับรูปคลื่นที่ป้อนจากแหล่งกำเนิดสัญญาณทุกประการ

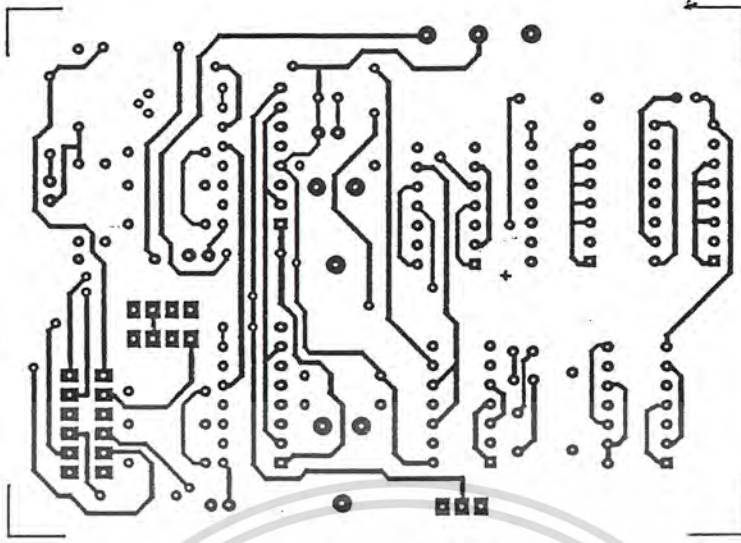
## วงจรการใช้งาน

ส่วนประกอบที่สำคัญ มี 2 วงจรคือ วงจรหลัก ทำหน้าที่ Scrambling และ Decrambling ส่วนอีกวงจรจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟเพื่อเลี้ยงวงจรหลัก ดังแสดงในรูปที่ 5.8,5.9,5.10 ตามลำดับ

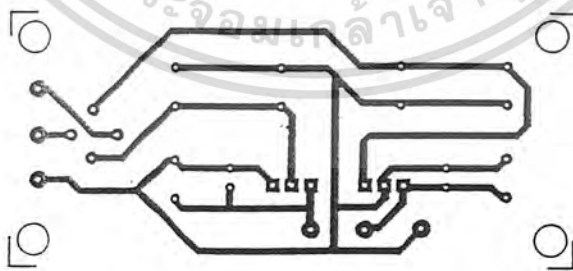
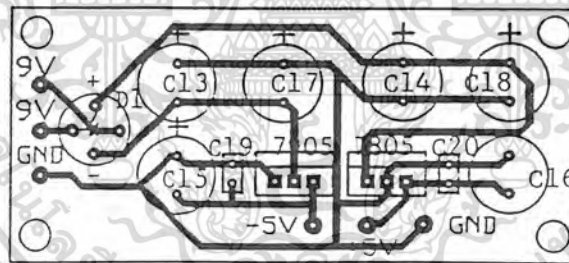


รูปที่ 5.8 ลายวงจรด้านบนของวงจรหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 ลายวงจรด้านล่างของแผ่นวงจรหลัก



รูปที่ 5.10 ลายวงจรของแผงจรแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สรุปผลการทดลอง

เครื่องป้องกันการค้ำพังเสียงโทรศัพท์ 2 ช่อง ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถที่จะใช้งาน ได้จริงหลังจากได้ทำการทดสอบแล้ว ปัญหาที่เกิดขึ้นมากจะเป็นสัญญาณรบกวนต่างๆ ซึ่งปัญหาเกี่ยวกับการรบกวนก็ได้พยายามแก้ไขจนสามารถลดการรบกวนให้น้อยลงได้ การรบกวนที่เกิดขึ้นก็เนื่องมาจากใช้แหล่งจ่ายไฟที่ไม่ดีพอและการออกแบบสายวงจรที่ไม่เหมาะสม อีกปัญหาที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการเชื่อมต่อกับโทรศัพท์ซึ่งใช้ใน โครงานนี้ โทรศัพท์แต่ละเครื่องมีโครงสร้างที่แตกต่างกัน ดังนั้น เราจึงไม่สามารถใช้งานกับ โทรศัพท์ทุกเครื่องที่มีอยู่ในท้องตลาดได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

ปราโมทย์ วาดเขียนและวิวัฒน์ กิรานนท์ “พื้นฐานการสื่อสารข้อมูล”

กรุงเทพฯ: โรงพิมพ์คุรุสภาลาดพร้าว

สมชาย ไตรสุริยธรรมา “อนาลอก/ดิจิทัลคอนเวอร์เตอร์”

บทความจากหนังสือเซมิคอนดักเตอร์

Wai-kai Chen : Passive and Active Filters. John Wiley & Sons , Singapore

Leon W.Couch || : Digital and Analog Communication. Second Edition.

Macmillan Publishing Company, London.

Donald L Schilling & Charles Bebeve: Electronic Circuits Discret and Intergrated, Third Edition,

Mcgraw - Hill



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Techniques for Designing with CODEC/Filter COMBO® Circuits

National Semiconductor  
Application Brief 370  
Chris Stacey  
Jim Wieser  
Gary Rothrock



PCM CODEC/Filter COMBO devices are complex analog and digital sub-systems on a single chip. They contain, for example, an A/D and a D/A converter, each with 13 bit (for u-law) resolution at low signal levels on the bottom chord of the companding characteristic. The TP3050/60 family of microCmos COMBOs are, however, capable of providing extremely high performance even in the unfriendly electrical environment of a multi-channel subscriber line card so long as the printed circuit board is carefully designed as an integral part of the system. Inoceed, this family can achieve performance superior to that of other 1 or 2 chip CODEC/Filter circuits due to two key factors; superior Power Supply Rejection Ratio, particularly at high frequencies, and the fact that the critical connection between the transmit filter and the encoder is carefully shielded inside the device. Nevertheless, the following guidelines should be adhered to in order to maintain this high performance in any switching or transmission system.

### GROUND AND POWER SUPPLY LAYOUT

1. Different techniques are necessary for the layout of analog circuits on the card (COMBO, SLIC and any external gain sections) and the digital control and switching circuits. Use the GNDA pin of each COMBO device as the Ground Reference Point (GRP) for each channel. All ANALOG ground connections for each channel should connect as close as possible to the reference point. This includes:
  - a. The analog ground from the 4-wire side of the SLIC circuit.
  - b. The ground for the transmit op amp connection.
  - c. The ground side of the 0.1  $\mu\text{F}$  decoupling capacitors for the +5V and -5V COMBO power supplies.
  - d. The analog ground for any external gain or loss adjustment stage.
2. Ground return currents from logic circuits, relays and other audio channels must not flow into or out from the channel GRPs to avoid generating noise voltages. Therefore a separate ground return should be run from each channel GRP to a common point close to the ground pin on the card connector, commonly called the MECCA. Thus there is a STAR formation from the MECCA to each channel GRP. It is NOT recommended to run separate analog and digital ground returns to the shelf power supply. Relays and other circuits operating from the station battery should, however, have a separate return bus to the battery ground.
3. Decouple the -5V and +5V power supplies to the MECCA close to the card connector. A minimum of 10  $\mu\text{F}$  should be used for each supply, and a capacitor type with a low Effective Series Resistance should be selected. Beware of the effects of the inrush current charging these capacitors as the card is plugged into a "hot" socket. This current flowing through the wire and trace inductance can cause voltage spikes which easily exceed the absolute maximum ratings of various devices on the card and may even damage the connector contacts. The trace length from the connector to the capacitors should be kept short, and excessive values of decoupling capacitor avoided.
4. The +5V and -5V supply busses to the COMBO circuits should be routed adjacent to a ground bus to help ensure that any r.f. noise pick-up is common mode. Each supply must be decoupled by 0.1  $\mu\text{F}$  capacitors with short traces to the GRP of each COMBO. Ceramic capacitors are best for good high frequency decoupling.
5. The +5V bus for the switching and control logic circuits should be a separate connection from the decoupled point close to the card connector. It should not share any common path with the +5V connection to the COMBO circuits. Each logic circuit should be decoupled with a 0.01  $\mu\text{F}$  ceramic capacitor from +5V to ground close to the device.
6. The ground connections for the logic circuits and low voltage relays may use a ground bus or, better still, a ground gnd system to maintain good noise margins on digital signals. This logic ground should connect directly to the card MECCA such that logic ground currents do not share common paths with any channel GRP returns.
7. TTL and LSTTL logic families draw considerably different supply currents when their outputs are in the high and low logic states, causing large switching currents to flow through the busses and decoupling capacitors. In contrast, CMOS logic circuits only draw significant currents during state transitions, and these currents are substantially balanced. A CMOS logic system therefore generates far less electrical noise than a similar TTL System. The use of the 74HC CMOS logic family is highly recommended for line card design. It helps to preserve high performance transmission in the analog circuits and offers better noise margins than TTL in the presence of transient voltages induced by relays and ringing signals. Always use +5V decoupling capacitors on each logic device when using "HC" CMOS logic.

## Applications Information

### POWER SUPPLIES

While the pins of the TP305X family are well protected against electrical misuse, it is recommended that the standard CMOS practice be followed, ensuring that ground is connected to the device before any other connections are made. In applications where the printed circuit board may be plugged into a "hot" socket with power and clocks already present, an extra long ground pin in the connector should be used.

All ground connections to each device should meet at a common point as close as possible to the GNDA pin. This minimizes the interaction of ground return currents flowing through a common bus impedance. 0.1  $\mu$ F supply decoupling capacitors should be connected from this common ground point to V<sub>CC</sub> and V<sub>BB</sub>, as close to the device as possible.

For best performance, the ground point of each CODEC/FILTER on a card should be connected to a common card ground in star formation, rather than via a ground bus.

This common ground point should be decoupled to V<sub>CC</sub> and V<sub>BB</sub> with 10  $\mu$ F capacitors.

### RECEIVE GAIN ADJUSTMENT

For applications where a TP305X family CODEC/filter receive output must drive a 600 $\Omega$  load, but a peak swing lower than  $\pm 2.5$ V is required, the receive gain can be easily adjusted by inserting a matched T-pad or  $\pi$ -pad at the output. Table II lists the required resistor values for 600 $\Omega$  terminations. As these are generally non-standard values, the equations can be used to compute the attenuation of the closest practical set of resistors. It may be necessary to use unequal values for the R1 or R4 arms of the attenuators to achieve a precise attenuation. Generally it is tolerable to allow a small deviation of the input impedance from nominal while still maintaining a good return loss. For example a 30 dB return loss against 600 $\Omega$  is obtained if the output impedance of the attenuator is in the range 282 $\Omega$  to 319 $\Omega$  (assuming a perfect transformer).

T-Pad Attenuator



$$R1 = Z1 \left( \frac{N^2 + 1}{N^2 - 1} \right) - 2\sqrt{Z1 \cdot Z2} \left( \frac{N}{N^2 - 1} \right)$$

$$R2 = 2\sqrt{Z1 \cdot Z2} \left( \frac{N}{N^2 - 1} \right)$$

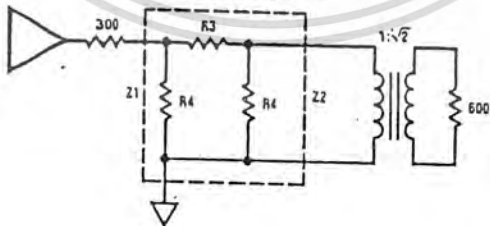
Where:  $N = \sqrt{\frac{\text{POWER IN}}{\text{POWER OUT}}}$

and  $S = \frac{\sqrt{Z1}}{\sqrt{Z2}}$

Also:  $Z = \sqrt{Z_{SC} \cdot Z_{OC}}$

Where Z<sub>SC</sub> = impedance with short circuit termination  
and Z<sub>OC</sub> = impedance with open circuit termination

$\pi$ -Pad Attenuator



$$R3 = \sqrt{\frac{Z1 \cdot Z2}{2} \left( \frac{N^2 - 1}{N} \right)}$$

$$R4 = Z1 \left( \frac{N^2 - 1}{N^2 - 2NS + 1} \right)$$

TL/H/5510-5

Note: See Application Note 370 for further details.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Transmission Characteristics** (Continued) Unless otherwise noted, limits printed in **BOLD** characters are guaranteed for  $V_{CC} = 5.0V \pm 5\%$ ,  $V_{BB} = -5.0V \pm 5\%$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $70^\circ C$  by correlation with 100% electrical testing at  $T_A = 25^\circ C$ . All other limits are assured by correlation with other production tests and/or product design and characterization.  $G_NDA = 0V$ ,  $f = 1.02 kHz$ ,  $V_{IN} = 0 dBm0$ , transmit input amplifier connected for unity gain non-inverting. Typical values specified at  $V_{CC} = 5.0V$ ,  $V_{BB} = -5.0V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ENVELOPE DELAY DISTORTION WITH FREQUENCY</b>						
$D_{XA}$	Transmit Delay, Absolute	$f = 1600 Hz$		290	315	$\mu s$
$D_{XR}$	Transmit Delay, Relative to $D_{XA}$	$f = 500 Hz - 600 Hz$		195	220	$\mu s$
		$f = 600 Hz - 800 Hz$		120	145	$\mu s$
		$f = 800 Hz - 1000 Hz$		50	75	$\mu s$
		$f = 1000 Hz - 1600 Hz$		20	40	$\mu s$
		$f = 1600 Hz - 2600 Hz$		55	75	$\mu s$
		$f = 2600 Hz - 3000 Hz$		80	105	$\mu s$
$D_{RA}$	Receive Delay, Absolute	$f = 1600 Hz$		180	200	$\mu s$
$D_{RR}$	Receive Delay, Relative to $D_{RA}$	$f = 500 Hz - 1000 Hz$	-40	-25		$\mu s$
		$f = 1000 Hz - 1600 Hz$	-30	-20		$\mu s$
		$f = 1600 Hz - 2600 Hz$		70	90	$\mu s$
		$f = 2600 Hz - 2800 Hz$		100	125	$\mu s$
		$f = 2800 Hz - 3000 Hz$		145	175	$\mu s$
<b>NOISE</b>						
$N_{XC}$	Transmit Noise, C Message Weights	TP3052, TP3053, TP3054		12	15	$dBm0$
$N_{XP}$	Transmit Noise, P Message Weights	TP3057		-74	-67	$dBm0p$
$N_{RC}$	Receive Noise, C Message Weights	PCM Code is Alternating Positive and Negative Zero — TP3052/53/54		8	11	$dBm0$
$N_{RP}$	Receive Noise, P Message Weights	TP3057 PCM Code Equals Positive Zero —		-82	-79	$dBm0p$
$N_{RS}$	Noise Side Frequency	$f = 0 kHz$ to $100 kHz$ , Loop Around Measurement, $V_{FX1}^+ = 0 V_{rms}$			-53	$dBm0$
$PPSR_X$	Positive Power Supply Rejection, Transmit	$V_{FX1}^+ = -50 dBm0$ $V_{CC} = 5.0 V_{DC} + 100 mV_{rms}$ $f = 0 kHz - 50 kHz$ (Note 2)	40			$dB$
$NPSR_X$	Negative Power Supply Rejection, Transmit	$V_{FX1}^- = -50 dBm0$ $V_{BB} = -5.0 V_{DC} + 100 mV_{rms}$ $f = 0 kHz - 50 kHz$ (Note 2)	40			$dB$
$PPSR_R$	Positive Power Supply Rejection, Receive	PCM Code Equals Positive Zero $V_{CC} = 5.0 V_{DC} + 100 mV_{rms}$ Measure $V_{FR0}$ $f = 0 Hz - 4000 Hz$	40			$dB$
		$f = 4 kHz - 25 kHz$	40			$dB$
		$f = 25 kHz - 50 kHz$	36			$dB$
$NPSR_R$	Negative Power Supply Rejection, Receive	PCM Code Equals Positive Zero $V_{BB} = -5.0 V_{DC} + 100 mV_{rms}$ Measure $V_{FR0}$ $f = 0 Hz - 4000 Hz$	40			$dB$
		$f = 4 kHz - 25 kHz$	40			$dB$
		$f = 25 kHz - 50 kHz$	36			$dB$

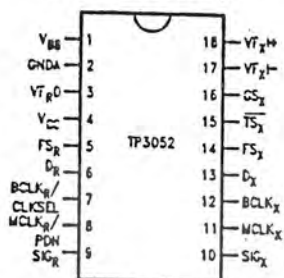
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Transmission Characteristics** Unless otherwise noted, limits printed in **BOLD** characters are guaranteed for  $V_{CC} = 5.0V \pm 5\%$ ,  $V_{BB} = -5.0V \pm 5\%$ ;  $T_A = 0^\circ C$  to  $70^\circ C$  by correlation with 100% electrical testing at  $T_A = 25^\circ C$ . All other limits are assured by correlation with other production tests and/or product design and characterization.  $G_{NDA} = 0V$ ,  $f = 1.02$  kHz,  $V_{IN} = 0$  dBm0, transmit input amplifier connected for unity gain non-inverting. Typical specified at  $V_{CC} = 5.0V$ ,  $V_{BB} = -5.0V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>AMPLITUDE RESPONSE</b>						
	Absolute Levels (Definition of Nominal Gain)	Nominal 0 dBm0 Level is 4 dBm (600 $\Omega$ ) 0 dBm0		1.2276		V <sub>rms</sub>
I <sub>MAX</sub>	Virtual Decision Valve Defined Per CCITT Rec. G.711	Max Overload Level TP3052, TP3053, TP3054 (3.17 dBm0) TP3057 (3.14 dBm0)		2.501 2.492		V <sub>PK</sub> V <sub>PK</sub>
G <sub>XA</sub>	Transmit Gain, Absolute	$T_A = 25^\circ C$ , $V_{CC} = 5V$ , $V_{BB} = -5V$ Input at $G_{SX} = 0$ dBm0 at 1020 Hz TP3052/53/54/57	<b>-0.15</b>		<b>0.15</b>	dB
G <sub>XR</sub>	Transmit Gain, Relative to G <sub>XA</sub>	$f = 16$ Hz $f = 50$ Hz $f = 60$ Hz $f = 200$ Hz $f = 300$ Hz - 3000 Hz $f = 3300$ Hz $f = 3400$ Hz $f = 4000$ Hz $f = 4600$ Hz and Up, Measure Response from 0 Hz to 4000 Hz			-40 -30 -26 -0.1 -0.15 0.05 0 -14 -32	dB dB dB dB dB dB dB dB dB
G <sub>XAT</sub>	Absolute Transmit Gain Variation with Temperature	Relative to G <sub>XA</sub>	<b>-0.1</b>		<b>0.1</b>	dB
G <sub>XAV</sub>	Absolute Transmit Gain Variation with Supply Voltage	Relative to G <sub>XA</sub>	<b>-0.05</b>		<b>0.05</b>	dB
G <sub>XRL</sub>	Transmit Gain Variations with Level	Sinusoidal Test Method Reference Level = -10 dBm0 $V_{FX} _+ = -40$ dBm0 to +3 dBm0 $V_{FX} _- = -50$ dBm0 to -40 dBm0 $V_{FX} _+ = -55$ dBm0 to -50 dBm0	<b>-0.2</b> <b>-0.4</b> <b>-1.2</b>		<b>0.2</b> <b>0.4</b> <b>1.2</b>	dB dB dB
G <sub>RA</sub>	Receive Gain, Absolute	$T_A = 25^\circ C$ , $V_{CC} = 5V$ , $V_{BB} = -5V$ Input = Digital Code Sequence for 0 dBm0 Signal at 1020 Hz TP3052/53/54/57	<b>-0.15</b>		<b>0.15</b>	dB
G <sub>RR</sub>	Receive Gain, Relative to G <sub>RA</sub>	$f = 0$ Hz to 3000 Hz $f = 3300$ Hz $f = 3400$ Hz $f = 4000$ Hz	<b>-0.15</b> <b>-0.35</b> <b>-0.7</b>		<b>0.15</b> <b>0.05</b> <b>0</b> <b>-14</b>	dB dB dB dB
G <sub>RAT</sub>	Absolute Receive Gain Variation with Temperature	Relative to G <sub>RA</sub>	<b>-0.1</b>		<b>0.1</b>	dB
G <sub>RAV</sub>	Absolute Receive Gain Variation with Supply Voltage	Relative to G <sub>RA</sub>	<b>-0.05</b>		<b>0.05</b>	dB
G <sub>RRL</sub>	Receive Gain Variations with Level	Sinusoidal Test Method; Reference Input PCM Code Corresponds to an Ideally Encoded PCM Level = -40 dBm0 to +3 dBm0 = -50 dBm0 to -40 dBm0 = -55 dBm0 to -50 dBm0	<b>-0.2</b> <b>-0.4</b> <b>-1.2</b>		<b>0.2</b> <b>0.4</b> <b>1.2</b>	dB dB dB
V <sub>RO</sub>	Receive Output Drive Level	$R_L = 600\Omega$	<b>-2.5</b>		<b>2.5</b>	V

# Connection Diagrams (Continued)

Dual-In-Line Package

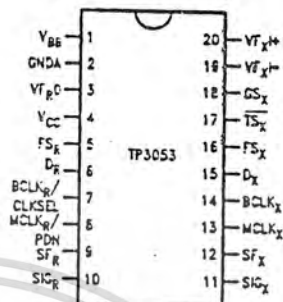


Top View

Order Number TP3052J  
See NS Package Number J18A

TL/H/5510-6

Dual-In-Line Package

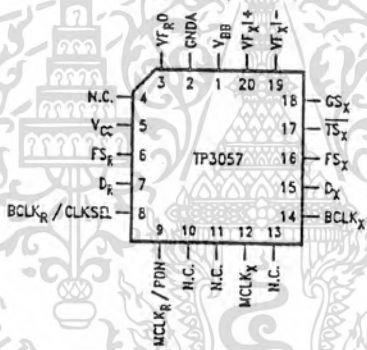


Top View

Order Number TP3053J  
See NS Package Number J20A

TL/H/5510-5

Plastic Chip Carrier



Top View

Order Number TP3057V  
See NS Package Number V20A

TL/H/5510-7

TP3052, TP3053, TP3054, TP3057

