

เครื่องรับ-ส่ง ข้อมูล ด้วยระบบมอดูเลต 4 PSK

TRANSMITTER AND RECEIVER BY 4 PSK MODULATION



โดย  
นายสิริวัฒน์ นันทโกวิท  
นายธาดาศักดิ์ นางรวย  
นายวิเทพ เปรมธนาธิกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 50099  
วัน,เดือน,ปี 2 1 เม.ย. 2547

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

๒๕๔๗/๒๕๔๗

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ-ส่ง ข้อมูล ด้วยระบบมอดูเลต 4 PSK

TRANSMITTER AND RECEIVER BY 4 PSK MODULATION

โดย

นายสิริวัฒน์ นันทโกวิท รหัส 43015043

นายธาดาศักดิ์ นามจรวย รหัส 43015069

นายวิเทพ เปรมธนารักษ์ รหัส 43015085

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับ-ส่ง ข้อมูล ด้วยระบบมอดูเลต 4 PSK

TRANSITTER AND RECEIVER BY 4 PSK MODULATION

ผู้จัดทำ

1. นายสิริวัฒน์ นันทโกวิท รหัส 43015043
2. นายธาดาศักดิ์ นางรวย รหัส 43015069
3. นายวิเทพ เปรมชนารักษ์ รหัส 43015085

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องรับ-ส่ง ข้อมูล ด้วยระบบมอดูเลต 4 PSK

### Transmitter and Receiver by 4 PSK modulation

โดย นายสิริวัฒน์ นันทโกวิท รหัส 43015043

นายธาดาศักดิ์ นางรวย รหัส 43015069

นายวิเทพ เปรมชนารักษ์ รหัส 43015085

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอ การส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธี TDM(Time Division Multiplex) โดยสัญญาณที่มีคิตเฟล็กซ์แล้วจะถูกนำไปเข้ารหัสแบบ 4 PSK และส่งออกอากาศ โดยระบบ AM

ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณแล้ว สัญญาณพาหะจะถูกแยกออก และสัญญาณจะถูกคิมอดูเลตด้วยระบบ 4 PSK และแยกสัญญาณทั้ง 2 ออก โดยคิตมีคิตเฟล็กซ์ก็จะ ได้ข้อมูลและสัญญาณเสียงออกมา

#### ABSTRACT

This project propose the design of transmitter and receiver which can transmit and receive both voice and data. In this project we use the concept of TDM and 4 PSK modulation scheme in the transmitter and receiver.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หน้า

### บทที่ 1 บทนำ

1

### บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 QPSK(Quadrature Phase shift Keying)	3
2.2 เคล็ด้ามอดูเลชั่น	5
2.3 ฟิลเตอร์แบบแอกทีฟ	9
2.4 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	12
2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	14
2.6 วงจรเลื่อนเฟส	17
2.7 เครื่องส่งวิทยุ AM	20
2.8 เครื่องรับวิทยุ AM	26
2.9 เฟสล็อกแบบดิจิตอล	29
2.10 วงจรออสซิลเลเตอร์	33

### บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง

3.1 การออกแบบวงจรรับ-ส่ง QPSK	34
3.2 การออกแบบวงจรปริ้ไมค์โมดูล(Pre-mic Module)	36
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low pass filter)	37
3.4 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลและดิจิตอลเป็นอนาล็อก	46
3.5 วงจรมัลติเพล็กซ์	50
3.6 วงจรดีมัลติเพล็กซ์	52
3.7 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรม 2 บิต	53
3.8 วงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต	54
3.9 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์	55
3.10 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ	55
3.11 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	56
3.12 วงจรเชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์	57
3.13 การสร้างสัญญาณนำร่องและคลื่นพาห์	59
3.14 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 200 kHz	59
3.15 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 20 kHz	61
3.16 วงจรหาร 10	62
3.17 การกู้สัญญาณนำร่องและคลื่นพาห์	62
3.18 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 kHz ด้วยเฟสล็อก	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.19 การกึ่งสัญญาณ QPSK (คีมอดูเลเตอร์)	63
3.20 วงจรนอกรีฟิเตอร์(notch filter )20 kHz	64
3.21 การออกแบบวงจรข้อมูลดิจิทัล	65
3.22 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)	66
3.23 วงจรเข้ารหัส-ถอดรหัส แมนเชสเตอร์	67
3.24 การออกแบบวงจรยูนิโพลาร์เป็น ไบโพลาร์ และ ไบโพลาร์เป็นยูนิโพลาร์	68
3.25 ออกแบบวงจรเครื่องส่งสัญญาณแบบ เอเอ็ม	70
3.26 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่คลื่นพาหะ	70
3.27 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 60 เมกกะเฮิร์ตซ์ ชนิดคัตเตอร์วีร์ธอันดับ 3	72
3.28 วงจรขยายสัญญาณวิทยุ(Radio Frequency Amplifier)	74
3.29 วงจรดีเทคเตอร์	74
<b>บทที่ 4 การทดลอง</b>	
4.1 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาและวงจรหาร	76
4.2 การทดลองวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก	76
4.3 การทดลองวงจรมัลติเพล็กซ์และวงจรมัลติเพล็กซ์	78
4.4 การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณแบบอนุกรมเป็นแบบขนานและ วงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรม 2 บิต	82
4.5 การทดสอบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	83
4.6 การทดลองวงจรถ่ายสัญญาณคลื่นพาหะและสัญญาณนำร่อง	84
4.7 การทดสอบวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์	86
4.8 การมอดูเลต	88
4.9 การทดลองวงจรกึ่งสัญญาณนำร่องและคลื่นพาหะ	91
4.10 การคีมมอดูเลต	94
4.11 การกึ่งสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล	96
4.12 วงจรกำเนิดคลื่นพาหะ	98
4.13 วงจรมอดูเลตสัญญาณคลื่นแบบ AM	99
4.14 การทดลองวงจรรับสัญญาณทางด้านภาครับ	100
4.15 การทดลองของวงจรดีเทคเตอร์	101
4.16 การทดลองวงจรกรองความถี่(filter)	102
4.17 วงจรปริแอมป์	104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกโคออดิเนตของภาคส่ง	1
รูปที่ 1.2 บล็อกโคออดิเนตของภาครับ	1
รูปที่ 2.1 บล็อกโคออดิเนตของภาคส่งของ QPSK มอดูเลชัน(QPSK modulation)	3
รูปที่ 2.2 ระนาบสัญญาณของ QPSK	4
รูปที่ 2.3 บล็อกโคออดิเนตของวงจรเคลด้ามอดูเลชัน	5
รูปที่ 2.4 รูปคลื่นของระบบเคลด้ามอดูเลชัน	6
รูปที่ 2.5 บล็อกโคออดิเนตการทำงานของ CVSD ในการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิตอล	8
รูปที่ 2.6 บล็อกโคออดิเนตการทำงานของ CVSD ในการแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก	9
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ	11
รูปที่ 2.8 วงจรคิฟเฟอร์เร็นเซียล	13
รูปที่ 2.9 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์	13
รูปที่ 2.10 แสดงการสุ่มตัวอย่างตามธรรมชาติ	14
รูปที่ 2.11 แสดงการเพิ่มความเร็วในการส่งพัลส์ทำให้เกิดช่องเวลาที่ว่าง	15
รูปที่ 2.12 แสดงการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาด้วยระบบพีเอเอ็ม	16
รูปที่ 2.13 แสดงการส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	16
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรแยกสัญญาณพีเอเอ็มจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาทางด้านเครื่องรับ	17
รูปที่ 2.15 วงจรกรองผ่านหมด	17
รูปที่ 2.16 รูปองค์ประกอบในระนาบ S-plane	18
รูปที่ 2.17 รูปองค์ประกอบรวมในระนาบ S-plane	18
รูปที่ 2.18 แสดงค่า $\theta_s$ ที่ค่า $\omega$ ต่างๆ	19
รูปที่ 2.19 กราฟลือตกราฟทางขนาดและเฟสในระบบพิกัดฉาก	20
รูปที่ 2.20 การรวมสัญญาณคลื่นไซน์สองสัญญาณแบบเส้น	21
รูปที่ 2.21 การรวมแบบไม่เชิงเส้น	21
รูปที่ 2.22 รูปคลื่น เอ เอ็ม ที่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะของสัญญาณอินเทลลิเจนท์	22
รูปที่ 2.23 รูปที่ได้จากคลื่นพาหะและความถี่ด้านบนและด้านล่างในรูปคลื่น เอ เอ็ม	23
รูปที่ 2.24 รูปการมอดูเลทของแถบความถี่	24
รูปที่ 2.25 แสดงการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต	24
รูปที่ 2.26 พิจารณา block diagram ของเครื่องรับ	26
รูปที่ 2.27 อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ถูกใช้เพื่อเป็นเครื่องรับ	28
รูปที่ 2.28 แสดงผลสัญญาณ Diode detector	29
รูปที่ 2.29 แสดงบล็อกโคออดิเนตของดิจิตอลเฟสล็อกกลูป	29
รูปที่ 2.30 แสดงตัวคักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.31 แสดงสภาวะของตัวคักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่	31
รูปที่ 2.32 แสดงกราฟคุณสมบัติเอาต์พุต เฉลี่ยของตัวคักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่	32
รูปที่ 2.33 แสดงรูปสัญญาณของตัวคักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่	32
รูปที่ 2.34 วงจรคอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์	33
รูปที่ 3.1 ระบายสัญญาณของ QPSK	35
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทางด้านส่ง	35
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของ QPSK	35
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทางด้านรับ	36
รูปที่ 3.5 วงจรปริโมค	36
รูปที่ 3.6 วงจรปรับคี่ซีออฟเซต	37
รูปที่ 3.7 การวางโหนดวงจร Sallen and Key	37
รูปที่ 3.8 วงจร Sallen and Key ที่ $k = 3 - 1/Q$	39
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Sallen and Key ที่มี $K = 1$	39
รูปที่ 3.10 แสดงตำแหน่งของ $\omega_p$ , $\omega_{min}$ และ $\alpha_{max}$	40
รูปที่ 3.11 แสดงการกำหนด $\omega_0$ และ $Q$ ของวงจรในแต่ละส่วน	40
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4	42
รูปที่ 3.13 วงจรนอกรีฟิเลเตอร์	42
รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านรวม	45
รูปที่ 3.15 วงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator	46
รูปที่ 3.16 วงจรเข้ารหัสแบบเคลด้ามอดูเลเตอร์	48
รูปที่ 3.17 วงจรถอดรหัสแบบเคลด้ามอดูเลชัน	49
รูปที่ 3.18 วงจรมัลติเพล็กซ์	50
รูปที่ 3.19 แสดงการเรียงข้อมูลขนานไปเป็นข้อมูลอนุกรม	51
รูปที่ 3.20 คีมัลติเพล็กซ์	52
รูปที่ 3.21 แสดงการจัดคีมัลติเพล็กซ์	52
รูปที่ 3.22 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรม 2 บิต	53
รูปที่ 3.23 วงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต	54
รูปที่ 3.24 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์	55
รูปที่ 3.25 วงจร วมสัญญาณชนิดนอนอินเวอร์ตติ้ง	55
รูปที่ 3.26 วงจรรวมสัญญาณส่ง	56
รูปที่ 3.27 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.28 รายละเอียดของไอซีแปลงสัญญาณเพื่อการเชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรม RS-232	57
รูปที่ 3.29 วงจรแปลงระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์เป็นระดับสัญญาณ ทีทีแอล	58
รูปที่ 3.30 วงจรแปลงระดับสัญญาณ TTL เป็นระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์พอร์ต RS-232	58
รูปที่ 3.31 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณนำร่องและคลื่นพาห์	59
รูปที่ 3.32 วงจร DELYIANNIS-FRIEND	59
รูปที่ 3.33 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ใช้ในการคำนวณ	60
รูปที่ 3.34 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ความถี่ 200 kHz	61
รูปที่ 3.35 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ความถี่ 20 kHz	61
รูปที่ 3.36 วงจรหาร 10	62
รูปที่ 3.37 บล็อกไดอะแกรมการกู้คลื่นพาห์	62
รูปที่ 3.38 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 kHz ด้วยเฟสล็อกกลูป	63
รูปที่ 3.39 บล็อกไดอะแกรมการกู้สัญญาณ QPSK	63
รูปที่ 3.40 วงจรนอกรีตเตอร์	64
รูปที่ 3.41 วงจรนอกรีตเตอร์ 20 kHz	65
รูปที่ 3.42 บล็อกไดอะแกรมวงจรถูกข้อมูลในแต่ละบิตข้อมูล	65
รูปที่ 3.43 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา	66
รูปที่ 3.44 ไทม์มิง ไดอะแกรมของวงจรถูกสัญญาณนาฬิกา	67
รูปที่ 3.45 วงจรเข้ารหัสแมนเชสเตอร์	67
รูปที่ 3.46 วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์	68
รูปที่ 3.47 แสดงรูปของสัญญาณจากการถอดรหัสแมนเชสเตอร์ โดยใช้ดี-ฟลิปฟล็อป	68
รูปที่ 3.48 วงจรลดทอน	69
รูปที่ 3.49 วงจรแปลงยูนิโพลาร์เป็น ไบโพลาร์ ที่ใช้จริง	69
รูปที่ 3.50 วงจรแปลงไบโพลาร์ เป็นยูนิโพลาร์	70
รูปที่ 3.51 วงจรเครื่องส่งสัญญาณแบบ เอเอ็ม	70
รูปที่ 3.52 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลลีตซ์ชนิดเบสรวม	71
รูปที่ 3.53 วงจรสมมูลทาง AC ของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคอลลีตซ์ชนิดเบสรวม	71
รูปที่ 3.54 วงจรออสซิลเลเตอร์จริงที่ใช้งาน	72
รูปที่ 3.55 วงจรกรองความถี่ผ่าน ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3	73
รูปที่ 3.56 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3	73
รูปที่ 3.57 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่านที่ 60 เมกะเฮิร์ต ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3	74
รูปที่ 3.58 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	74
รูปที่ 3.59 วงจรไดโอดคิเทคเตอร์	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.1 ทดสอบวงจรมหาพีกา	76
รูปที่ 4.2 แสดงผลทดสอบวงจร D/A และ A/D 1 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 1	77
รูปที่ 4.3 แสดงผลทดสอบวงจร D/A และ A/D 2	77
รูปที่ 4.4 แสดงผลทดสอบวงจร D/A และ A/D 3	78
รูปที่ 4.5 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 1	79
รูปที่ 4.6 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 2	79
รูปที่ 4.7 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 1	80
รูปที่ 4.8 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 2	80
รูปที่ 4.9 แสดงผลทดสอบวงจรที่มีลติเพ็ล็กซ์ 3	81
รูปที่ 4.10 แสดงผลทดสอบวงจรแปลงสัญญาณแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน	82
รูปที่ 4.11 แสดงผลทดสอบวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรม	83
รูปที่ 4.12 แสดงผลทดสอบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	83
รูปที่ 4.13 แสดงผลวงจรถัดกันพาทซ์ 1	84
รูปที่ 4.14 แสดงผลวงจรถัดกันพาทซ์ 2	85
รูปที่ 4.15 แสดงผลวงจรถัดกันพาทซ์ 3	85
รูปที่ 4.16 แสดงผลวงจรถัดกันพาทซ์ 4	86
รูปที่ 4.17 แสดงผลทดสอบวงจรปาดานซ์มอดูเลเตอร์ 1	87
รูปที่ 4.18 แสดงผลทดสอบวงจรปาดานซ์มอดูเลเตอร์ 2	88
รูปที่ 4.19 การมอดูเลต 1	89
รูปที่ 4.20 การมอดูเลต 2	89
รูปที่ 4.21 การมอดูเลต 3	90
รูปที่ 4.22 การมอดูเลต 4	90
รูปที่ 4.23 การกั้สัญญาณพาหะ 1	91
รูปที่ 4.24 การกั้สัญญาณพาหะ 2	91
รูปที่ 4.25 การกั้สัญญาณพาหะ 3	92
รูปที่ 4.26 การกั้สัญญาณพาหะ 4	92
รูปที่ 4.27 การกั้สัญญาณพาหะ 5	93
รูปที่ 4.28 การกั้สัญญาณพาหะ 6	93
รูปที่ 4.29 การคีมอดูเลต 1	94
รูปที่ 4.30 การคีมอดูเลต 2	95
รูปที่ 4.31 การคีมอดูเลต 3	95
รูปที่ 4.32 การกั้ข้อมูล 1	96
รูปที่ 4.33 การกั้ข้อมูล 2	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.34 การกู้ข้อมูล 3	97
รูปที่ 4.35 การกู้ข้อมูล 4	97
รูปที่ 4.36 การกู้ข้อมูล 5	98
รูปที่ 4.37 การกำเนิดสัญญาณพาหะ	99
รูปที่ 4.38 การมอดูเลต AM	99
รูปที่ 4.39 การมอดูเลต AM (สเป็คตรัมสัญญาณ)	100
รูปที่ 4.40 การดีมอดูเลต AM	101
รูปที่ 4.41 การดีเทคสัญญาณ	101
รูปที่ 4.42 กราฟผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	102
รูปที่ 4.43 กราฟผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่าน 200 kHz	103
รูปที่ 4.44 กราฟผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่าน 20 kHz	103
รูปที่ 4.45 กราฟผลตอบสนองทางขนาดของวงจรมอดูเลตออร์โธโกนัลความถี่ 20 kHz	104
รูปที่ 4.46 กราฟผลการตอบสนองระหว่างความถี่กับการขยาย	105



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูล ไบนารีที่ถูกเปลี่ยนให้มีระดับแรงดันสองระดับ	30
ตารางที่ 3.2 สัญญาณ QPSK	30
ตารางที่ 3.3 ตัวอย่างค่าอินดิกแดนซ์โดยใช้วงจรมัลติเพลกซ์	72
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรมัลติเพลกซ์	104



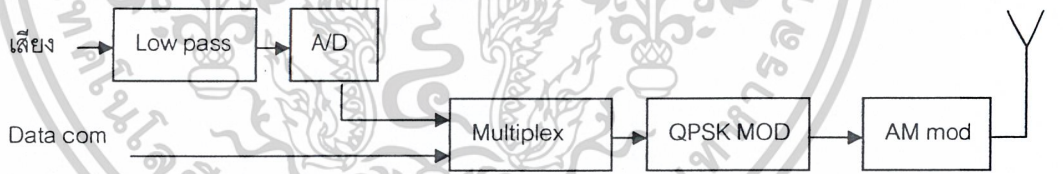
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1 บทนำ

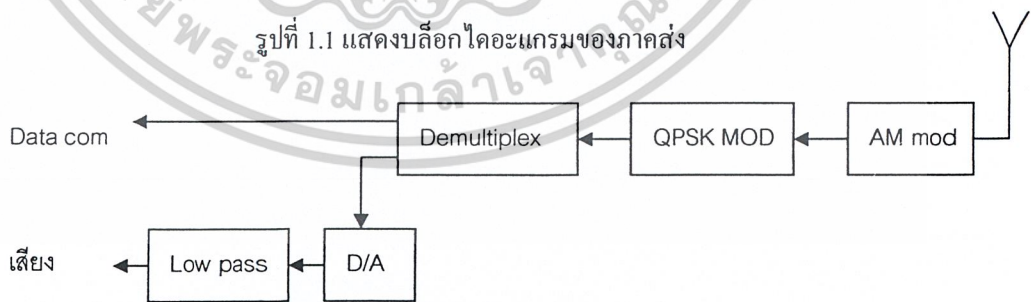
ระบบการสื่อสารในปัจจุบันจะเป็นระบบดิจิทัลเป็นส่วนใหญ่ เนื่องจากมีข้อดีที่เหนือกว่าระบบอนาล็อกคือเรื่องของสัญญาณรบกวนและความถูกต้องแม่นยำ ในระบบดิจิทัลเราสามารถกำเนิดสัญญาณขึ้นใหม่จากสัญญาณเดิมที่ถูกรบกวนได้โดยสัญญาณที่กำเนิดขึ้นใหม่นี้มีลักษณะเหมือนด้านส่งทุกประการด้วยข้อดีนี้ จึงมีผู้คิดค้นเทคนิควิธีการต่างๆ มากมายที่จะนำมาใช้ในการส่งและรับข้อมูลดิจิทัล

ในการสื่อสารข้อมูลครั้งแรกๆ นั้นสามารถส่งข้อมูลไบนารีไปกับคลื่นพาห้ได้เพียงครั้งละหนึ่งบิตเท่านั้น และ 1 ช่องสัญญาณเท่านั้น ต่อมาพบว่าความต้องการในการสื่อสารระบบดิจิทัลเพิ่มสูงขึ้น และต้องการใช้ช่องทางการสื่อสารที่มีอยู่ให้เกิดประโยชน์สูงสุด จึงเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณา ดังนั้นเทคนิคใหม่ๆ ที่เกิดตามมาหลังจากนั้นจึงมุ่งเน้นให้สามารถส่งข้อมูลได้ทีละหลายๆ โดยการมอดูเลตเฟล็กซ์ด้วยวิธีการต่างๆ และสามารถส่งข้อมูลไบนารีไปกับคลื่นพาห้ได้มากกว่าครั้งละหนึ่งบิต จึงทำให้เสมือนว่าต้องการแบนวิดท์ในการส่งสัญญาณน้อยลง

จากการศึกษาในบทความข้างต้น ทำให้คัดลึนใจเลือกเทคนิคการมอดูเลชัน แบบ 4 PSK หรือ QPSK เป็นหัวข้อของโครงการ เนื่องจากมีประสิทธิภาพและความยุ่งยากในการสร้างอยู่ในระดับปานกลาง โดยในโครงการนี้จะสามารถส่งข้อมูลไบนารีไปกับคลื่นพาห้ได้ครั้งละ 2 บิตโดยจะส่งเสียงร่วมกับสัญญาณ ลอจิก ด้วยระบบมอดูเลตเฟล็กซ์แบบแบ่งเวลา(Time division multiplex) ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งและภาครับได้แสดงดังรูปที่ 1.1 และ 1.2



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ

ภาคส่งจะประกอบด้วยวงจรต่างๆ ดังนี้ เมื่อเสียงเข้ามาทางด้านภาคอินพุต (ไมค์โครโฟน) เสียงจะถูกยกระดับด้วยวงจร DC offset เพื่อให้เสียงมีขนาดอยู่ในช่วงบวกช่วงเดียว เนื่องจาก วงจร A/D จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานได้ในขนาดที่เป็นบวกเท่านั้น เมื่อระดับขนาดบวกของสัญญาณ แล้วจากนั้นก็ใส่ตัวกรอง low pass filter เพื่อกรองความถี่เสียงออกมา จะประกอบด้วยวงจร กรองความถี่ต่ำลำดับที่ 4 และวงจรนอกรีตฟิลเตอร์ สาเหตุที่ต้องมีวงจร นอกรีตฟิลเตอร์เพราะว่าวงจรกรองความถี่ต่ำลำดับที่ 4 ไม่มีประสิทธิภาพที่จะกรองความถี่ได้หมดจึงต้องเพิ่มส่วนของวงจรนี้เข้าไป แล้วนำสัญญาณที่ผ่านการกรองความถี่แล้วไปเข้าวงจรแปลง A/D เพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นดิจิทัลต่อไป ส่วนค่านววงจร มัลติเพล็กซ์ก็จะรับสัญญาณดิจิทัลออกมาจากส่วนของเอาต์พุตของวงจร A/D และ สัญญาณลอจิก เมื่อมัลติเพล็กซ์สัญญาณแล้ว เข้าจะเข้าสู่บล็อกของ QPSK ก็จะประกอบด้วยวงจร แปลงอนุกรมไปเป็นขนานเพื่อแยกบิตเข้าไปสู่วงจร บาลานซ์มอดูเลเตอร์ ส่วนสัญญาณคลื่นพาห์แยกเป็น 2 สัญญาณคือสัญญาณไซน์ และ โคไซน์ ฉะนั้นจึงนำเอาวงจรเลื่อนเฟส 90 องศาไปใช้แปลงคลื่นพาห์ให้เป็นสัญญาณทั้ง 2 เมื่อวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (double sideband suppress carrier ) มอดูเลตสัญญาณข้อมูล และ คลื่นพาห์แล้วจะได้เอาต์พุตที่มีมมเฟสแตกต่างกันถึง 4 แบบ และจะส่งเอาต์พุตนี้เข้าไปสู่ตัวกรองเอเอ็มมอดูเลเตอร์ส่งสัญญาณออกอากาศต่อไป

ส่วนภาครับจะมีวงจรคล้ายๆ กับทางด้านส่งโดยหลักสำคัญของทางด้านรับจะต้องกู้คลื่นพาห์ให้มีมมเฟสตรงกับด้านส่งและมีความถี่เท่ากันด้วยในส่วนของการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK เมื่อรับสัญญาณเข้ามาแล้ว จะดีมอดูเลตด้วย เอเอ็มเพื่อกำจัดคลื่นพาห์ จากนั้นก็เข้าสู่ภาคดีมอดูเลตของ QPSK และดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณออกมา ได้สัญญาณดิจิทัล 2 สัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณดิจิทัล 1 สัญญาณไปผ่านวงจร D/A ผ่านกรองความถี่ต่ำ และส่งไปผ่านวงจรขยายต่อไป ก็จะได้เสียงออกมา



บทที่ 2  
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 Quadrature Phase-Shift Keying(QPSK)

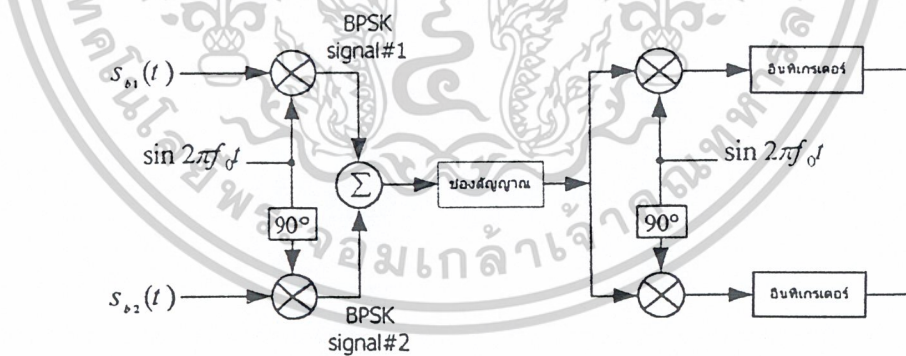
ในระบบของ BPSK นั้นเฟสของสัญญาณจะแตกต่างกัน 180 องศา ซึ่งสัญญาณจะอยู่ในรูปของ  $\pm A \cos \omega_c t$  แต่เรารู้ว่า  $\cos \omega_c t$  และ  $\sin \omega_c t$  เป็นสัญญาณที่เป็นออร์ทอกอนัล(orthogonal) กัน นั่นคือ ผลการอินทิเกรตของผลคูณทั้งสองเป็นศูนย์ ถ้าข้อมูลไบนารีถูกส่งโดยการใช้คลื่นพาห้(carrier) ทั้ง  $\sin \omega_c t$  และ  $\cos \omega_c t$  ซึ่งออร์ทอกอนัล(orthogonal)กันแล้วจึงเป็นไปได้ที่จะแยกทั้งสองออกจากกันได้อย่างสมบูรณ์ที่เครื่องรับ โดยการใช้เทคนิคการตรวจจับแบบร่วมนัย(coherent detector) จากแนวคิดอันนี้จึงเป็นไปได้ที่จะส่งสัญญาณ BPSK สองสัญญาณซึ่งแยกกันมาพร้อมๆกันได้โดยไม่ทำให้แบนด์วิดท์ (bandwidth) เพิ่มขึ้น ระบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.1

เราจะสมมุติว่าสัญญาณเบสแบนด์(Baseband signal) เป็นพัลส์ไบโพลาร์(bipolar pulse : $S_{bi}(t)$ ) แต่ละซีกของมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 2.1 จะเป็น BPSK ที่มีคลื่นพาห้(carrier) ซึ่งออร์ทอกอนัล(orthogonal)กัน ผลรวมจาก BPSK แต่ละซีกจะทำให้เกิดสัญญาณรูปแบบใดรูปแบบหนึ่งในสี่รูปแบบที่เป็นไปได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} & + \cos \omega_c t + \sin \omega_c t \\ & + \cos \omega_c t - \sin \omega_c t \\ & - \cos \omega_c t + \sin \omega_c t \\ & - \cos \omega_c t - \sin \omega_c t \end{aligned}$$

หรือ

$$\pm (\cos \omega_c t \pm \sin \omega_c t) \cos \omega_c t \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของ QPSK มอดูเลชัน(QPSK modulation)

โดยการใช้ความรู้ทางตรีโกณ(trigonometric) เทอมในวงเล็บของสมการที่(2.1)สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\cos \omega_c t \pm \sin \omega_c t = \sqrt{2} \cos \left( \omega_c t \pm \frac{\pi}{4} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สัญญาณที่เป็นไปได้ทั้ง 4 รูปแบบข้างต้นสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\sqrt{2} \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{4})$$

$$\sqrt{2} \cos(\omega_c t + \frac{3\pi}{4})$$

$$\sqrt{2} \cos(\omega_c t + \frac{5\pi}{4})$$

$$\sqrt{2} \cos(\omega_c t + \frac{7\pi}{4})$$

จุดของสัญญาณเหล่านี้บนระนาบสัญญาณ(signal space) จะอยู่ห่างกันเป็นระยะเท่ากันรอบวงกลมหนึ่งหน่วย ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ระนาบสัญญาณของ QPSK

ดังนั้นการส่งสัญญาณออร์ทอกอนัล(orthogonal) BPSK ออกไปพร้อมๆกัน จะเหมือนกับสัญญาณ MPSK ที่มีมุมที่เป็นไปได้ 4 มุม ซึ่งเราเรียกว่า Quadrature Phase-Shift Keying: QPSK ข้อมูลที่อยู่ในรูปของลำดับข้อมูลไบนารีนั้นจะถูกจับคู่กันเพื่อสร้างสัญญาณ 4 ระดับ เช่น ยกตัวอย่างลำดับข้อมูลไบนารี

011010110010

เราสามารถเขียนใหม่ในเลขฐาน 10 โดยจับทีละ 2 บิต ได้ดังนี้

1 2 2 3 0 2

ซึ่งที่หลักแรกตรงกับ 01, หลักที่ 2 ตรงกับ 10, หลักที่ 3 ตรงกับ 10 และหลักต่อไป จากนั้นเราจะกำหนดเฟสที่ใช้กับข้อมูลไบนารี 2 บิต ดังต่อไปนี้

$$00 \longrightarrow \frac{\pi}{4}, \quad 10 \longrightarrow \frac{5\pi}{4} = -\frac{3\pi}{4}$$

$$01 \longrightarrow \frac{3\pi}{4}, \quad 11 \longrightarrow \frac{7\pi}{4} = -\frac{\pi}{4}$$

ใช้การกำหนดเฟสกับตัวอย่างข้างต้น เฟสที่ส่งออกไปจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

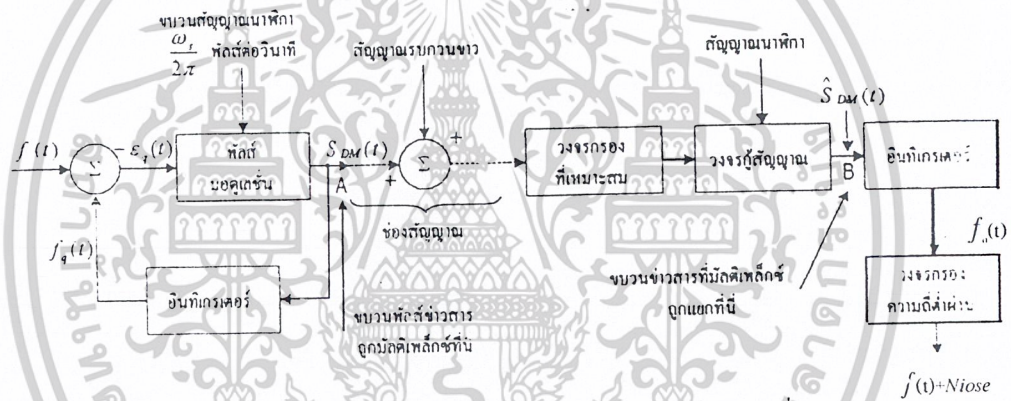
$$\frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}$$

สังเกตว่าบอดเรต (boud rate) ที่ใช้ส่งเป็นครึ่งหนึ่งของที่ต้องการด้วยอัตราข้อมูลเดียวกันดังนั้น QPSK จึงต้องการแบนด์วิคที่เพียงครึ่งเดียวของที่ BPSK ต้องการ

2.2 **เดลต้ามอดูเลชัน(Delta modulation)**

เดลต้ามอดูเลชันอาจอธิบายได้ว่าเป็นการมอดูเลตรหัสพัลส์(Pulse Code Modulation:PCM) ชนิดหนึ่งที่ใช้การเข้ารหัสเพียง 1 บิต เท่านั้น การเข้ารหัส 1 บิต ถูกทำให้เป็นไปได้โดยฟีดแบ็คลูป(feedback loop) ที่เป็นส่วนหนึ่งของกระบวนการเข้ารหัสซึ่งมีอินทิเกรเตอร์แบบอุดมคติ (Ideal integrator) อยู่ในฟีดแบ็คลูปนั้นและจะถูกเรียกว่า เบสิกเดลต้ามอดูเลชัน(basic delta modulation)

2.2.1 ระบบของบล็อกไออะแกรม (System block diagram)



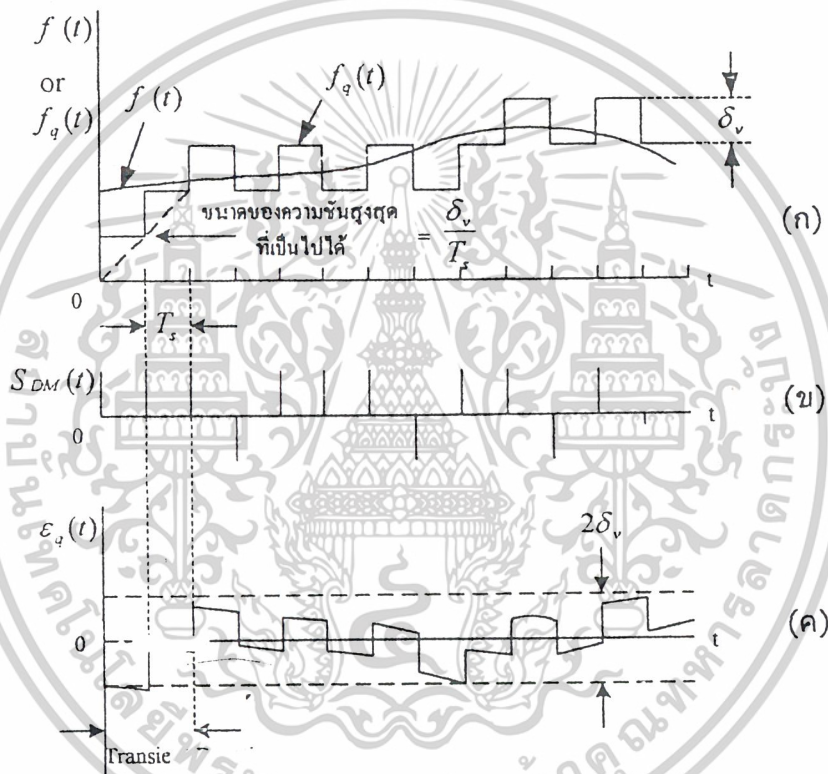
รูปที่ 2.3 บล็อกไออะแกรมของวงจรเดลต้ามอดูเลชัน

รูปที่ 2.3 แสดงองค์ประกอบของระบบเดลต้ามอดูเลชัน ทางด้านส่งพัลส์มอดูเลชัน รับอินพุต ขบวนการพัลส์ของพัลส์สัญญาณนาฬิกา (clock pulse) ที่มีแอมพิทูดคงที่และเกิดขึ้นด้วยอัตรา  $\omega_s/2\pi$  พัลส์ ต่อวินาที มาแปลเป็นขบวนการเอาต์พุตของโพลาร์พัลส์ (polar pulse) ซึ่งลักษณะขั้วของมันจะถูกกำหนด โดย สัญญาณความผิดพลาดของลูป (loop error signal :  $-E_q(t)$ ) ถ้า  $-E_q(t)$  เป็นบวกที่เวลาของอินพุต พัลส์ใดๆที่กำหนดให้เอาต์พุตพัลส์จะเป็นบวก แต่ถ้า  $-E_q(t)$  เป็นลบ เอาต์พุตพัลส์ก็จะเป็นลบ ค่าความ ผิดพลาด  $-E_q(t)$  เป็นผลต่าง  $\{ f(t) - f_r(t) \}$  ระหว่างขาเข้าอินพุต  $f(t)$  และ  $f_r(t)$  ที่เกิดจากการอินทิเกรต ขบวนการพัลส์  $S_{DM}(t)$  ซึ่งถูกกำหนดขึ้นทางเอาต์พุต เราจะสมมติว่าพัลส์ที่ถูกกำหนดขึ้นเหล่านี้มีช่วงเวลา  $T$  ซึ่งสั้นเมื่อเทียบกับเวลาของแซมเปิลพัลส์ (sample pulse :  $T_s = \omega_s/2\pi$ ) ดังนั้นเอาต์พุตอินทิเกรเตอร์ แบบอุดมคติ  $f_r(t)$  จะเป็นรูปคลื่นขั้นบันได ที่ปรับขึ้นทางบวกสำหรับแต่ละพัลส์ที่เป็นบวก และปรับขึ้น ลงทางลบสำหรับแต่ละพัลส์ที่เป็นลบ จะเห็นได้ว่าแต่ละพัลส์ที่ถูกส่งออกไปคือ สัญญาณ  $-E_q(t)$  ที่ถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ารหัสแบบ 1 บิต เนื่องจากว่าตอนนี้การทำงานของลูบจะพยายามให้  $f_q(t)$  มีค่าประมาณ  $f(t)$  ทำให้การทำงานรวมทั้งหมดของมอดูเลเตอร์คือการส่งข้อมูล 1 บิต เกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงของ  $f(t)$  ต่อเวลา

เพื่อให้เข้าใจถึงการงานดีขึ้น สมมุติให้  $f(t)$  ถูกจ่ายที่  $t = 0$  ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) ให้ขบวนอินพุตพัลส์สัญญาณนาฬิกาเป็นพัลส์ที่เกิดขึ้นที่เวลา  $t=0$  และช่วงเวลาสั้นๆ ต่อจากนั้น  $f_q(t)$  และเอาต์พุตพัลส์จะเป็นบวกทั้งหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ข) ในระหว่างคาบเวลาชั่วคราว (transient period) สัญญาณ  $f_q(t)$  จะเพิ่มขึ้น  $\delta_v$  ขึ้นให้เข้าใกล้ขั้วสาร  $f_q(t)$  จนกระทั่งสุดท้าย  $f_q(t)$  มีแรงดันเกิน  $f(t)$  หลังจากช่วงเวลาชั่วคราวไปแล้ว  $f_q(t)$  จะประมาณเท่ากับ  $f(t)$  และเอาต์พุตพัลส์ที่ถูกกำหนดก็จะมีพัลส์บวกและลบด้วยจำนวนเท่าๆกัน พฤติกรรมของสัญญาณความผิดพลาด  $-E_q(t)$  แสดงดังรูปที่ 2.4 (ค) ยกเว้นจากช่องคาบเวลาชั่วคราวแล้วสัญญาณความผิดพลาด  $-E_q(t)$  จะไม่เกินไปจาก  $\pm\delta_v$  ซึ่ง  $\delta_v$  ถูกเรียกว่าขนาดขั้น



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นของระบบเคลต้ามอดูเลชัน

(ก)  $f(t)$  และ  $f_q(t)$

(ข) สัญญาณเคลต้ามอดูเลชัน

(ค) สัญญาณความผิดพลาด

ทางด้านรับวงจรกรองที่เหมาะสม (match filter) ที่แสดงในรูปที่ 2.3 มีไว้เพื่อให้มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดี ถัดไป คือ การสร้างขบวนพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้นใหม่อีกครั้งเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนออก ซึ่งหลังจากนี้เราจะได้  $\hat{S}_{DM}(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณ  $\hat{S}_{DM}(t)$  ที่ถูกนำกลับมาสร้างขึ้นใหม่อีกครั้ง

สำหรับข่าวสารใดๆ เอาท์พุทของอินทิเกรเตอร์  $f_q(t)$  จะประมาณเท่ากับสัญญาณ  $f_q(t)$  ในด้านส่ง ดังนั้น  $\hat{f}_q(t) \approx f_q(t)$  สุดท้าย วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีแบนด์วิดท์  $\omega_c$  จะถูกใช้เพื่อทำให้  $\hat{f}_q(t)$  ราบเรียบขึ้น ซึ่งเราก็จะได้สัญญาณ  $f_q(t)$  บวกค่าความผิดพลาดที่อาจมองได้ว่าเป็นสัญญาณรบกวน

### 2.2.2 ค่าความผิดพลาดและความชัน (Error and Slope)

ถึงแม้ว่าสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม (random noise) ที่เครื่องรับนั้นเล็กน้อยสามารถตัดทิ้งได้ ข่าวสารที่ถูกสร้างใหม่  $\hat{f}_q(t)$  รูปที่ 2.4 ที่ดีที่สุดก็คือเท่ากับ  $f_q(t)$  ไม่สามารถเท่ากับข่าวสาร  $f(t)$  เดิมได้ เพราะเราใช้การควอนไทซ์ 1 บิต อย่างไรก็ตามเนื่องจาก

$$\hat{f}_q(t) = f(t) + \epsilon_q(t) \quad (2.2)$$

เครื่องรับอาจมองเห็นได้ว่าเป็นการก่อกำเนิดสัญญาณ  $f(t)$  ที่มีความผิดพลาด  $\epsilon_q(t)$  ซึ่ง  $\epsilon_q(t)$  ถูกเรียกว่า ค่าความผิดพลาดในการควอนไทซ์ (quantization error) ในระบบเคลตตามอดูเลชันมีค่าความผิดพลาดที่ไม่ได้เกิดจากสัญญาณรบกวน 2 ชนิด คือ สัญญาณรบกวนแบบเกร็ดอนุ (granular error),  $\epsilon_q(t)$ , เกิดจากการควอนไทซ์ในกระบวนการเข้ารหัส 1 บิต และ (slope overload error),  $\epsilon_{so}(t)$  error ทั้งสองรวมกันเรียกว่า ค่าความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ในเคลตตามอดูเลชัน ดังนั้นเราอาจเขียนสมการที่ (2.2) ใหม่ได้เป็น

$$\hat{f}_q(t) = f(t) + \epsilon_q(t) + \epsilon_{so}(t) \quad (2.3)$$

สัญญาณรบกวนแบบเกร็ดอนุ (granular error) จะเกิดขึ้นเมื่อ  $\hat{f}_q(t) \approx f_q(t) + \epsilon_q(t)$  นั่นคือในช่วงช่วงของเวลาเมื่อไม่มีความผิดพลาดชั่วคราวเกิดขึ้น ส่วนความชันเกินภาระ (slope overload error) เกิดขึ้นเมื่อข่าวสารอินพุตที่เคลตตามอดูเลชันมีความชันเกินความสามารถทางความชันของสัญญาณพีคแบริค  $f_q(t)$  จากรูปที่ 2.4 (ก) ความสามารถในการกำหนดความชันสูงสุดคือ  $\delta_v / T_s$  ดังนั้นเพื่อป้องกันความชันเกินภาระ

$$\left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{\delta_v}{T_s} \quad (2.4)$$

ต้องการเงื่อนไขให้เป็นไปตามสมการ (2.4) ถ้าเงื่อนไขสมการ (2.4) ไม่เป็นจริงแล้วจะเกิดความชันเกินภาระอาจแก้ไขโดยการเพิ่ม step size หรือ โดยการลด  $T_s$  ลง (การซัดค่าที่อัตราสูงขึ้น) ความชันเกินภาระจึงเป็นข้อจำกัดอันหนึ่งของเคลตตามอดูชัน

เพื่อให้ตระหนักถึงผลกระทบของความชันเกินภาระ พิจารณาข่าวสารไซน์ซอซอด

$$f(t) = A f_m \cos(\omega_f t) \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

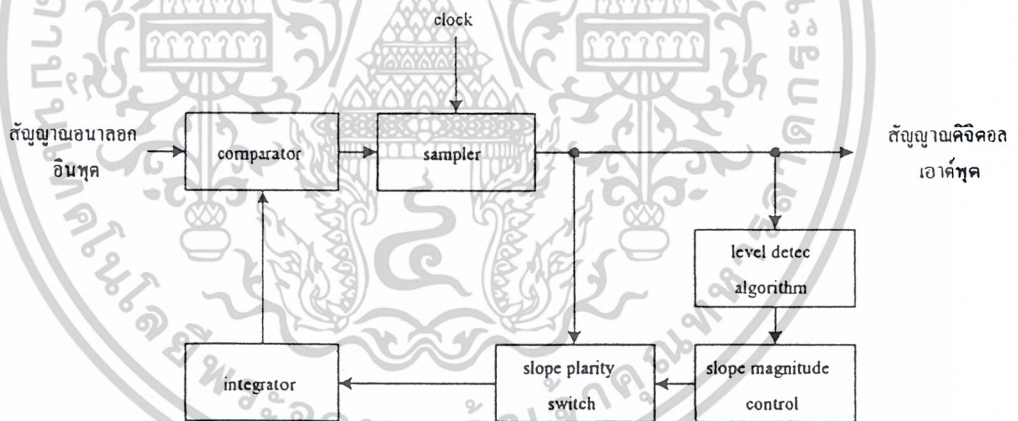
จากสมการ(2.4)จะได้ว่า

$$\frac{Af}{\delta_v} \leq \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\omega_s}{\omega_f} \right) \quad (2.6)$$

ทางขวามือของสมการ(2.6) อาจมองได้ว่าเป็นคุณลักษณะของสเปกตรัมของเคลต้ามอดูเลชั่นแบบพื้นฐาน . เนื่องจากสมการเป็นฟังก์ชันของ $\omega_f$  ลักษณะเช่นนี้เราคิดว่าเคลต้ามอดูเลชั่นจะเหมาะสมอย่างยิ่งต่อรูปคลื่นที่มีสเปกตรัมความหนาแน่นกำลังของตัวเองประมาณ ได้ตามที่กล่าว ไปแล้วข้างต้น

### 2.2.3 ระบบเคลต้ามอดูเลชั่นแบบเปลี่ยนแปลงความชันต่อเนื่อง (Continuous Variable Slope Delta Modulation)

เนื่องจากระบบเคลต้ามอดูเลชั่นธรรมดาที่มีค่าไดนามิกส์เรนจ์ หรือ ความเร็วของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสัญญาณ (dynamic range) ที่แคบ จำเป็นต้องมีส่วนเพิ่มเติมทำหน้าที่ขยายไดนามิกส์เรนจ์ให้กว้างขึ้น โดยการควบคุมอัตราขยายตัวของอินทิเกรเตอร์ เพื่อให้ตอบสนองต่อสัญญาณที่ความชันมากๆ ได้ทัน ระบบนี้มีชื่อเรียกใหม่ว่า ระบบเคลต้ามอดูเลชั่นแบบเปลี่ยนแปลงความชันต่อเนื่อง หรือ CVSD(Continuous Variable Delta Modulation)



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ CVSD ในการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล

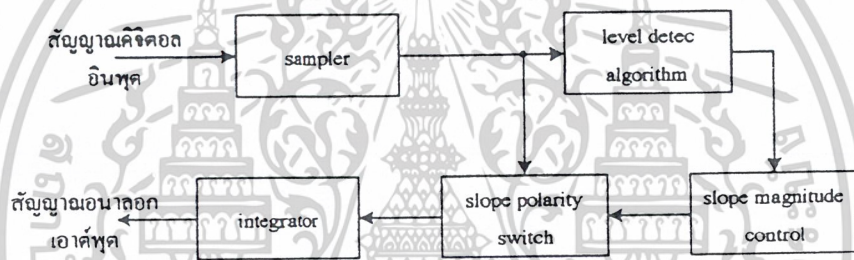
ระบบ CVSD ทั้งส่วนแปลงจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล และส่วนแปลงกลับจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก รูปที่2.5 และรูปที่2.6 ตามลำดับ วิธีการของ CVSD คือ การตรวจระดับสัญญาณ โดยอาจใช้วิธีการจัดให้มีรีจิสเตอร์(register) สำหรับเก็บข้อมูลล่าสุดจำนวน 3 ถึง 4 บิต แล้วตรวจดูว่าเป็น “0” หมคหรือ “1” หมคหรือไม่ ถ้าใช่แสดงว่าขณะนี้ต้องการอัตราขยายสูงชันเฉพาะช่วงนั้น ในส่วนของการแปลงกลับก็มีการทำงานในลักษณะเดียวกัน คือ มีรีจิสเตอร์ตรวจดูข้อมูลว่าเป็น “0” หมคหรือ “1” หมคหรือไม่ แล้วจัดการควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ให้สอดคล้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจร Continuous Variable Slope นั้นมีจุดประสงค์ เพื่อเพิ่มเติมไดนามิกส์เรนจ์ซึ่งทำได้ โดยการปรับอัตราขยายของวงจรอินทิเกรเตอร์ ด้วยวิธีการตรวจสอบสัญญาณอินพุต โดยใช้วงจรเลื่อนข้อมูล (shift register) นี้จะมี 3 หรือ 4 ตัวตามแต่การใช้งาน CVSD จะคอยเช็คดูว่าค่าภายในวงจรเลื่อนข้อมูลเป็น “0” หรือ “1” ทั้งหมดแสดงว่าอัตราขยายของสัญญาณน้อยไป เราจะได้ผลแสดงออกมาทาง coincidence เอาต์พุตนี้จะไปทำการเพิ่มอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์

นอกจากวิธีการใช้วงจรเลื่อนข้อมูลแล้วยังมีวิธีอื่นอีก เช่น การวัดกำลังเฉลี่ย (power average) หรือการวัดขนาดของสัญญาณอินพุต หรือตรวจค่าขณะของอินพุต ซึ่งวิธีการเหล่านี้ล้วนแล้วแต่ต้องการ การควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ เพื่อเพิ่มไดนามิกส์เรนจ์ของเคลด้ามอดูเลชันทั้งสิ้น

จากวิธีการเข้ารหัสที่ได้นำมาใช้ในการถอดรหัสที่ทางด้านรับ เราก็จะได้สัญญาณดิจิทัล เอาต์พุตที่มีรูปร่างเช่นเดียวกับทางด้านอินพุต จากวิธีการของ CVSD นี้เราเรียกว่าการ Comband (compress+expand) ถ้านำสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตของการเข้ารหัส CVSD มีการถอดรหัสด้วยเคลด้ามอดูเลชันแบบธรรมดา เอาต์พุตหลังจากผ่านอินทิเกรเตอร์แล้วจะมีลักษณะเช่นเดียวกับทางอินพุตแต่ระดับแอมพลิจูดจะขนาดเท่ากันตลอด ดังนั้นวิธีการถอดรหัส CVSD ก็ต้องใช้เช่นเดียวกับวิธีการเข้ารหัส



รูปที่ 2.6 บล็อกโคแอดมอดูเลชันของ CVSD ในการแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก

### 2.3 ฟิลเตอร์แบบแอคทีฟ (Active Filter)

ฟิลเตอร์แบบแอคทีฟทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ ซึ่งมีลักษณะวงจรที่ประกอบด้วยภาคขยาย เช่น ทรานซิสเตอร์หรือไอซี และเครือข่ายเลือกความถี่ (Frequency Selective Network) จำพวกตัวความต้านทาน ตัวเก็บประจุ วงจรจะให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนดและในขณะที่จะขวางกันหรือลดทอนสัญญาณนอกเหนือช่วงความถี่ดังกล่าว มิให้ปรากฏที่เอาต์พุต โดยทั่วไปแล้ววงจรกรองสัญญาณแบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ ดังนี้

1. วงจรกรองความถี่ชนิดอนาล็อกหรือดิจิทัล
2. วงจรกรองความถี่ประเภทแอคทีฟหรือพาสซีฟ
3. วงจรกรองความถี่ย่านความถี่เสียง(Audio Frequency) หรือ ย่านความถี่วิทยุ(Radio Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิลเตอร์แบบแอคทีฟ ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาล็อก ส่วนวงจรกรองสัญญาณแบบดิจิทัลใช้งานกับสัญญาณดิจิทัลโดยอาศัยเทคนิคทางอนาล็อกมาช่วย ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน(Element) ที่นำมาประกอบกันเป็นวงจรกรองสัญญาณ จะแบ่งออกเป็นฟิลเตอร์แบบแอคทีฟและพาสซีฟ ชิ้นส่วนที่วงจรใช้ในฟิลเตอร์แบบแอคทีฟประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์หรือไอซีในรูปของ ออปแอมป์ และตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกัน ส่วนตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ถือได้ว่าเป็นชิ้นส่วนประเภท Passive element การจะเลือกใช้ชิ้นส่วนชนิดใดนั้น ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ของสัญญาณที่ต้องการป้อนให้กับวงจรกรองสัญญาณทำงาน ยกตัวอย่างเช่น ฟิลเตอร์แบบอาร์ซี ใช้กับย่านความถี่เสียงหรือในย่านความถี่ต่ำ ในขณะที่ ฟิลเตอร์แบบแอลซีจะใช้ในย่านความถี่วิทยุหรือความถี่สูง

ข้อดีของฟิลเตอร์แบบแอคทีฟ ที่เหนือกว่าฟิลเตอร์แบบพาสซีฟ

1. การปรับอัตราขยายและปรับความถี่เป็นอิสระต่อกัน เราสามารถจัดค่าอัตราขยายของออปแอมป์ชดเชยกับอัตราการลดทอนสัญญาณของวงจรอาร์ซี หรือเพิ่มอัตราขยายของวงจรทั้งหมดด้วยการจัดค่าชิ้นส่วนอุปกรณ์ในส่วนของวงจรขยายออปแอมป์และการปรับเปลี่ยนความถี่อยู่ที่อาร์ซี นี้ด้วย

2. ไม่มีปัญหาผลการโหลด(Loading effect) จากการที่ออปแอมป์มีคุณสมบัติทางอินพุตอิมพีแดนซ์(Input Impedance) สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์(Output Impedance) ต่ำ วงจรฟิลเตอร์แบบแอคทีฟอาศัยออปแอมป์จึงไม่เกิดปัญหาการโหลดระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของวงจร ณ จุดที่นำฟิลเตอร์แบบแอคทีฟเข้าต่อรวม

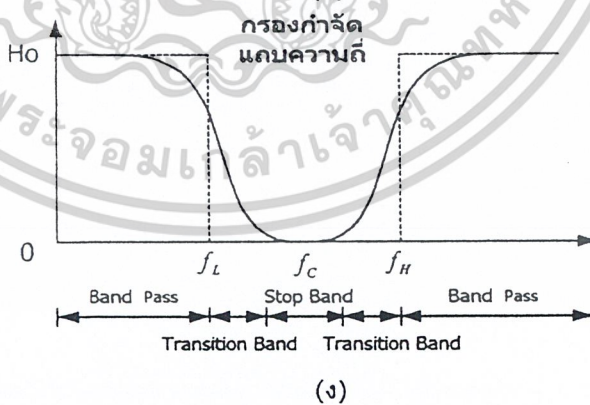
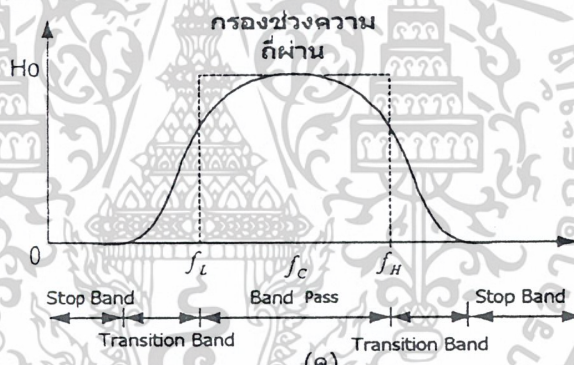
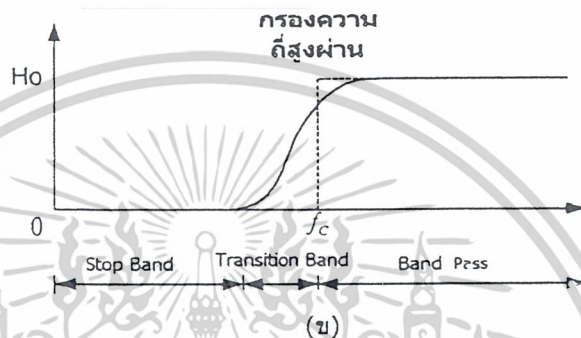
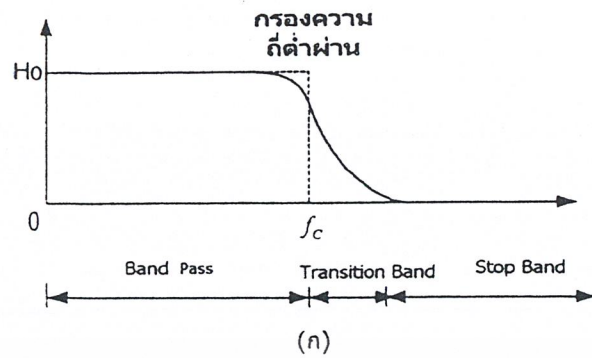
3. ราคาถูกกว่า เนื่องจากฟิลเตอร์แบบแอคทีฟมีราคาสูงกว่าฟิลเตอร์แบบพาสซีฟเพราะไม่ต้องอาศัยตัวเหนี่ยวนำที่มีราคาแพงและยังใช้ออปแอมป์ซึ่งในปัจจุบันมีราคาถูก

เราแบ่ง Active Filter ตามลักษณะการทำงานออกเป็น 5 ประเภท

- กรองความถี่ต่ำผ่าน(Low Pass Filter)
- กรองความถี่สูงผ่าน(High Pass Filter)
- กรองช่วงความถี่ผ่าน(Band Pass Filter)
- กรองกำจัดแถบความถี่(Band Reject Filter)
- กรองความถี่ผ่านตลอด(All Pass Filter)

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ทั้ง 5 ชนิดแสดงดังรูปที่ 2.7 เส้นประแสดงถึงการตอบสนองที่เป็นอุดมคติในทางทฤษฎีส่วนเส้นทึบแสดงการตอบสนองในทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 (ก) แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มีขนาดของอัตราขยาย(Gain) คงที่จากความถี่  $0 \text{ Hz}$  ถึงความถี่คัทออฟ ( $f_c$ ) ค่าของแบนวิดท์ (Bandwidth) จึงเท่ากับ  $f_c$  ที่  $f_c$  หรือตำแหน่งความถี่คัทออฟนั้นอัตราขยายจะลดลง 3 dB และที่ความถี่มากกว่า  $f_c$  นั่นคือที่  $f > f_c$  อัตราขยายของวงจรจะลดลงทุกขณะอย่างต่อเนื่องตามความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เพิ่มขึ้น ช่วงความถี่ระหว่าง 0 ถึง  $f_c$  เรียกว่าช่วงผ่าน (Bandpass) ส่วนช่วงความถี่สูงกว่า  $f_c$  ขึ้นไปซึ่งเกิดการลดทอนทุกขณะจะเรียกว่า ช่วงหยุด (Stopband)

จากการตอบสนองที่เป็นอุดมคติในเส้นประ ทำให้วงจรกรองสัญญาณที่เป็นอุดมคติจะมีความสูญเสียเป็นศูนย์ในช่วงผ่านและมีความสูญเสียเป็นอนันต์ในช่วงหยุด แต่สภาพความเป็นจริงในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้น เพราะโครงข่ายวงจรชนิดเชิงเส้น(Linear Network) ไม่สามารถสร้างคุณสมบัติของความไม่ต่อเนื่องได้ อย่างไรก็ตามเราก็อาจจะสร้างเส้นตอบสนองในทางปฏิบัติตามเส้นที่ขีดได้ใกล้เคียงกับเส้นในทางอุดมคติได้ โดยอาศัยเทคนิคการออกแบบวงจรเป็นพิเศษเข้ามาช่วย รูปแบบของวงจรกรองสัญญาณที่นิยมนำมาใช้กันในทางปฏิบัติ ซึ่งก็ให้เส้นตอบสนองใกล้เคียงทางอุดมคติ ได้แก่ วงจรกรองแบบบัตเทอร์เวิร์ท ให้คุณลักษณะของทั้งช่วงผ่านและช่วงหยุดในลักษณะค่อนข้างราบเรียบ

รูปที่ 2.7 (ข) เป็นเส้นตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน เมื่อให้  $f$  เป็นความถี่ใดๆและ  $f_c$  เป็นความถี่คัทออฟ แล้วช่วงหยุดจะอยู่ที่ความถี่  $0 < f < f_c$  และช่วงผ่านอยู่ที่  $f > f_c$

รูปที่ 2.7 (ค) แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ช่วงผ่านจะอยู่ระหว่างสองความถี่คัทออฟได้แก่  $f_H$  (High cutoff frequency) และ  $f_L$  (Low cutoff frequency) ซึ่งเป็นตำแหน่งที่อัตราขยายลดลง 3 dB และช่วงหยุดมีสองช่วงที่  $0 < f < f_L$  กับ  $f > f_H$  โดยที่  $f_H$  ถึง  $f_L$  คือค่าแบนวิดท์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เท่ากับ  $f_H - f_L$

รูปที่ 2.7 (ง) แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองก้ำจัดแถบความถี่ ซึ่งมีลักษณะตรงข้ามกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน กล่าวคือช่วงหยุดจะอยู่ระหว่างความถี่คัทออฟสองจุดคือ  $f_H$  กับ  $f_L$  และมีช่วงผ่านสองช่วงอยู่ระหว่างความถี่  $f > f_H$  และ  $0 < f < f_L$  อาจเรียก Band Reject Filter ว่า Band Stop Filter หรือ Band Elimination Filter ก็ได้ ค่าแบนด์วิดท์ของช่วงหยุดเท่ากับ  $f_H - f_L$

#### 2.4 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator)

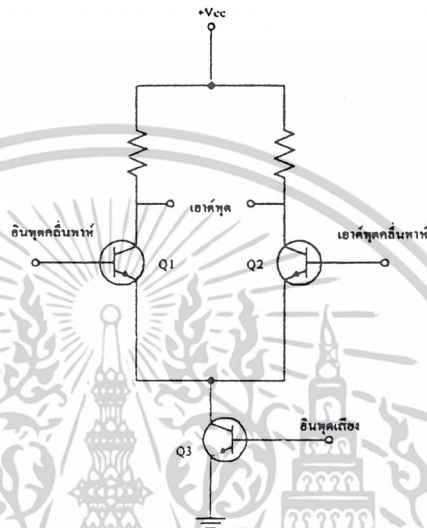
เนื่องจากระบบ AM ไม่มีข่าวสารปนอยู่ในคลื่นพาห้ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาห้หรือออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator หรือเรียกย่อๆว่า BM) วงจรนี้จะผสมสัญญาณเสียงกับคลื่นพาห้และผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมเฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านเอาท์พุทได้ สัญญาณที่ได้จากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์เรียกว่า สัญญาณ AMDSBSC

##### บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล(รูปที่ 2.8 )  $Q_3$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีเฟสตรงกัน

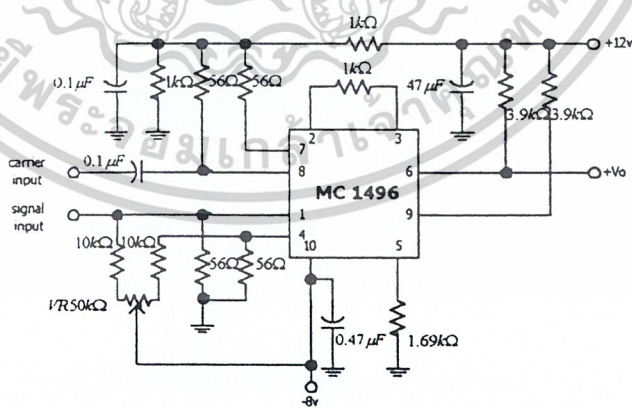
กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (Common mode rejection) ของวงจร คลื่นพาห้จึงหักล้างกันเองหมดไป

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่ขาเบสของ  $Q_3$  สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่  $Q_1$  กับ  $Q_2$  การผสมแบบนอนลิเนียร์ (nonlinear) นี้ ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามคลื่นพาห้ก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมดร่วมถูกกำจัดออกไปตามที่อธิบายในตอนต้น



รูปที่ 2.8 วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ดีต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตซ์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็นไอซี ในรูปที่ 2.9 เป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator)



รูปที่ 2.9 วงจรมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อเสียของการมอดูเลทแบบ AM ไร้คลื่นพาห้

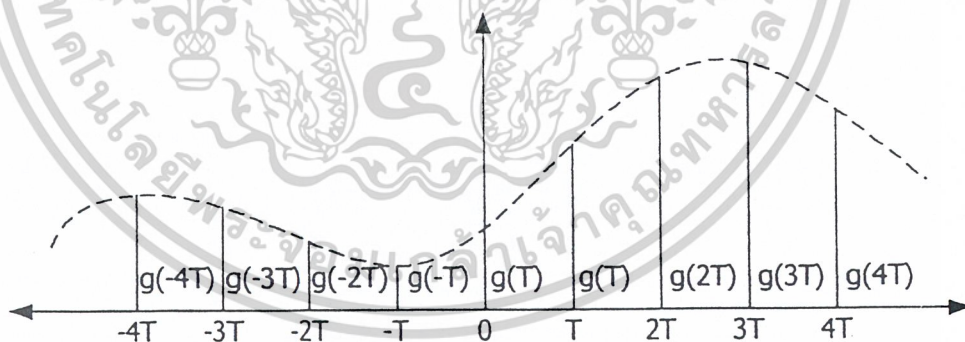
ข้อเสียของการมอดูเลทแบบ AM ธรรมดา ก็คือ กำลังส่วนใหญ่อยู่ในคลื่นพาห้ทั้งๆที่ไม่มีข่าวสารปนอยู่เลย ส่งออกอากาศไปก็ไร้ประโยชน์ ต้องใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์กำจัดคลื่นพาห้เสียก่อน สัญญาณที่ส่งออกอากาศไปก็จะมีแต่ไซน์แบนด์ทั้ง 2 ข้างเท่านั้น อย่างไรก็ตามสัญญาณ AMSC ก็ยังมีข้อเสียคือ แบนด์วิดท์ที่ยังกว้างเกินความจำเป็น 2 เท่า ของความถี่ที่มอดูเลท

การรับสัญญาณ AM ที่สมบูรณ์ทั้งคลื่นพาห้และไซน์แบนด์จะต้องรับได้เหมือนกับสัญญาณที่ส่งมาในกรณีของระบบ AMSC มีไซน์แบนด์ส่งมาโดยปราศจากคลื่นพาห้ ฉะนั้นในตอนตีมอดูเลทเราต้องสร้างคลื่นพาห้ขึ้นใหม่เพื่อเติม(reinsert)แกลงจร คลื่นพาห้ที่เติมใหม่จะต้องมีเฟสและความถี่ตรงกับคลื่นพาห้ที่เครื่องส่งใช้มอดูเลท ปัญหาข้อนี้สำคัญมากที่สุดในการออกแบบวงจรในระบบ AMDSBSC ระบบ AMDSBSC นี้มิใช่ในการส่งโทรทัศน์สีและการส่งระบบ FM สเตอริโอ

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของระบบ AMSC ก็คือ การมอดูเลทมักทำที่ระดับสัญญาณต่ำๆ(Low level modulation) ฉะนั้นก่อนส่งออกอากาศจะต้องทำการขยายให้มีกำลังแรงขึ้น ทำให้เราต้องรักษาทั้งสัญญาณคลื่นวิทยุ และกรอบสัญญาณเสียงก็ยังคงถูกขยายให้คงเดิม นั่นคือต้องใช้วงจรขยายในคลาส บี และ เอบี

### 2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาหมายถึง การรวมสัญญาณเบสแบนด์หลายๆสัญญาณ เพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณร่วมอันเดียวกัน โดยการจัดช่วงเวลา(Time slot) ให้การสุ่มตัวอย่าง (sampling) ของแต่ละสัญญาณเบสแบนด์มีอัตราเร็วสม่ำเสมอ สัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างนี้ จะอยู่ในรูปของพัลส์ที่มีความกว้าง(duration) แคบๆ และมีขนาด(amplitude) เหมือนกับขนาดของสัญญาณในขณะที่สุ่มตัวอย่าง



รูปที่ 2.10 แสดงการสุ่มตัวอย่างตามธรรมชาติ

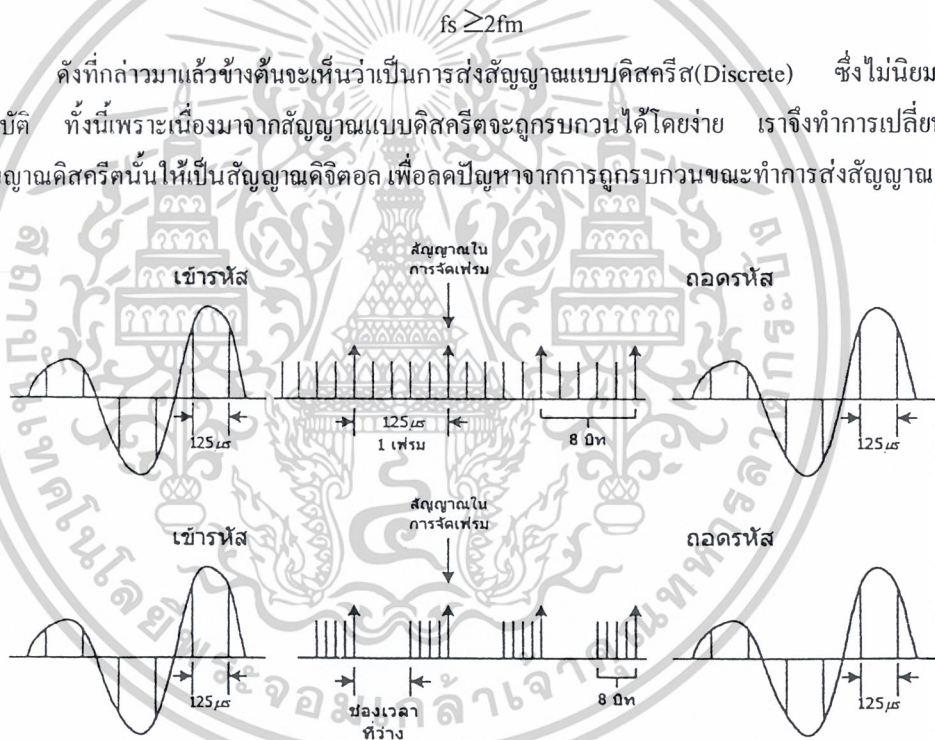
สัญญาณจากช่องสัญญาณอื่นก็จะผ่านการสุ่มตัวอย่าง(sampling) เช่นเดียวกันแล้วถูกแบ่งตามไทม์ สล็อต(time slot) ซึ่งเป็นของสัญญาณพัลส์จากแต่ละช่องสัญญาณจนกว่าจะครบทุกช่อง แล้วส่งเป็นลำดับข้อมูลอนุกรมด้วยความเร็วที่สูงกว่าความเร็วของสัญญาณพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสุ่มตัวอย่างตามวิธีการข้างต้นเราเรียกว่า การสุ่มตัวอย่างตามธรรมชาติ(Natural sampling) ที่ปลายทางจะมีเครื่องแยกช่องสัญญาณ(demultiplexer)ทำหน้าที่แยกพัลส์ที่ประสานจังหวะกันมา (interleave) ตอนส่งให้แยกออกเป็นพัลส์อย่างถูกต้อง เพื่อความถูกต้องในการแยกพัลส์ที่ปลายทางจึงต้องมีพัลส์จับเวลาให้ตรงกัน(synchronization)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากการสุ่มตัวอย่างเรียกว่าพัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Pulse Amplitude Modulation:PAM)จะเห็นได้ว่าขนาดของพัลส์แต่ละลูกจะมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเดิมและสัญญาณพัลส์ที่เกิดในอัตราสม่ำเสมอ เวลาระหว่างพัลส์หนึ่งกับอีกพัลส์หนึ่งควรมีระยะห่างพอสมควรเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการซ้อนทับกันเมื่อผ่านตัวกรองความถี่ต่ำ(Low Pass Filter) ในภาครับ โดยระยะห่างระหว่างพัลส์ 2 พัลส์ นี้เราเรียกว่า “การ์ดไทม์” (guard time) และอัตราการสุ่มตัวอย่าง(sampling rate) จะขึ้นอยู่กับตามอัตราการสุ่มตัวอย่างของ (Nyquist sampling rate) ซึ่งกล่าวว่า “ความถี่ของการสุ่มตัวอย่างจะต้องมีค่ามากกว่า 2 เท่า ของความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูล(fm) จึงจะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมาครบถ้วนในภาครับ”

ตั้งที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณแบบดิสครีต(Discrete) ซึ่งไม่นิยมในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เพราะเนื่องมาจากสัญญาณแบบดิสครีตจะถูกรบกวนได้ง่าย เราจึงทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณดิสครีตนั้นให้เป็นสัญญาณคิติดอล เพื่อลดปัญหาจากการถูกรบกวนขณะทำการส่งสัญญาณ



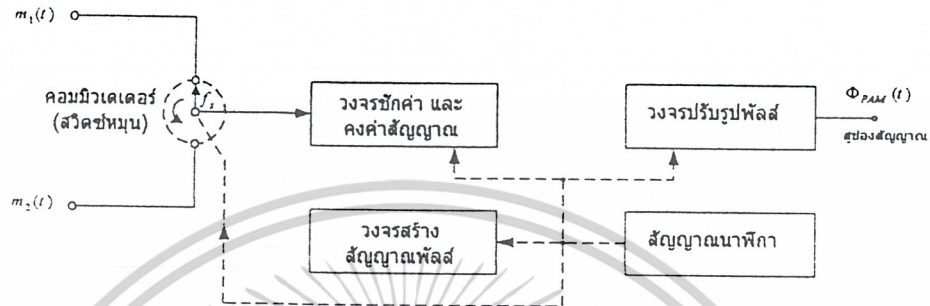
รูปที่ 2.11 แสดงการเพิ่มความเร็วในการส่งพัลส์ทำให้เกิดช่องเวลาที่ว่าง

จากสัญญาณเสียงที่ถูกสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ 8 KHz แล้วเพิ่มตัวกำหนดเฟรม โดยจัดให้ 8 บิต เป็น 1 เฟรม เมื่อทำการเพิ่มความเร็วในการส่งพัลส์มากขึ้นความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์จะแคบลง ซึ่งทำให้มีช่องว่างระหว่างเฟรมทุกๆเฟรมมากขึ้น จากหลักการดังกล่าวเราสามารถที่จะเพิ่มช่องสัญญาณเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

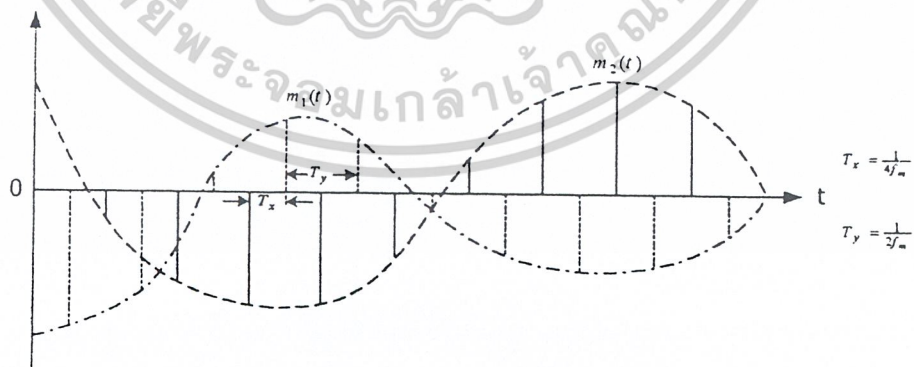
ไปในช่องระหว่างเฟรมนี้ได้ และโดยอาศัยการควบคุมจังหวะการแยกพัลส์เหล่านี้ ออกให้ถูกต้อง ก็จะสามารถตรวจจับพัลส์ได้อย่างถูกต้อง กระบวนการที่รวมสัญญาณหลายๆสัญญาณลงเป็นลำดับตามเวลานี้ มีชื่อเรียกว่า การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplex: TDM)

ในกรณีที่ต้องการจะทำทีดีเอ็ม(TDM) กับสัญญาณสองสัญญาณ โดยใช้พีเอเอ็ม(PAM) อาจทำได้ โดยการจัดวงจรตามรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาด้วยระบบพีเอเอ็ม

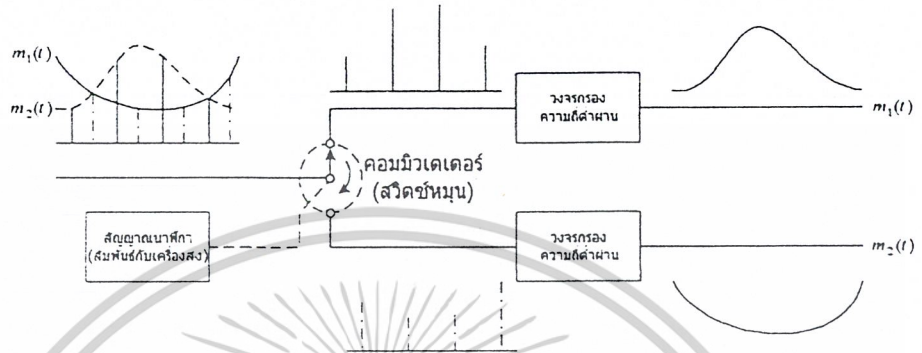
รูปที่ 2.12 สัญญาณ  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  จะถูกซิกค่าตัวอย่างสลับกัน โดยวงจรซิกค่าตัวอย่างและคงค่าระดับสัญญาณ (Sampling and Hold) ด้วยความถี่มากกว่า  $2f_m$  ครั้งต่อวินาที สำหรับสัญญาณแต่ละสัญญาณ โดย  $f_m$  คือค่าความถี่สูงสุดขององค์ประกอบสัญญาณใน  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  ดังนั้นจำนวนตัวอย่างสัญญาณที่ถูกซิกค่าเข้ามาสู่วงจรซิกค่าและคงสัญญาณ ในกรณีนี้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ  $4f_m$  ตัวอย่างต่อวินาที ค่าตัวอย่างสัญญาณเหล่านี้จะถูกรักษาระดับอยู่เป็นเวลาเท่ากับความกว้างของพัลส์จากวงจรกำเนิดพัลส์โดยมีการควบคุมจังหวะการสร้างพัลส์ด้วยสัญญาณนาฬิกา ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรซิกค่าและคงค่าสัญญาณจะเป็นสัญญาณพีเอเอ็ม ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงการส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าสัญญาณ  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  สลับกันบนแกนเวลา สัญญาณทั้งสองจะไม่มีการรบกวนกัน ส่วนทางด้านเครื่องรับจะใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมอุปกรณ์ทางเครื่องรับให้สลับแยกสัญญาณออกเป็นสองทาง โดยให้ประสานกันในจังหวะเดียวกับเครื่องส่ง ก็จะสามารถแยกสัญญาณพีเอเอ็ม หรือ ค่าตัวอย่างของสัญญาณออกจากกันได้โดยระบบวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.14

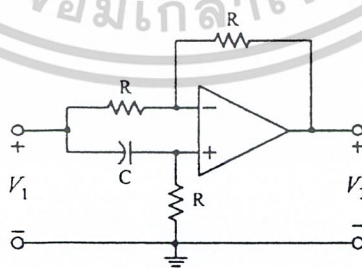


รูปที่ 2.14 แสดงวงจรแยกสัญญาณพีเอเอ็มจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาทางด้านเครื่องรับ

จากหลักการเดียวกันนี้สามารถที่จะขยายผลไปเพื่อทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณจำนวนมากกว่านี้ได้โดยเพียงแต่เพิ่มจำนวนสวิตช์และความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่จะจัดจังหวะการสลับสวิตช์ให้เหมาะสมและสอดคล้องกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเท่านั้น

2.6 วงจรเลื่อนเฟส(Phase shift)

วงจรเลื่อนเฟสหรือก็คือวงจรกรองผ่านหมด(All Pass) ซึ่งมีการตอบสนองทางความถี่เท่ากันหมดทุกความถี่ ซึ่งหมายความว่า  $|T(j\omega)|$  จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ แต่การตอบสนองทางเฟสจะเปลี่ยนแปลงไปกับความถี่ วงจรที่มีคุณสมบัติเช่นนี้มีประโยชน์ในการนำไปใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง



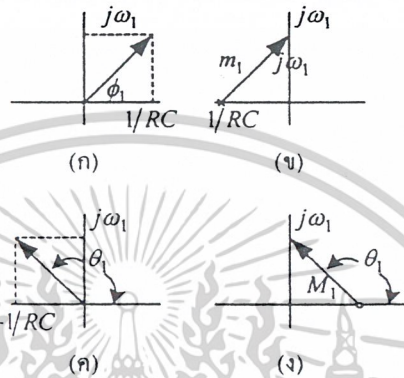
รูปที่ 2.15 วงจรกรองผ่านหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองผ่านหมดแสดงดังรูปที่ 2.15 เมื่อใช้สมการ โหนดแรงดันไฟฟ้ามาวิเคราะห์วงจรในรูปที่ จะทำให้เราได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = T(s) = \frac{s - \frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (2.7)$$

ซึ่งเป็นรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านหมด



รูปที่ 2.16 รูปองค์ประกอบในระนาบ S-plane



รูปที่ 2.17 รูปองค์ประกอบรวมในระนาบ S-plane

ในการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านหมด เราจะแทน  $s = j\omega$  ซึ่งจะได้ตัว ส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$j\omega + 1/RC = m_1 \angle \phi_1 \quad (2.8)$$

และตัวเลขของฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$j\omega - 1/RC = M_1 \angle \theta_1 \quad (2.9)$$

การอธิบายขององค์ประกอบเหล่านี้ในระนาบ S-plane ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.16 ในรูปที่ 2.16(ก) ค่าจริง และจินตภาพของสมการที่ 2.9 จะถูกแสดงอยู่ในรูปของรูปแบบเชิงขั้ว (polar form) ในรูปที่ 2.16(ข) เราแสดงว่าขนาดและมุมเฟสจะเหมือนเดิม ถ้าเฟสเซอร์ (phasor) ถูกลากจากตำแหน่งโพลมายังจุด  $j\omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และด้วยการใช้วิธีการวิเคราะห์ในทำนองเดียวกันนี้กับสมการที่ 2.10 จะทำให้เราได้รูปที่ 2.16(ค) และ (ง) ออกมา เมื่อนำเอารูปเฟสเซอร์ จากทั้งสององค์ประกอบมารวมกัน จะทำให้เกิดรูปที่ 2.17 ขึ้น ซึ่งค่า  $\omega_d$  ถูกใช้เพื่อแสดงค่าความถี่เชิงมุมที่ใช้งานและเนื่องจากว่า  $m_1 = M_1$  สำหรับทุกๆจุดบนแกนจินตภาพจึงทำให้เห็นได้ชัดเจนว่าขนาดของ  $|T(j\omega)| = m_1 / M_1|$  สำหรับทุกค่าความถี่และมุมเฟส คือ

$$\theta_d = \theta_1 - \phi_1 \quad (2.10)$$

หรือ

$$\theta_d = \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{-1/RC}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{1/RC}\right) \quad (2.11)$$

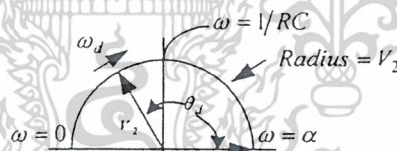
ถ้าเราให้ความถี่  $\omega_d$  เคลื่อนขึ้นไปตามแกนจินตภาพ เริ่มต้นที่จุดกำเนิดและเคลื่อนขึ้นไปสู่ค่าอนันต์ เราจะพบว่าย่านของมุมทั้งสองจะเป็น

$$90^\circ < -\theta_1 < -180^\circ \quad \text{และ} \quad 0^\circ < -\theta_1 < 90^\circ$$

เนื่องจาก  $\theta_d = -\phi_1 + \theta_1$  ดังนั้นย่านของ  $\theta_d$  จะเป็น

$$0^\circ < -\theta_1 < 180^\circ$$

โดยค่า  $\theta_d$  จะเข้าใกล้  $180^\circ$  สำหรับค่า  $\omega$  ค่าน้อยๆ และ  $0^\circ$  สำหรับ  $\omega$  ค่ามากๆ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 เนื่องจากว่ามุมเฟส  $\theta_d$  คือ เฟสของ  $V_2$  เมื่อเทียบกับ  $V_1$  เราจึงสามารถแสดงรูปของ  $V_2$  ได้ว่ามี การเลื่อนด้วยค่าขนาดที่คงที่ผ่านย่านของการเลื่อนเฟส  $180^\circ$  ในระหว่างที่ความถี่เพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นอกจากนี้การพล็อตกราฟทางขนาดและเฟสในระบบพิกัดฉากยังแสดงไว้ในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 แสดงค่า  $\theta_d$  ที่ค่า  $\omega$  ต่างๆ

วิธีการในการคำนวณหาค่า R และ C ในวงจร เมื่อรู้ค่าการเลื่อนเฟส  $\theta_d$  ที่ต้องการสามารถพิจารณาได้จาก รูปที่ 2.17 ซึ่งได้ว่า

$$\phi_1 + \theta_1 = 180 \quad (2.12)$$

ถ้าเรารวมสมการนี้เข้ากับสมการที่ 2.11 เราจะได้

$$\theta_1 = \frac{1}{2}(180^\circ + \theta_d) \quad (2.13)$$

จากสมการที่ 2.12 เราจะได้

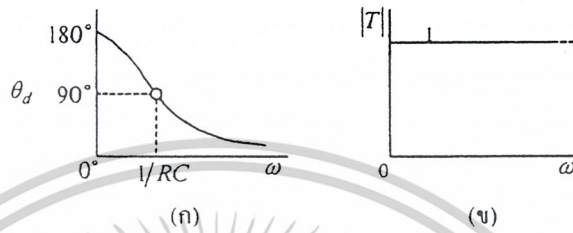
$$\theta_1 = -\tan^{-1}(RC\omega_d) \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$RC = \frac{-\tan^{-1} \theta_1}{\omega_d} \tag{2.15}$$

สมการที่ 2.16 เป็นสมการที่ใช้เลือกค่า R และ C ให้กับวงจร เพื่อให้ทำงานที่มุมเลื่อนเฟส  $\theta_1$  และ ความถี่  $\omega_d$



รูปที่ 2.19 การพล็อตกราฟทางขนาดและเฟสในระบบพิกัดฉาก

## 2.7 เครื่องส่งวิทยุ AM

### 2.7.1 พื้นฐานการมอดูเลต แบบ AM

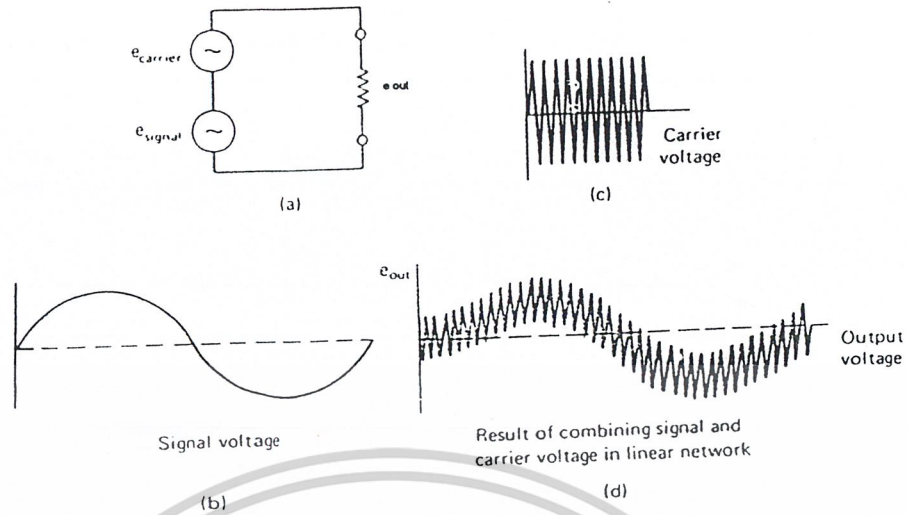
การมอดูเลต คือการนำสัญญาณความถี่ต่ำขึ้นไปขึ้นบนสัญญาณความถี่สูง (คลื่นพาหะ) และถ้าหากสัญญาณพาหะนี้มีความถี่สูงพอที่จะส่งผ่านอากาศแบบคลื่นวิทยุ ก็จะถูกเรียกว่า สัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ส่วนสัญญาณความถี่ต่ำเรียกว่าสัญญาณอินเทลลิเจนท์ (IF)

ในการรวมสัญญาณความถี่ไช้เวฟที่แตกต่างกัน 2 ความถี่แบบเชิงเส้นจะได้ผลตามรูปที่ 2.20 โดยรูปที่ 2.20 (a) เป็นรูปวงจรรวมซึ่งอาศัยการรวมโดยตัวต้านทานซึ่งเป็นอุปกรณ์เชิงเส้นรูปที่ 2.20 (d) คือผลที่ได้จากการรวม ซึ่งจะเห็นได้ว่าไม่เหมาะในการสื่อสาร เพราะในส่วนรับจะจับได้แค่สัญญาณคลื่นพาหะ เพราะสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาด้วยนั้นจะมีประสิทธิภาพต่ำมากเมื่อส่งมาแบบคลื่นวิทยุ

วิธีที่ดีที่สุดในการสร้างสัญญาณเอเอ็ม คือการรวมสัญญาณทั้งสองโดยผ่านอุปกรณ์แบบไม่เชิงเส้น ซึ่งจะได้ส่วนประกอบของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณดังนี้

1. ระดับของสัญญาณไฟกระแสดตรง
2. สัญญาณความถี่เริ่มต้นทั้งสอง
3. ส่วนประกอบผลรวมและค่าแตกต่างของความถี่ทั้งสอง
4. ความถี่ฮาร์โมนิกของความถี่เริ่มต้นทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



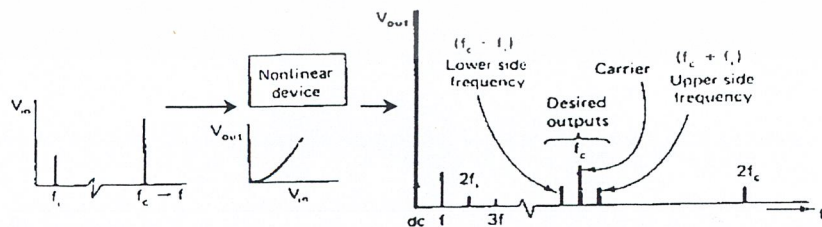
รูปที่ 2.20 การรวมสัญญาณคลื่นชายฝั่งสองสัญญาณแบบเส้น

รูปที่ 2.21 แสดงขั้นตอนเป็นรูปภาพเมื่อความถี่ทั้งสองตัวคือคลื่นพาหะและคลื่นสัญญาณแทนด้วย  $f_c$  กับ  $f_i$  ถ้าใช้ตัวกรองความถี่ให้เหลือแค่ส่วนประกอบ  $f_c - f_i, f_c$  และ  $f_c + f_i$  สัญญาณทั้ง 3 นี้เรียกว่า

1. ความถี่ด้านต่ำ (lower side frequency :  $f_c - f_i$ )
2. ความถี่พาหะ(carrier frequency :  $f_c$ )
3. ความถี่ด้านสูง(upper side frequency :  $f_c + f_i$ )

รูปคลื่นของสัญญาณ เอ เอ็ม

รูปที่ 2.22 เป็นรูปที่แสดงรูปคลื่นของสัญญาณ เอ เอ็ม ที่แปรผันตามสัญญาณข้อมูลจากรูปที่ 2.22(a) จะเห็นได้ว่ารูปของสัญญาณ เอ เอ็ม นั้นจะมีความถี่ตามคลื่นพาหะแต่ความสูงจะเปลี่ยนตามสัญญาณข้อมูล ซึ่งเมื่อสัญญาณข้อมูลมีความสูงมากที่สุดทางด้านบวก รูปคลื่นสัญญาณ เอ เอ็มจะมีความสูงต่ำสุด เมื่อสัญญาณข้อมูลมีค่าลบสูงสุด จากรูปที่ 2.22(b) สัญญาณอินเทลลิเจนท์ที่มีความสูงเพิ่มขึ้นจะทำให้รูปคลื่น เอ เอ็ม มีค่าสูงสุดมากกว่าเดิมและค่าต่ำสุดต่ำกว่าเดิมส่วนในรูป 2.22(c) สัญญาณอินเทลลิเจนท์ที่มีขนาดเล็กลงแต่ความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้รูปคลื่น เอ เอ็ม มีค่าต่ำสุดและสูงสุดลดลง และอัตราการแกว่งขึ้นลงเพิ่มขึ้นเท่ากับความถี่ของสัญญาณ อินเทลลิเจนท์



รูป 2.21 การรวมแบบไม่เชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

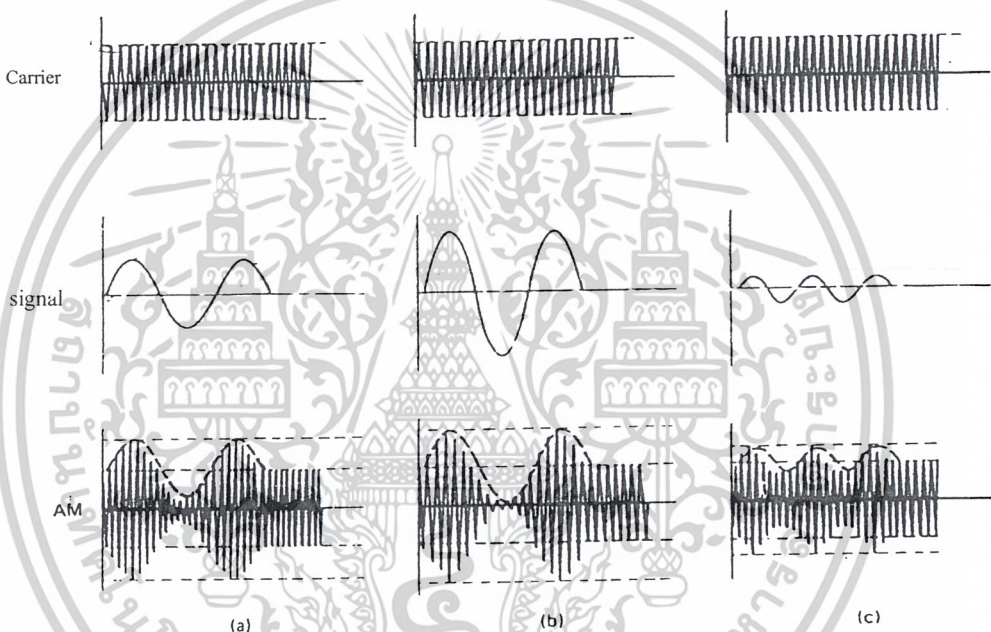
เราจะสรุปได้ว่าขอบสูงสุดและต่ำสุดของรูปคลื่น เอ เอ็ม นั้นถอดแบบมาจากความถี่และความสูงของ สัญญาณอินเทลลิเจนท์ อย่างไรก็ตาม รูปคลื่น เอ เอ็ม จะไม่มีส่วนประกอบของสัญญาณอินเทลลิเจนท์ เช่น ถ้ามีคลื่นพาหะ  $1\text{ MHz}$  มามอดูเลต กับสัญญาณอินเทลลิเจนท์  $5\text{ kHz}$  รูปคลื่น เอ เอ็ม จะประกอบไปด้วย

$$1\text{ MHz} + 5\text{ kHz} = 1,005,000\text{ Hz} \quad (\text{ความถี่ด้านสูง})$$

$$1\text{ MHz} = 1,000,000\text{ Hz} \quad (\text{ความถี่พาหะ})$$

$$1\text{ MHz} - 5\text{ kHz} = 995,000\text{ Hz} \quad (\text{ความถี่ด้านต่ำ})$$

ขบวนการนี้แสดงในรูปที่ 2.23 ด้วยเหตุนี้แม้ว่า รูปคลื่น เอ เอ็ม จะถอดแบบมาจากสัญญาณอินเทลลิเจนท์ แต่ก็ไม่มีสัญญาณ อินเทลลิเจนท์ อยู่

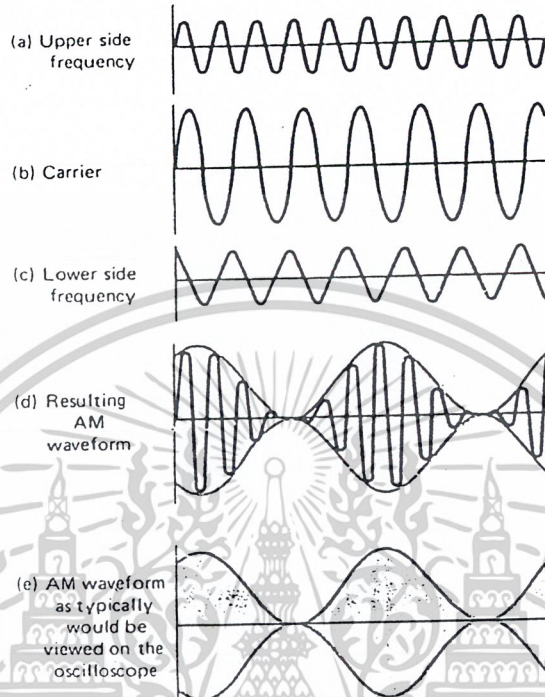


รูปที่ 2.22 รูปคลื่น เอ เอ็ม ที่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะของสัญญาณอินเทลลิเจนท์

ขอบของสัญญาณอินเทลลิเจนท์จะแสดงให้เห็นที่ผลลัพธ์ของรูปคลื่น โดยการลากเส้นต่อยอดคลื่นของสัญญาณ RF ทุกยอดของทั้งซีกบนและซีกล่างของรูปคลื่นสัญญาณ เอ เอ็ม รูปขอบที่ได้จากการวาดนี้ไม่ได้เป็นส่วนประกอบจริงของรูปคลื่น และจะไม่สามารถเห็นได้จากออสซิโลสโคป โดยรวมแล้วขอบของซีกบนกับซีกล่าง นั้นไม่ใช่ ความถี่ด้านบนและความถี่ด้านล่าง ขอบที่ได้จากการรวมเป็นจำนวนเหนือกว่าและต่ำกว่าความถี่คลื่นพาหะการเพิ่มขึ้นและลดลงของความสูงของรูปคลื่น สัญญาณ เอ เอ็ม นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

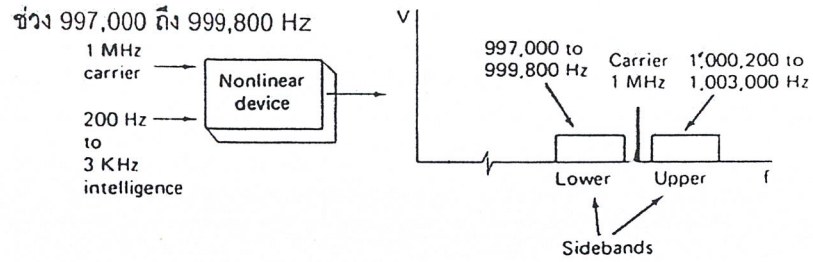
เกิดจากความถี่ที่แตกต่างกันของความถี่ด้านบนและด้านล่างซึ่งจะมาบวกหรือลบกับความสูงของคลื่นพาหะ ขึ้นกับความต่างเฟส



รูปที่ 2.23 รูปที่ได้จากคลื่นพาหะและความถี่ด้านบนและด้านล่างในรูปแบบคลื่น เอ เอ็ม

รูปคลื่น เอ เอ็มในรูป 2.23(d) ไม่ได้แสดงสเกลไว้ อัตราของ  $f_c$  ต่อความถี่ของขอบคือ 1MHz ต่อ 5KHz หรือ 200: 1 ด้วยเหตุนี้การแกว่งขึ้นลงของสัญญาณ RF จะแกว่ง 200 รอบต่อทุกๆ 1รอบของขอบ การวาดรูปให้เห็นจึงเป็นไปได้และทำให้รูปคลื่นที่ปรากฏบนออสซิลอสโคปเป็นภาพเบลอๆ ตามรูปที่ 2.23(e)

การมอดูเลตสัญญาณพาหะด้วยสัญญาณซายด์เวฟอย่างเดียวนั้น ได้แสดงให้เห็นมาแล้วอย่างไรก็ตามในระบบส่วนใหญ่ที่สัญญาณอินทิเกรตนั้นจะซับซ้อนกว่า เช่น เสียงมนุษย์มีความถี่ตั้งแต่ 200Hz ถึง 3kHz และมีรูปร่างที่ไม่คงที่อย่างมาก ถ้านำมอดูเลตกับคลื่นพาหะ จะได้ส่วนประกอบโดยที่แถบความถี่สูงกว่าคลื่นพาหะเรียกว่า แถบความถี่ที่สูงกว่าคลื่นพาหะเรียกว่า แถบความถี่ด้านบน ส่วนที่ต่ำกว่าเรียกว่า แถบความถี่ด้านล่าง ซึ่งจะได้อาพดั่งรูปที่ 2.24 เมื่อมอดูเลต คลื่นพาหะ 1MHz กับสัญญาณที่มีความถี่ในช่วง 200 kHz ถึง 3 kHz แถบความถี่บนจะเป็น 1,000,200 ถึง 1,003,000 Hz และแถบความถี่ล่างอยู่ในช่วง 997,000 ถึง 999,800 Hz



รูปที่ 2.24 รูปการมอดูเลทของแถบความถี่

2.7.2 เปอร์เซนต์การมอดูเลท

ในหัวข้อที่ 2.7.1 จะเห็นว่าในการมอดูเลตสัญญาณอินเทลลิเจนซ์นั้นมีการเปลี่ยนแปลงความสูงมากขึ้นหรือน้อยลงซึ่งเราสามารถนำมาเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ ซึ่งจะมีประโยชน์มาก โดยให้เป็นค่า เปอร์เซนต์การมอดูเลท ซึ่งจะใช้ตัวแปร  $m$

รูปที่ 2.25 จะแสดงขั้นตอนในการหาค่าเปอร์เซนต์การมอดูเลท โดยกำหนดให้เมื่อสัญญาณอินเทลลิเจนซ์เป็นศูนย์ ค่าความสูงของคลื่นพาหะที่ไม่ได้มอดูเลทจะเท่ากับ  $E_C$  และเมื่อมอดูเลทที่มีความสูงมากที่สุดให้เป็นค่า  $E_I$  ค่าเปอร์เซนต์การมอดูเลทจะได้ดังสมการ

$$\%m = \frac{E_I}{E_C} \times 100\% \tag{2.16}$$

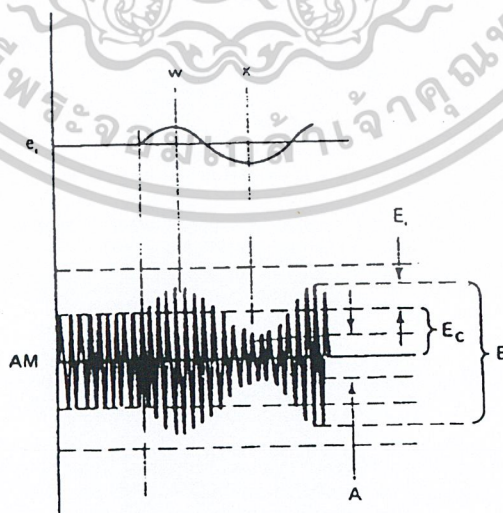
หรือเขียนได้เป็นอัตราส่วนคือ

$$m = \frac{E_I}{E_C} \tag{2.17}$$

หรือถ้ากำหนดให้ค่าความสูงจากยอดถึงยอดที่สูงที่สุดเท่ากับ  $B$  และความสูงจากยอดถึงยอดที่น้อยที่สุดเท่ากับ  $A$  เราจะได้สมการที่ให้คำตอบที่เท่ากันคือ

$$\%m = \frac{B - A}{B + A} \times 100\% \tag{2.18}$$

วิธีนี้ทำได้จากออสซิลอโคป



รูปที่ 2.25 แสดงการหาเปอร์เซนต์การมอดูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.3 การโอเวอร์มอดูเลท

ถ้ารูปคลื่นสัญญาณมีค่า A เท่ากับศูนย์จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทสูงสุด

$$\%m = \frac{B - A}{B + A} \times 100\% = \frac{B - 0}{B + 0} \times 100\% = 100\% \quad (2.19)$$

ซึ่งค่าที่ได้เป็นค่าสูงสุดที่สามารถมอดูเลทได้แต่ถ้ามีเหตุการณ์ที่ทำให้สัญญาณอินเทลลิเจนต์ที่มีความสูงเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดสภาวะโอเวอร์มอดูเลทขึ้น ซึ่งจะทำให้ในช่วงที่มีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทมากกว่า 100% เป็นช่องว่างอยู่ที่ศูนย์ ซึ่งจะทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งการส่งสัญญาณที่เป็นเช่นนี้ออกอากาศ จะเกิดการกวนกับสถานีอื่นและจะทำให้เกิดเสียงซ่าที่เครื่องรับได้

### 2.7.4 การวิเคราะห์สัญญาณ เอ เอ็ม

สมการของรูปคลื่น เอ เอ็ม สามารถเขียนได้โดยกำหนด  $E_C$  เป็นความสูงของคลื่นพาหะ บวกกับสัญญาณ อินเทลลิเจนต์  $e_I$  จะได้เป็นค่า E ดังสมการ

$$E = E_C + e_I \quad (2.20)$$

แต่  $e_I = E_I \sin \omega_I t$  ดังนั้นจะได้

$$E = E_C + E_I \sin \omega_I t \quad (2.21)$$

แต่  $E_I = mE_C$  ดังนั้นจะได้

$$E = E_C + mE_C \sin \omega_I t \quad (2.22)$$

เมื่อพิจารณาจากรูปคลื่น เอ เอ็ม แล้วจะพบว่า ค่าความสูง E จะแปรตามเวลา  $\sin \omega_C t$  ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} e &= E \sin \omega_C t \\ &= E_C (1 + m \sin \omega_I t) \sin \omega_C t \end{aligned} \quad (2.23)$$

ซึ่งจะได้สมการสุดท้ายเป็น

$$e = E_C \sin \omega_C t + \frac{mE_C}{2} \cos(\omega_C - \omega_I)t - \frac{mE_C}{2} \cos(\omega_C + \omega_I)t \quad (2.24)$$

โดยพจน์แรกเป็นคลื่นพาหะมีความถี่เท่ากับ  $f_C$  พจน์ที่สองเป็นความถี่ด้านต่ำ และพจน์ที่สามเป็นความถี่ด้านสูง

เมื่อคลื่นพาหะถูกมอดูเลทด้วยสัญญาณไซน์แท้ จะเป็นการมอดูเลทแบบ 100% สัญญาณทั้งด้านต่ำและด้านสูงจะเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณคลื่นพาหะเราสามารถเขียนเป็นสกรได้

$$E_{SF} = \frac{mE_C}{2} \quad (2.25)$$

เมื่อกำหนดให้  $E_{SF}$  = ความสูงของสัญญาณความถี่แต่ละด้าน

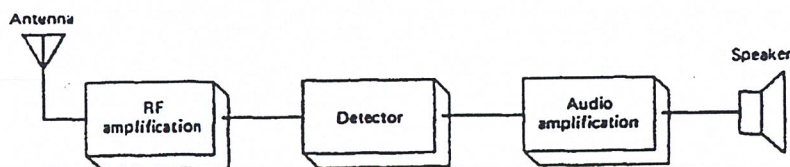
$E_C$  = ความสูงของคลื่นพาหะ

m = ค่าดัชนีการมอดูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 เครื่องรับวิทยุ AM

### 2.8.1 คุณสมบัติของเครื่องรับ



รูปที่ 2.26 พิจารณา block diagram ของเครื่องรับ

1. สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศโดยทั่วไปจะมีขนาดเล็กดังนั้นในการขยายให้สัญญาณใหญ่ขึ้นเป็นสิ่งจำเป็นโดยตัวขยายสัญญาณต้องมี low noise และจะต้องทนความถี่คลื่นพาหะและไซด์แบนด์ ที่ต้องการได้และสามารถหลีกเลี่ยงการ interference กันระหว่างสถานีที่อยู่ใกล้เคียงได้และยังต้องรับ noise ได้น้อยที่สุดด้วย
2. หลังจากผ่านการขยายให้ได้ขนาดตามต้องการแล้ว สัญญาณก็จะผ่านวงจร ดีเทค สัญญาณวิทยุ
3. หลังจากผ่านการ ดีเทคสัญญาณแล้ว ก็จะนำสัญญาณ audio ที่ได้ไปทำการขยายสัญญาณให้มีกำลังที่เพียงพอที่จะขับเครื่องขยายเสียง

จากขบวนการนี้สามารถแสดงเป็น block diagram ดังแสดงในรูปที่ ซึ่งประกอบด้วย RF Amplifier เริ่มแรกเครื่องรับจะรับสัญญาณ Radio จาก broadcast AM จะกระทำได้ดังรูปของ TRF receiver (Tune Radio Frequency) ซึ่งเครื่องรับสัญญาณทั่วไปของ RF Amplifier จะประกอบด้วย 3 stage โดยแต่ละ stage ก็จะปฏิบัติการโดยการใช้วงจรจูน ต่างๆแยกสัญญาณ วงจรจูนทั้ง 3 ส่วนจะถูกปรับโดยการแยกซึ่งควบคุมโดย capacitor ที่ปรับค่าได้ ความไวในการรับคลื่นวิทยุและความไวในการเลือกรับคลื่นของเครื่องรับ (Sensitivity and Selectivity)

คุณลักษณะใหม่ 2 ประการของเครื่องรับคือ Sensitivity และ Selectivity โดย Sensitivity ของเครื่องรับนั้น อาจนิยามได้ว่าเป็นความสามารถในการขับให้ เอาท์พุท มีระดับได้ตามความต้องการช่วงกว้างของ Sensitivity สำหรับการสื่อสารตัวเครื่องรับมีค่าเปลี่ยนแปลงจากมิลลิโวลต์ สำหรับเครื่องรับ AM แบบราคาถูกจนถึงนาโนโวลต์ สำหรับงานบางอย่างที่ต้องการความละเอียด ในบางครั้ง Sensitivity ของเครื่องรับ จะถูกกำหนดโดยใช้ gain โดยทั่วไปสัญญาณอินพุท ที่ตัวเครื่องรับต้องมีขนาดใหญ่กว่า noise ซึ่งการเพิ่ม Gain ให้กับคลื่น radio ไม่ใช่เรื่องยาก แต่การทำให้ระดับของ noise อยู่ในระดับที่ต้องการเป็นเรื่องยาก

## 2.8.2 AM Detection

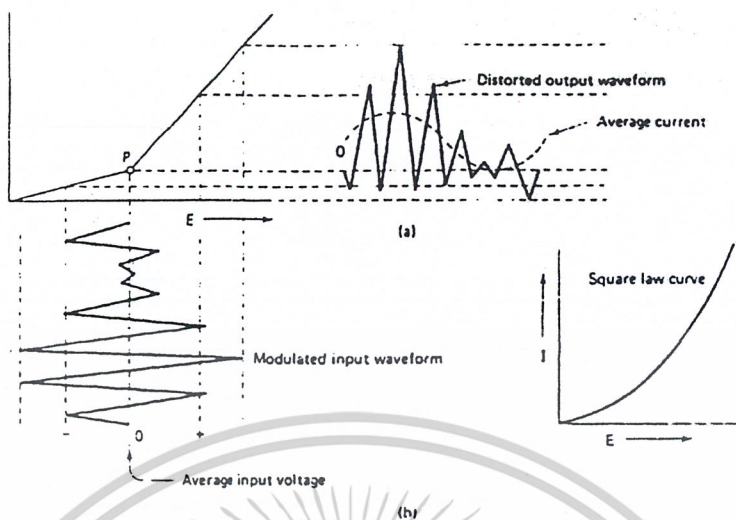
ในกระบวนการตีเทคสัญญาณข่าวสารออกจากคลื่นพาห์และไซด์แบนด์ สามารถทำได้โดยง่าย โดยจะย้อนไปถึงการอธิบายเกี่ยวกับการกำเนิดสัญญาณ AM เรากล่าวว่าความถี่ที่แตกต่างกัน 2 ความถี่จะผ่านอุปกรณ์ nonlinear เกิดการรวมและหักล้างกันของความถี่ระหว่างคลื่นพาห์และ sideband ของสัญญาณ AM แยกความถี่ให้มีค่าตามความถี่ของข่าวสาร ถ้าสัญญาณ AM ผ่านไปยังอุปกรณ์ nonlinear ความแตกต่างของความถี่ ระหว่างคลื่นพาห์และ side band จะเกิดขึ้นและความถี่ที่เกิดขึ้นนี้คือ ข่าวสารที่ส่งมานั่นเอง ถ้าเรานำสัญญาณ AM ไปผ่านอุปกรณ์ nonlinear จะเกิดขบวนการตีเทคสัญญาณขึ้น

การตีเทคสัญญาณ AM ต้องการอุปกรณ์ทางไฟฟ้าแบบ nonlinear ในทางอุดมคติ curve ของอุปกรณ์ linear จะมีผลให้ครึ่งบวกของคลื่นมอดูเลต มากกว่าที่จะให้ครึ่งลบของสัญญาณซึ่ง distortion ที่เกิดขึ้นใน voltage wave จะอยู่ที่ระดับประมาณศูนย์ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของกระแสก็จะมีผลกับแอมพลิจูด ของสัญญาณข่าวสาร โดย curve จะแสดงในรูปที่ 2.27( a ) เรียกว่า ideal curve เพราะว่าเส้นตรงบริเวณจุด p จะทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิคได้ เมื่อมีอินพุตมายังอุปกรณ์ nonlinear แบบอุดมคติพบว่าเอาท์พุทจะได้ความถี่ดังนี้

1. ความถี่คลื่นพาห์
2. upper sideband
3. lower sideband
4. กระแส DC
5. ความถี่

ส่วนความถี่ที่มีค่าเท่ากับคลื่นพาห์ต่ำกว่า side band เล็กน้อยและสูงกว่า side band เล็กน้อยก็คือสัญญาณความถี่เดิมการสร้างสัญญาณใหม่ของตัวตีเทค สัญญาณความถี่โดยการผลิตเอาท์พุท ที่ต้องการเอาท์พุทที่จะผ่าน low pass filter ซึ่งความถี่สูงจะถูกขจัดออกไปและจะมีเพียงสัญญาณข่าวสาร และองค์ประกอบของไฟ DC เท่านั้นที่ผ่านออกมาได้ ดังได้แสดงในการเกิด curve ของกระแสเฉลี่ยรูป 2.27(a)

วงจรของเครื่องรับในทางปฏิบัติ curve จะเป็นในทางอุดมคติคือเป็น curve แบบ square low parabolar ดังแสดงในรูป 2.27(b) เอาท์พุท ที่ออกมาจากอุปกรณ์จะอาศัยจาก curve นี้ ฮาร์โมนิคของความถี่สูงสามารถกรองออกไปได้ แต่ฮาร์โมนิคของผลรวมและผลต่างของความถี่จะทำให้เกิด distortion ขึ้น



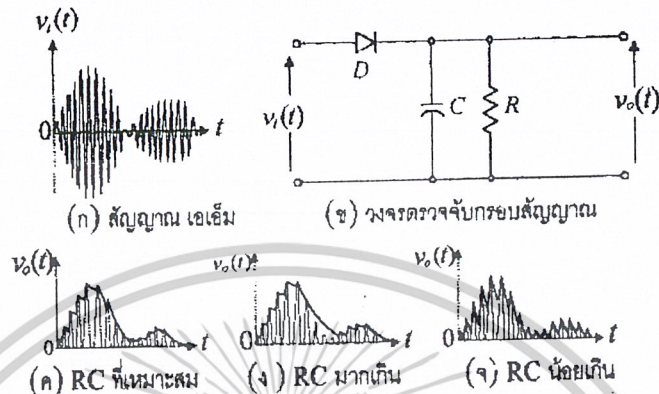
รูปที่ 2.27 อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ถูกใช้เป็นเครื่องรับ

2.8.3 Diode detector

Diode detector หรือ วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ คือวงจรที่ให้เอาท์พุทมีลักษณะเป็นไปตามกรอบหรือแนวทางเดินของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.28(ข) การทำงานของวงจรมีอธิบายได้ดังนี้ คือ เมื่อมีสัญญาณ  $\Phi_{AM}(t)$  ตามแสดงในรูปที่ 2.28(ก) เข้ามาสู่วงจรในตอนแรกนั้น ขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแส ทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาท์พุทเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีค (peak) หรือยอดของสัญญาณ แต่ต่อจากนั้นเมื่ออินพุต  $\Phi_{AM}(t)$  ลดลงก็จะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางเอาท์พุทของ D ต่ำกว่าค่าโวลต์ในสถานะการเช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแสและกันไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียวคือ คายประจุผ่าน R ไปอย่างช้าๆจนกระทั่งถึงเวลาที่  $\Phi_{AM}(t)$  จะมีค่ากลับเป็นบวก และมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด D จึงจะนำกระแสอีกและจะเกิดการประจุของ C ทำให้เอาท์พุทเป็นไปตามค่าของสัญญาณ  $\Phi_{AM}(t)$  อีกไปจนถึงค่ายอดของคลื่นพาดถัดมาแล้วพฤติกรรมการทำงานก็จะเกิดซ้ำในลักษณะเดิมอีก กล่าวคือเกิดการคายประจุของ C ผ่าน R อีกครั้งหนึ่งพฤติกรรมเช่นนี้จะเกิดซ้ำแล้วซ้ำอีกเรื่อยไปดังนั้นเราเลือกค่าคงตัวเชิงเวลา ( time constant ) RC ที่ใช้ให้เหมาะสม ก็จะได้เอาท์พุทของวงจรเป็นไปตามเส้นที่บ่งชี้แสดงในรูปที่ 2.28(ค) แต่ถ้าค่าคงตัวเชิงเวลาของวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณที่ประกอบอยู่ใน  $m(t)$  แล้วก็จะทำให้เอาท์พุทของวงจรเกิดลดตามยอดคลื่นของ  $\Phi_{AM}(t)$  ไม่ทัน และจะทำให้เกิดการการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาท์พุทดังแสดงในรูปที่ 2.28(ง) และในกรณีที่เกิดการใช้ RC มีค่าน้อยมาก กล่าวคือผลคูณของ RC มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับคาบเวลาของคลื่นพาหะก็จะทำให้เกิดการกระเพื่อม (ripple ) บนสัญญาณเอาท์พุทมากดังแสดงในรูป 2.28(จ) อย่างไรก็ตามค่าความถี่ของคลื่นพาหะที่ใช้ทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นจะมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของ  $m(t)$  มากหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $m(t)$  จะเปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ที่ใช้จึงทำให้การเลือกค่าเวลาคงตัวของวงจร RC ทำได้อย่างเหมาะสมและง่าย กล่าวคือจะทำให้การกระเพื่อมบนเอาต์พุตของวงจรมีค่าน้อยมากได้จนไม่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติเงื่อนไขสำหรับการเลือกค่า RC ที่เหมาะสม สามารถสรุปได้ในรูปของอสมการดังต่อไปนี้คือ



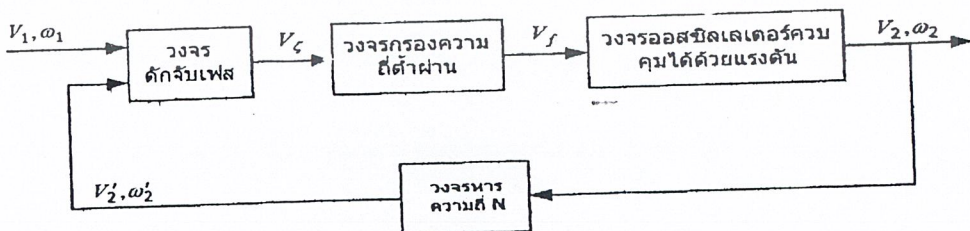
รูปที่ 2.28 รูปสัญญาณ Diode detector

โดยในที่นี้ คือ ค่าความถี่ของคลื่นพาห์ และค่าความถี่สูงที่สุดที่ประกอบอยู่ในสัญญาณข่าวสารตามลำดับตามข้อเขียนนั้น จะเห็นว่าวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณเป็นวงจรที่มีส่วนประกอบน้อยมาก ดังนั้นถ้าเกิดความจำเป็นที่จะต้องสร้างเครื่องรับจำนวนมาก การใช้วิธีการตรวจจับกรอบสัญญาณนี้ก็จะช่วยให้ประหยัดมาก ด้วยข้อคิดดังกล่าวนี้ ในการส่งวิทยุกระจายเสียงแบบเอเอ็มทั่วไปจึงใช้การส่งสัญญาณคือเอสบี เอสซี พร้อมคลื่นพาห์ทั้งสิ้นทั้งนี้เพื่อที่จะได้ประหยัดอุปกรณ์ในการสร้างเครื่องรับ ดังนั้นเมื่อก้าวถึงการส่งวิทยุเอเอ็มธรรมดาแล้ว ก็จะหมายถึงการส่ง สัญญาณคือเอสบี เอสซี พร้อมคลื่นพาห์ (AM with carrier) เป็นปกติ

2.9 เฟสล็อกแบบดิจิตอล

เฟสล็อกเป็นระบบป้อนกลับที่ใช้การป้อนกลับของสัญญาณเพื่อที่จะล็อกความถี่เอาต์พุต โดยการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต เฟสล็อกถูกมักถูกใช้สำหรับกรองสัญญาณ การสังเคราะห์ความถี่ การควบคุมความเร็วมอเตอร์ การแยกความถี่ เป็นต้น เฟสล็อกสามารถใช้อุปกรณ์ได้ทั้งแบบอนาล็อกและดิจิตอล

2.9.1 หลักการเฟสล็อกแบบดิจิตอล



รูปที่ 2.29 แสดงบล็อกไดอะแกรมของดิจิตอลเฟสล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.29 ตัวคักจับเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างเฟสของ สัญญาณอินพุต  $V_1$  กับสัญญาณ  $V_2'$  ซึ่งเป็นสัญญาณป้อนกลับจากวงจรหารความถี่ ซึ่งถ้าเกิดค่าความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะทำให้เกิดสัญญาณแรงดันผิดพลาด ออกมาป้อนเข้าวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน เพื่อส่งไปยังวงจรปรับแรงดันเป็นความถี่ทำให้ได้ สัญญาณเอาต์พุต  $V_2$  ออกมาซึ่งหลักการดังกล่าวนี้เป็นวิธีการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกแบบ ดิจิตอลสัญญาณแรงดันจากวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านจะเป็นสัญญาณควบคุมวงจรปรับแรงดันเป็น ความถี่เพื่อควบคุม  $V_2'$  ให้มีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุต  $V_1$  ส่งผลทำให้วงจรปรับแรงดันเป็นความถี่ถูกล็อก สัญญาณเอาต์พุตให้มีค่าสอดคล้องกับสัญญาณอินพุต

### 2.9.2 ตัวคักเฟสแบบเฟส-ความถี่

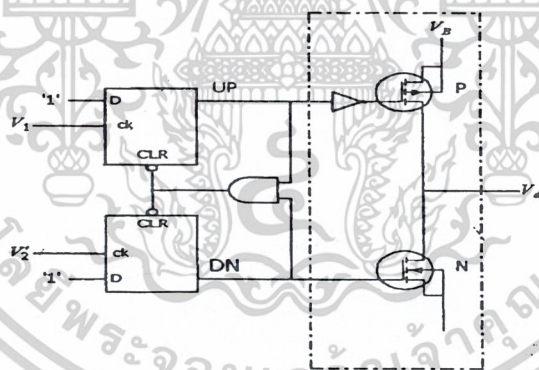
ตัวคักจับเฟสแบบนี้ เอาต์พุตของสัญญาณไม่ได้ขึ้นอยู่กับค่าเฟสผิดพลาด  $\theta_e$  เท่านั้น แต่ยังขึ้นกับ ค่าความถี่ผิดพลาด  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$  ซึ่งรูปแบบของวงจรจะแสดงดังรูปที่ 2.30 โดยวงจรประกอบด้วย ดีฟลิปฟลอปป์ มีเอาต์พุตคือ UP และ DN ซึ่งตัวคักจับเฟสสามารถกำหนดสถานะได้ 4 แบบ คือ

$$UP = 0, DN = 0$$

$$UP = 1, DN = 0$$

$$UP = 0, DN = 1$$

$$UP = 1, DN = 1$$



รูปที่ 2.30 แสดงตัวคักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

เมื่อใส่แอนแอนด์(AND-GATE) เข้าไปจะทำให้สถานะ  $UP = 1, DN = 1$  หายไป เพราะเอาต์พุตของ แอนแอนด์จะปรีเซ็ตฟลิปฟลอปป์ทั้ง 2 ตัว ดังนั้นสถานะของวงจรจะเหลือเท่ากับ 3 สถานะ โดยกำหนดมี สัญญาณ คือ  $-1, 0$  และ  $+1$  คือ

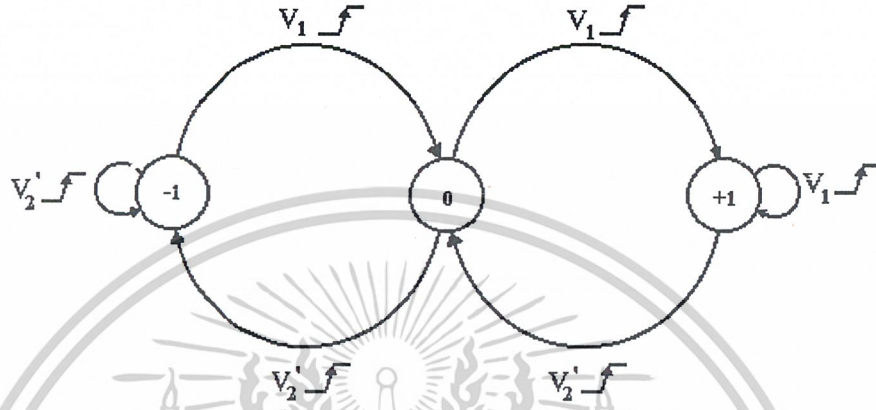
$$UP = 0, DN = 0; \text{state} = -1$$

$$UP = 1, DN = 0; \text{state} = 0$$

$$UP = 0, DN = 1; \text{state} = +1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดงสถานะของตัวดักจับเฟสจะกำหนดได้จากสถานะชั่วขณะของสัญญาณ  $V_1$  และ  $V_2'$  ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.31 สถานะบวกของ  $V_1$  จะมีผลทำให้ตัวดักจับเฟสเปลี่ยนสถานะไปเป็นสถานะที่สูงกว่าเว้าเสียแต่ได้อยู่ที่สถานะ +1 อยู่แล้ว ในทำนองเดียวกัน สถานะบวกของ  $V_d$  จะมีผลให้ตัวดักจับเฟสเปลี่ยนสถานะไปเป็นสถานะที่ต่ำกว่าเว้าเสียแต่ได้อยู่ในสถานะ -1 แล้ว เมื่อตัวดักจับเฟสมีสถานะ +1 จะมีค่าเป็นบวก และ เมื่อมีสถานะ -1  $V_d$  จะมีค่าเป็นลบ และเมื่ออยู่ในสถานะศูนย์  $V_d$  จะเท่ากับศูนย์



รูปที่ 2.31 แสดงสถานะของตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

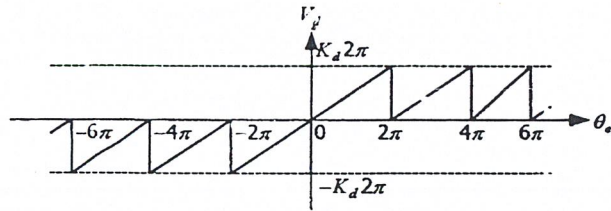
แต่ในความเป็นจริงสัญญาณที่ใช้เป็นแบบไบนารี ดังนั้นสถานะ  $V_d = 0$  จะกำหนด ให้เป็นค่าความต้านทานสูง ซึ่งวงจรเป็นเส้นปะของรูปที่ 2.30 แสดงการกำเนิดสัญญาณ  $V_d$  เมื่อ สัญญาณ UP เป็นค่าสูง P แชนแนลจะนำกระแส ดังนั้น  $V_d$  จะมีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_B$  เมื่อ DN เป็นค่าสูง N แชนแนลจะนำกระแส ดังนั้น  $V_d$  จะมีค่าเท่ากับกราวด์ แต่ถ้าสัญญาณทั้งสองเป็นค่าสูงมอสเฟสทั้งสองก็จะไม่นำกระแส ค่าสัญญาณ  $V_d$  จะเสมือนกับไม่มี คือ เป็นค่าความต้านทานสูง โดยถ้าตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ทำงานจะได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 2.33 ซึ่งในรูปที่ 2.33(ก)แสดงในกรณีค่าเฟสผิดพลาดเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะถูกกำหนดให้อยู่ในสถานะศูนย์ สัญญาณ  $V_1$  และ  $V_2'$  จะมีค่าเฟสเท่ากัน สัญญาณขอบขาขึ้นของ  $V_1$  และ  $V_2'$  มีช่วงเวลาเท่ากัน ดังนั้นจึงไม่มีสัญญาณด้านเอาต์พุต ในรูปที่ 2.33(ข)เมื่อ  $V_1$  นำหน้า  $V_2'$  ตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่ จะเปลี่ยนสถานะระหว่าง 0 กับ +1 โดยถ้า  $V_1$  ล้าหลัง  $V_2'$  ดังรูปที่ 2.33(ค) ตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่จะเปลี่ยนสถานะระหว่าง -1 กับ 0 ถ้าพิจารณาจากรูป 2.33(ข) และ (ค) และ  $V_2'$  จะมีค่ามากที่สุดเมื่อค่าเฟสผิดพลาดมีค่าลบและเข้าใกล้มุม  $-360$  องศา ถ้าพล็อตกราฟค่าเฉลี่ยของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $V_2'$  กับค่าเฟสผิดพลาด  $\theta_e$  จะได้ฟังก์ชันพินเฉลี่ย ดังรูปที่ 2.32 ซึ่งจากรูป จะแสดงค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากค่าเฟสผิดพลาดมากกว่า  $2\pi$  และน้อยกว่า  $-2\pi$  เมื่อ ค่าเฟสผิดพลาดมีค่าถึง  $2\pi$  สัญญาณเอาต์พุตจากค่าสูงสุดก็จะมีค่าเริ่มที่ศูนย์ใหม่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของรูปสัญญาณเป็นลักษณะคาบเวลา โดยมีคาบเวลาเท่ากับ  $2\pi$  ในทางกลับกันค่าสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าน้อยที่สุด เมื่อค่าเฟสผิดพลาดมีค่าอยู่ในช่วง  $-2\pi < \theta_e < 2\pi$  ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต  $V_d$  คือ

$$V_d = K_d \theta_e \quad (2.26)$$

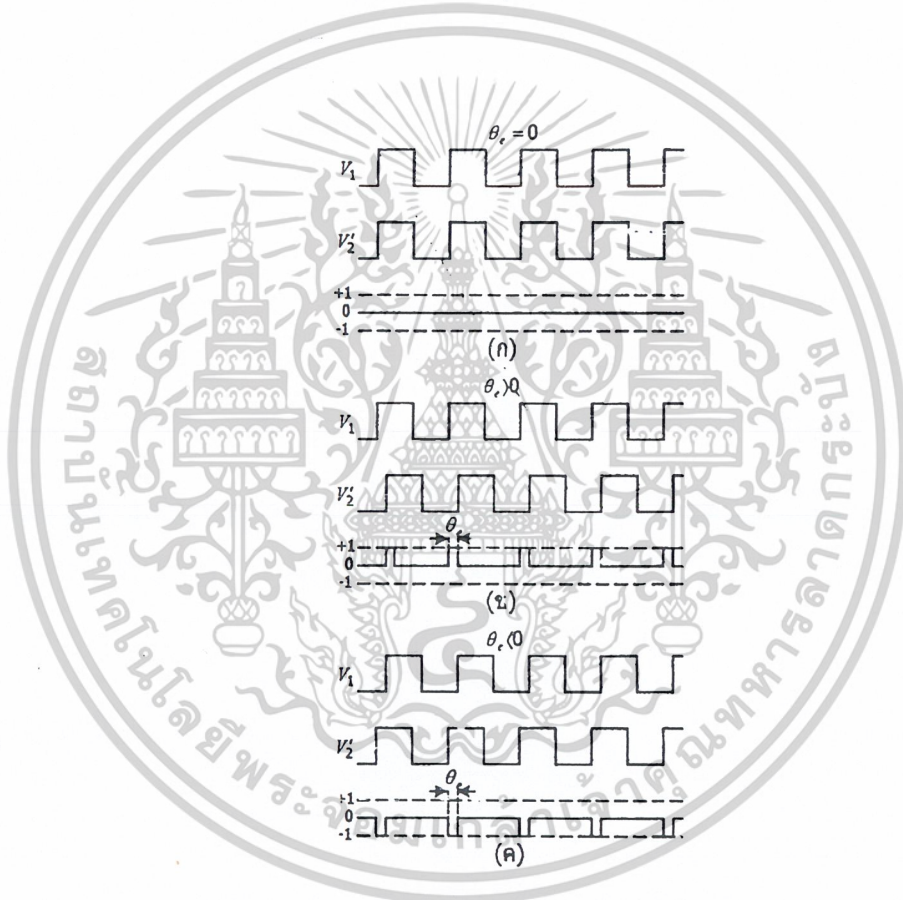
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอัตราขยายของตัวดักจับเฟส  $K_d$  จะมีค่าดังสมการ

$$K_d = \frac{V_B}{4\pi} \tag{2.27}$$



รูปที่ 2.32 แสดงกราฟคุณสมบัติเย้าต์พุด เฉลี่ยของตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่



รูปที่ 2.33 แสดงรูปสัญญาณของตัวดักจับเฟสแบบเฟส-ความถี่

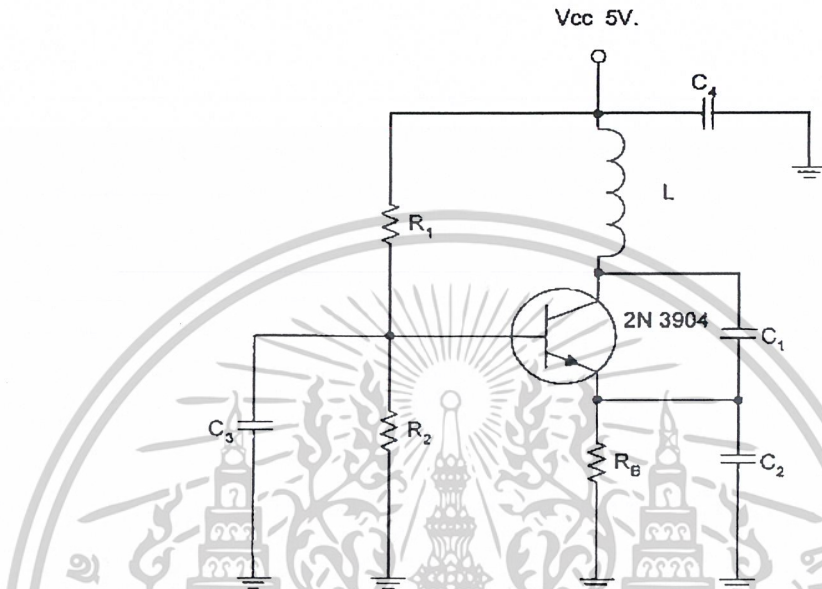
- (ก) รูปสัญญาณค่าเฟสผิดพลาดเท่ากับศูนย์
- (ข) รูปสัญญาณค่าเฟสผิดพลาดมีค่าเป็นบวก
- (ค) รูปสัญญาณค่าเฟสผิดพลาดมีค่าเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10 วงจรออสซิลเลเตอร์

### 2.10.1 วงจรคอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์(Colpitts Oscillator)

ลักษณะที่เด่นชัดของวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้ก็คือมีคาปาซิทีฟโวลต์เทจดีไวเดอร์ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณอย่างชัดเจน(วงจรโวลต์เทจดีไวเดอร์ คือ วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ที่ใช้งานกันบ่อยได้แก่รีซิสเตอร์โวลต์เทจดีไวเดอร์)



รูปที่ 2.34 วงจรคอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์

$C_1$  และ  $C_2$  ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรดีไวเดอร์อนุกรมกับคอยล์ ในส่วนของวงจรคอลเลคเตอร์ และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม  $C_3$  จะถูกป้อนกลับแบบบวกไปยังขาเบส

จุดต่อระหว่าง  $C_1$  และ  $C_2$  จะถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นเปรียบเสมือนว่าวงจรคาปาซิทีฟโวลต์เทจดีไวเดอร์นั้นเป็นวงจรเทียบเท่าการเทปคอยล์ สำหรับสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์แรงดันไฟฟ้า และจะมีขั้วตรงข้ามกันเมื่อเทียบกับจุดกราวด์การป้อนกลับแบบบวก จะถูกคัปเปิลโดย  $C_3$  ซึ่งในขณะที่เดียวกัน  $C_3$  ก็จะทำให้การป้องกันสัญญาณแรงดันไฟตรงจากขาคอลเลคเตอร์ไม่ให้ผ่านไปสู่ขาเบสได้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการสร้าง

##### 3.1 การออกแบบวงจรรับ-ส่ง QPSK

เทคนิคการมอดูเลตแบบ QPSK ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 นั้นอาศัยข้อมูลไบนารี (binary) 2 บิตเป็นตัวกำหนดชนิดสัญญาณ เมื่อมอดูเลตกับคลื่นพาห้ไซน์ (Sine) และโคไซน์ (Cosine) แล้วนำมา รวมกันเพื่อกำเนิดเป็นสัญญาณ QPSK ส่วนทางค้ำรับ เมื่อรับสัญญาณแต่ละชนิดก็จะนำไปผ่านการค้ำมอดูเลตและนำไปเข้าวงจรค้ำตัดสินใจ (decision circuit) เพื่อกำหนดข้อมูลไบนารีที่ภาครับตรวจจับ (detect) ได้ จากสัญญาณ QPSK จากวิธีการข้างค้ำดังกล่าวนำไปใช้งานที่ค้ำต้องการบอดเรต และความถี่คลื่นพาห้ที่สูงๆ จะพบปัญหาการออกแบบ 2 ประการค้ำนี้

1. ในแง่ของการสร้างวงจร ที่ค้ำต้องการให้วงจรค้ำตัดสินใจนั้น มีประสิทธิภาพสูงและการควบคุมความเที่ยงตรงของสัญญาณแต่ละชนิดที่บอดเรตสูงๆนั้นทำได้ยาก
2. ไม่เหมาะสมในทางปฏิบัติที่จะใช้วงจรลอจิกความเร็วสูง (High-speed logic) ที่ซ้บซ้ออนมาแปลงลค้ำดับข้อมูลไบนารีอินพุตให้เป็นสัญญาณแต่ละชนิด

หลักการการออกแบบวงจรทางค้ำส่งและรับค้ำนี้

##### 3.1.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง QPSK

ข้อมูลไบนารีที่นำมาจากลค้ำดับข้อมูลอินพุต คร้บละ 2 บิตนั้นจะถูกเปลี่ยนให้มีระดับแรงค้ำดับเป็นบวกลบสองระดับตามตารางค้ำนี้

ลจิก	ระดับแรงค้ำดับ
0	-1
1	+1

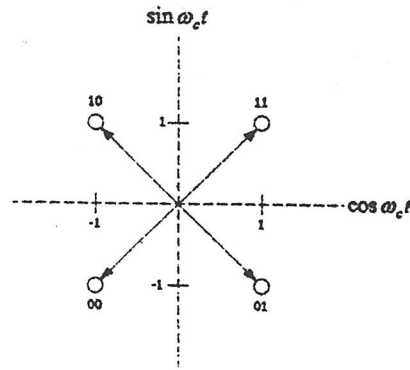
ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลไบนารีที่ถูกเปลี่ยนให้มีระดับแรงค้ำดับสองระดับ

สัญญาณ QPSK แสดงได้ค้ำนี้

D1	D2	QPSK
0	0	$(-1) \sin(\omega_c t) + (-1) \cos(\omega_c t) = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 225^\circ)$
0	1	$(-1) \sin(\omega_c t) + (+1) \cos(\omega_c t) = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 315^\circ)$
1	0	$(+1) \sin(\omega_c t) + (-1) \cos(\omega_c t) = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 135^\circ)$
1	1	$(+1) \sin(\omega_c t) + (+1) \cos(\omega_c t) = \sqrt{2} \cos(\omega_c t - 45^\circ)$

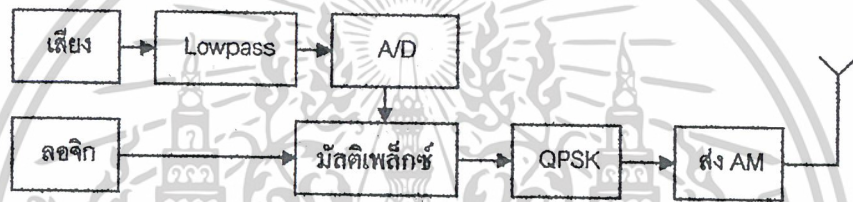
ตารางที่ 3.2 สัญญาณ QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ค้ำดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกคร้บที่มีค้ำนำไปใช้

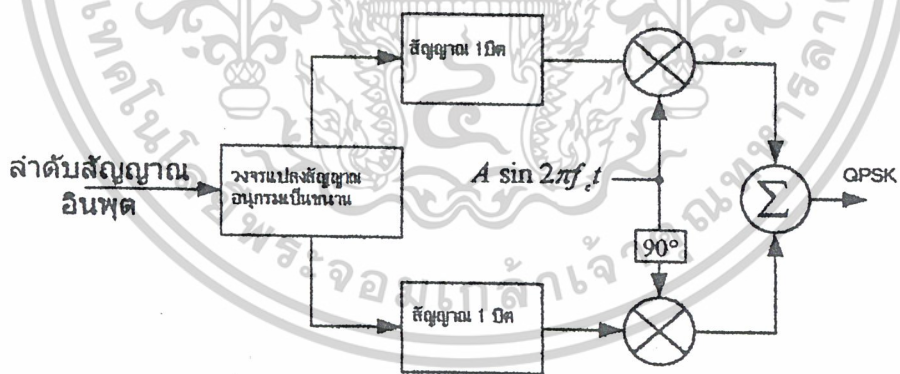


รูปที่ 3.1 ระบายสัญญาณของ QPSK

แสดงบล็อก ไคอะแกรมการทำงานของทางค่านส่งข้อมูลระบบ QPSK ดังนี้



รูปที่ 3.2 บล็อกไคอะแกรมของวงจรค่านส่ง

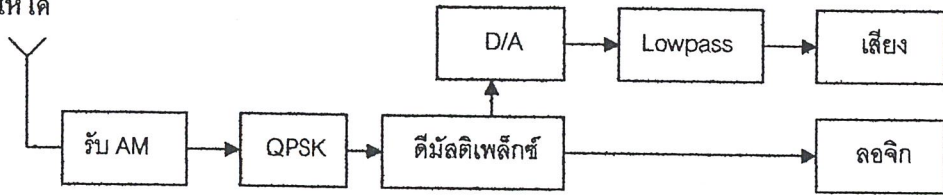


รูปที่ 3.3 บล็อกไคอะแกรมของ QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรภาครับ QPSK

หลักการทางด้านภาครับจะมีลักษณะตรงกันข้ามกับทางด้านส่งคือ เราต้องแยกสัญญาณ ทั้ง 2 ออกให้ได้



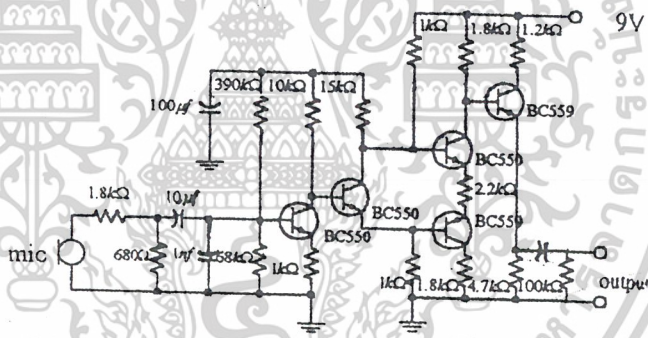
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมวงจรทางด้านรับ

ส่วนบล็อกไดอะแกรมของ QPSK ทางด้านรับจะเหมือนกันกับทางด้านส่ง

3.2 การออกแบบวงจรปรับไมค์โมดูล (Pre-mic Module)

ในโมดูลนี้จะประกอบด้วยวงจร 3 ส่วนต่อรวมกันคือ

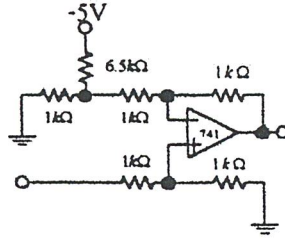
1. วงจรปรับไมค์ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงจากไมค์ให้มีความแรงมากพอที่จะทำให้วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลแบบ CVSD สามารถแปลงสัญญาณเสียงจากไมค์ให้เป็นข้อมูลดิจิทัลได้



รูปที่ 3.5 วงจรปรับไมค์

2. วงจรปรับ DC offset ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ที่กำหนดให้ความต้านทานทุกตัวในวงจรเท่ากันหมด คือ ดังนั้นจะได้เอาต์พุต โดยเราจะป้อน เป็นสัญญาณจากวงจรปรับไมค์และ ป้อนไฟลบประมาณ 2 โวลต์ เพื่อยกระดับสัญญาณเสียงจากวงจรปรับไมค์ให้ขึ้นอยู่กับ DC +2 โวลต์ เพราะว่า วงจร A/D ที่ใช้ไม่สามารถแปลงแรงดันที่เป็นลบได้ ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องให้สัญญาณเสียงขึ้นอยู่กับ DC +2 โวลต์ เสมอเพื่อให้การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเสียงเกิดขึ้นเฉพาะภายในช่วงบวกเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรปรับ DC offset

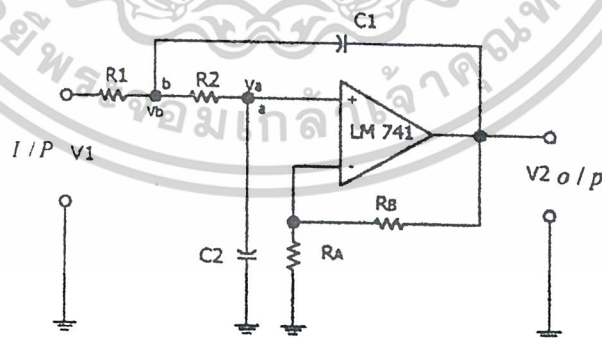
3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัตออฟที่ 3.4 kHz ใช้กรององค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเสียงที่มีความถี่สูงกว่า 3.4 kHz ทิ้งไปเพื่อป้องกันการเกิดเอเลียสซิงเนื่องจาก A/D ใช้อัตราแซมปลิงเท่ากับ 16 kHz ซึ่งใช้วงจร Low pass

### 3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low pass filter)

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ โดยต้องการให้ความถี่คัตออฟอยู่ที่ 3.4 kHz และความถี่ที่มากกว่า 4 kHz มีขนาดน้อยมากเพื่อป้องกันการเกิดเอเลียสซิง(aliasing) และใช้เพื่อผู้สัญญาณเดิมกลับคืนหลังจากผ่านวงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาลอก จากคุณลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 จะพบว่าที่ความถี่มากกว่า 4 kHz ยังมีขนาดของสัญญาณที่หลงเหลือจากการกรองมากจึงจำเป็นต้องใช้วงจรนอกรีฟิลเตอร์ ในการช่วยลดขนาดสัญญาณที่ความถี่มากกว่า 4 kHz ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะประกอบด้วย 2 ส่วน

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4
2. วงจรนอกรีฟิลเตอร์

#### 3.3.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4



รูปที่ 3.7 การวาง โหนดวงจร Sallen and Key

จากรูป 3.7 สามารถหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2}{V_a} = 1 + \frac{R_B}{R_A} = K \quad (3.1)$$

node (a)

$$V_a \left[ SC_2 + \frac{1}{R_2} \right] - \frac{1}{R_2} v_b = 0 \quad (3.2)$$

node (b)

$$v_b \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_1 \right] - \frac{1}{R_1} v_1 - \frac{1}{R_2} v_a - SC_1 v_2 = 0 \quad (3.3)$$

จากสมการ(3.2)

$$V_a \left[ \frac{SR_2 C_2 + 1}{R_2} \right] = \frac{1}{R_2} V_B \quad (3.4)$$

$$V_b = V_a [SR_2 C_2 + 1] \quad (3.5)$$

แทน  $V_b$  ในสมการ (3.3) จะได้

$$V_a [SR_2 C_2 + 1] \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_1 \right] - \frac{1}{R_1} V_1 - \frac{1}{R_2} V_a - SC_1 V_2 = 0 \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.1)

$$\frac{V_a}{V_1} = \frac{V_2}{K}$$

แทน  $V_a$  ลงในสมการ (3.6)

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K / R_1 R_2 C_1 C_2}{S^2 + S \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{K}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

จากสมการทั่วไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$T(S) = \frac{K\omega_0^2}{S^2 + (\omega/Q)S + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

จากสมการ ถ้าเราให้  $C_1=C_2=1$  และ  $R_1=R_2=1$  เพื่อลดความซับซ้อนของสมการลงจะได้ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{S^2 + (3-K)S + 1} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{3-K} \tag{3.7}$$

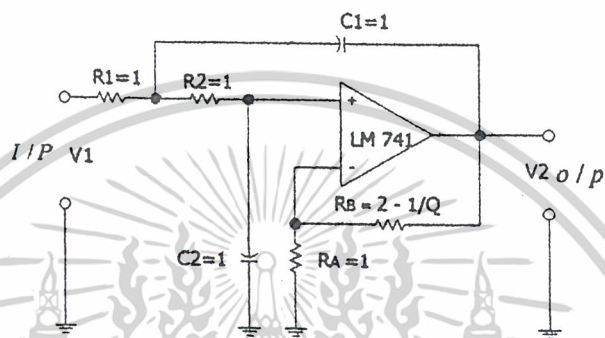
การออกแบบที่ 1 โดยที่  $K = 3 - 1/Q$

สำหรับการออกแบบเราจะใช้ค่า

$$K = 3 - \frac{1}{Q} = 1 + \frac{R_B}{R_A} \tag{3.8}$$

เมื่อให้  $R_A = 1$

จะได้  $R_B = 2 - \frac{1}{Q}$



รูปที่ 3.8 วงจร Sallen and Key ที่มี  $K = 3 - 1/Q$

การออกแบบที่ 2 โดยที่  $K = 1$

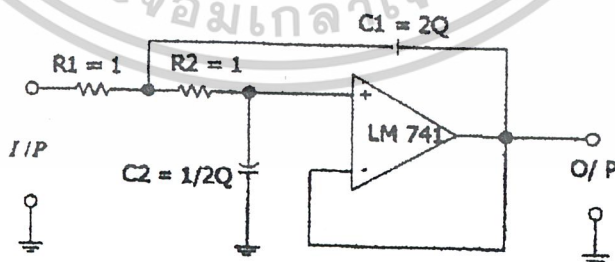
จากสมการ(3.8) เมื่อ  $K = 1$  จะได้

$$\frac{R_B}{R_A} = 0 \quad \therefore R_B = 0$$

ให้  $R_1 = R_2 = 1$  และ  $\omega_0 = 1$  จะมี 2 เงื่อนไขคือ

$$\frac{2}{C_1} = \frac{1}{Q} \quad \text{และ} \quad C_1 C_2 = 1$$

$$C_1 = 1Q \quad \text{และ} \quad C_2 = \frac{1}{2Q}$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Sallen and Key ที่มี  $K = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกำรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\psi$  คือ มุมของ โพล และ  $n$  คือ อันดับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$\psi = \pm 90^\circ / n$  โดยมุมของโพลจะแยกออกเป็น  $\psi = 180^\circ / n$

เมื่อ  $n = 4$  จะได้

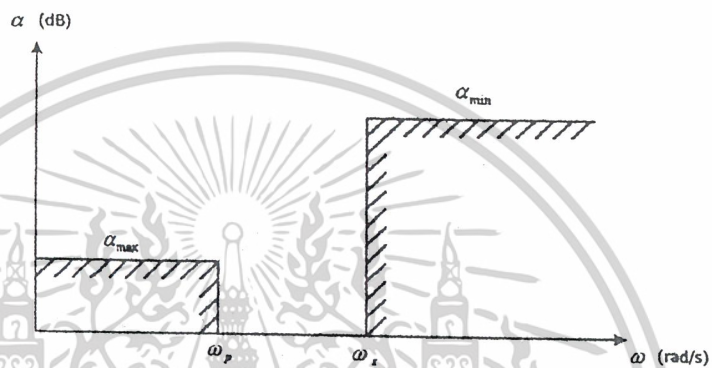
$$\psi = \pm 22.5^\circ, \pm 67.5^\circ$$

จาก

$$Q = \frac{1}{2 \cos \psi}$$

เมื่อแทนค่ามุมของโพลจะได้ค่า  $Q$  เท่ากับ 0.541 และ 1.306

$$\omega_0 = \frac{\omega_s}{\left(10^{\alpha_{\min}/10} - 1\right)^{1/2n}}$$



รูปที่ 3.10 แสดงตำแหน่งของ  $\omega_s$ ,  $\omega_p$ ,  $\alpha_{\min}$  และ  $\alpha_{\max}$

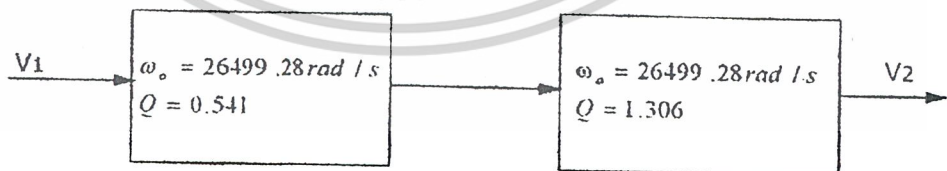
จากรูปที่ 3.10 สามารถกำหนดค่าได้ดังนี้

$$\alpha_{\min} = 30 \text{ dB}$$

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

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 10 \text{ kHz}}{\left(10^{30/10} - 1\right)^{1/8}} = 26499.28 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 4 \text{ kHz}$$



รูปที่ 3.11 แสดงการกำหนด  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรในแต่ละส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$kf = \omega_0 = 26499.28 \text{ rad / s}$$

จาก  $C_{new} = \frac{C_{old}}{kmkf}$  และ  $R_{new} = kmR_{old}$

ให้  $C_{new} = 10 \text{ nf}$

$$\therefore km = \frac{C_{old}}{C_{new} kf} = \frac{1}{10 \times 10^{-9} \times 26499.28} = 3773.02$$

จากรูปที่ 3.10 สามารถออกแบบวงจรส่วนแรกได้ค่า

$$R = 3773.02 \Omega$$

$$C = 10 \text{ nf}$$

$$R_B = 2 - \frac{1}{Q}$$

เราจะต้องให้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตรงความถี่ต่ำผ่านมีการพุ่งเกิน (over shoot) เกิดขึ้นเล็กน้อยเพื่อใช้หลังจากการรวมกับวงจรนอกรีตที่แควเตอร์แล้วจะไม่ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่รวมลดลงมากเกินไปในช่วงความถี่ 3 kHz ดังนั้นจึงเพิ่มค่า Q ขึ้นจาก เป็น

$$R_B = 2 - \frac{1}{0.62} = 0.387$$

$$R_B = kmR_{old} = 1.5 \text{ kHz}$$

จากรูปที่ 3.11 สามารถออกแบบวงจรส่วนสองได้

$$R = 3773.02 \Omega$$

$$C_1 = 2Q = 1.306 \times 2 = 2.612$$

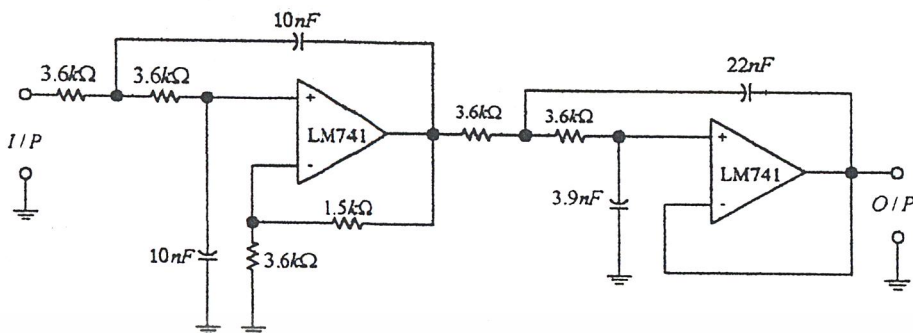
$$C_{new} = \frac{C}{kmkf} = 26.12 \text{ nf}$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times 1.306} = 0.382$$

$$C_{new} = \frac{C_{ole}}{kmkf} = 3.82 \text{ nf}$$

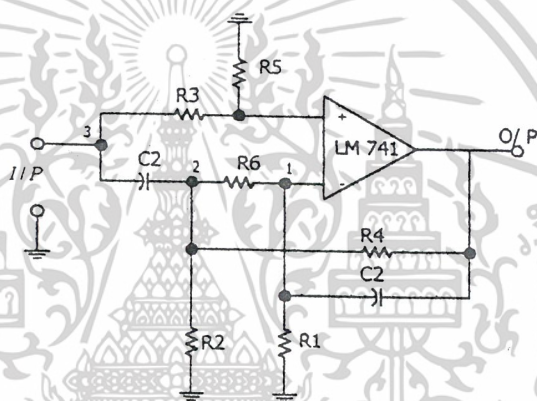
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำค่าที่ได้มาต่อวงจร จะได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4

3.3.2 การออกแบบวงจรนอกรีตฟิลเตอร์



รูปที่ 3.13 วงจรนอกรีตฟิลเตอร์

จากรูปที่ 3.13 สามารถวิเคราะห์หาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสามารถหาดังนี้

$$v \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) - \frac{1}{R_3} v_{in} = 0$$

$$v_1 = \left[ \frac{R_5}{R_3 + R_5} \right] v_{in}$$

เมื่อ  $k = \frac{R_5}{R_3 + R_5}$

$$v_1 = kv_{in}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

node (1)

$$v_2 = kR_6 \left[ \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_1} + SC_1 \right] V_{in} - SC_1 R_6 V_0 \quad (3.11)$$

node (2)

$$V_2 \left[ SC_2 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_4} \right] - \frac{V_0}{R_4} - SC_2 V_{in} - \frac{1}{R_6} V_1 = 0 \quad (3.12)$$

แทน (3.11) ใน (3.12)

$$\left[ KR_6 \left( \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_1} SC_1 \right) V_{in} - SC_1 R_6 V_0 \right] \left[ SC_2 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_4} \right] - \frac{V_0}{R_4} - SC_2 V_{in} - \frac{k}{R_6} V_{in} = 0$$

$$\text{เมื่อ } R_{24} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$$

จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{k \left[ S^2 + S \left( \frac{1}{R_6 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_4 C_2} - \frac{1}{R_6 C_1} \left( \frac{R_3}{R_5} \right) \right) + \frac{R_6 + R_1 + R_{24}}{R_{24} R_6 R_1 C_1 C_2} \right]}{S^2 + S \left( \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \right) + \frac{1}{R_6 R_4 C_1 C_2}} \quad (3.13)$$

$$T(S) = \frac{S^2 + \omega_z^2}{S^2 + (\omega_0 / Q)S + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

ให้  $S = j\omega = 0$  และเทียบความสัมพันธ์สมการที่ (3.13) และ (3.14)

$$\frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{R_1 R_{24} R_6 C_1 C_2} X(R_4 R_6 C_1 C_2)$$

$$\frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = 1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6 R_4}{R_1 R_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

$$\omega_z^2 = 1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6 R_4}{R_1 R_2} \quad (3.15)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_4 R_6 C_1 C_2 = 1 \quad (3.16)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{R_2 + R_4}{R_2 R_4 C_2} \quad (3.17)$$

$$R_3 = \frac{R_5 C_1}{C_2} + \frac{(R_2 + R_4) R_6 R_5 C_1}{R_2 R_4 C_2} + \frac{R_5 R_6}{R_1} \quad (3.18)$$

$$\text{จาก } \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2}$$

เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ ให้  $R_6 = R_{24} = 1$  และ  $\omega_0 = 1$

$$\therefore C_2 = 2Q = 2 \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.16)

$$C_1 = \frac{1}{2QR_4} \quad (3.20)$$

จาก

$$R_{24} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} = 1$$

$$R_2 = \frac{R_4}{R_4} - 1 \quad (3.21)$$

กำหนดให้  $R_4 = 1.05$

$$\therefore R_2 = 21$$

จากสมการที่ (3.20)

$$\therefore C_1 = 0.476$$

กำหนดให้  $\omega_z^2 = 1.25$

แทนค่า  $R_2, R_4, R_6$  และ  $\omega_z^2$  ในสมการที่ (3.11)

ดังนั้นจะได้  $R_1 = 1.05$

จากสมการที่ (3.18) ให้  $R_5 = 1$

$$\therefore R_3 = 0.571$$

จากค่า R และ C ที่หาได้ จะสามารถหาค่าที่ใช้งานได้ดังนี้

$$R_{new} = k_m R_{old} \quad \text{และ} \quad C = \frac{C_{old}}{k_m k_f}$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 5\text{kHz} = 31415.92\text{rad / s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้  $k_m = 1511.97$  และ  $k_f = 31415.92$

จะได้ค่าต่างๆ ในวงจรหลังการสเกลดังนี้

$$R_1 = 15.87K\Omega$$

$$R_2 = 31.75K\Omega$$

$$R_3 = 863.33K\Omega$$

$$R_4 = 1.587K\Omega$$

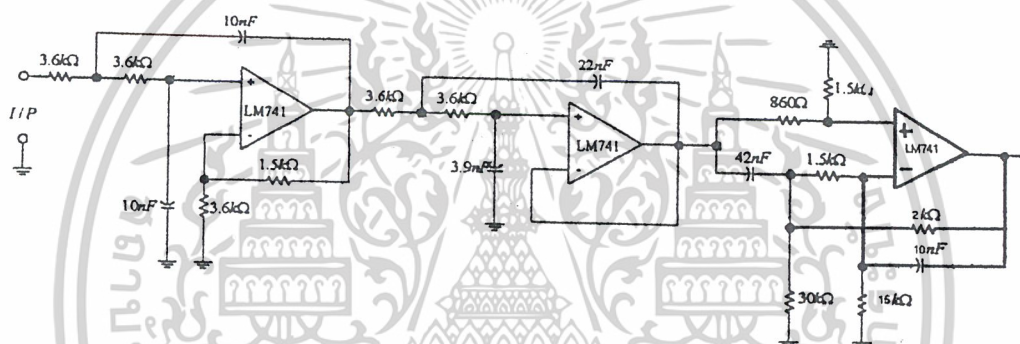
$$R_5 = 1.511K\Omega$$

$$R_6 = 1.511K\Omega$$

$$C_1 = 10nF$$

$$C_2 = 10nF$$

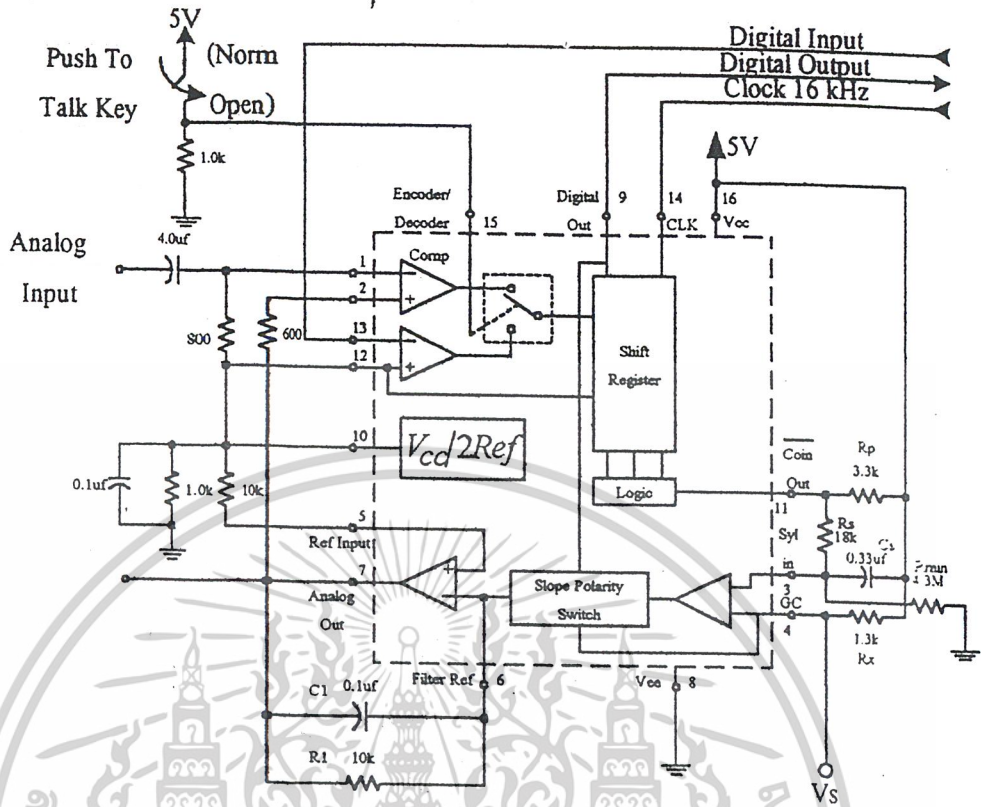
เมื่อนำวงจรออปต์ฟิเตอร์ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4 จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำรวมแสดงดังในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลและดิจิทัลเป็นอนาลอก



รูปที่ 3.15 วงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแบบContinuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator

ในการออกแบบวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MC4418 ซึ่งเป็น Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator การต่อให้ทำงานเป็นวงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแสดงในรูปที่ 3.14 ไอซีเบอร์นี้เป็น CVSDแบบใช้งานทั่วไป ผู้ใช้สามารถออกแบบปรับปรุงได้ มีสิ่งที่ต้องการกำหนดและออกแบบ 7 ข้อคือ

1. กำหนดความถี่ของสัญญาณนาฬิกา(clock rate)
2. ขนาดของชิฟรียสเตอร์ที่ต้องใช้ (3 หรือ 4 บิต)
3. เลือกอัตราขยายรูป
4. กำหนดขนาดขั้น (step)ที่เล็กที่สุด
5. ออกแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของอินทิเกรชันฟิลเตอร์
6. ออกแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของ syllabic filter
7. ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรขั้นพื้นฐานในรูปที่ 3.15 แสดงได้ดังนี้

### 3.4.1 สัญญาณนาฬิกา

ในการออกแบบขั้นต้น เราต้องกำหนดบิตเรทของ CVSD ซึ่งจำนวนบิตเรทนี้ก็คือ สัญญาณนาฬิกาที่ต้องใช้นั่นเอง เนื่องจากวงจรสร้างสัญญาณที่เป็นอนุกรมออกมาเลย ดังนั้นบิตเรทและสัญญาณนาฬิกาหรือความถี่ที่ต้องการแซมปลิง ก็คือตัวเดียวกันนั่นเอง ถ้าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาสูง S/N ก็จะสูงไปด้วย

### 3.4.2 ขนาดของชิพรีจิสเตอร์

หลังจากการกำหนดบิตเรทแล้ว ก็ต้องทำการกำหนดขนาดของชิพรีจิสเตอร์ ซึ่งเป็นตัวเก็บข้อมูลของสัญญาณในช่วงเวลาที่ได้ผ่านมาก่อนหน้านี้แล้ว เพื่อควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกาด้วย ดังนั้นที่อัตราส่วนต่ำกว่า 16 kHz ควรใช้รีจิสเตอร์ขนาด 3 บิต ซึ่งจะให้ผลดีที่สุด และจาก 16 kbit ขึ้นไปจะใช้ 3 หรือ 4 บิตอย่างใดอย่างหนึ่ง สำหรับ 4 บิตจะให้ S/N ที่ราบเรียบกว่า เพราะว่ามีรีจิสเตอร์มีการเก็บข้อมูลที่ยาวกว่า อย่างไรก็ตามผลตอบสนองของทรานเซียน จะไม่ดีเท่าที่ควร เนื่องจากการคอมแพนซ์ ดังนั้นไอซีเบอร์ MC3418 ซึ่งมีรีจิสเตอร์ 3 ตัวนั้นใช้กับระบบที่ใช้บิตเรทต่ำส่วน MC3418 รีจิสเตอร์ 4 ตัว ใช้กับระบบที่มีบิตเรทสูงตั้งแต่ 64 kbit ขึ้นไปจะทำงานได้ดี

### 3.4.3 การเลือกค่าอัตราขยายรูป

อัตราขยายของวงจรในรูปที่ 3.15 ถูกตั้งค่าโดยค่าความต้านทาน  $R_x$  ซึ่งค่า  $R_x$  นี้ต้องทำให้ขนาดขั้น (step size) ของอินทิเกรเตอร์มีความเหมาะสมกับสัญญาณที่มีระดับสูงๆได้ เพื่อที่จะไม่ทำให้อัตราส่วนการบีบอัดนั้นมีค่าเกินกว่า 25% ดังนั้นค่าอัตราขยายจึงขึ้นอยู่กับ

1. ระดับและความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุต
2. ฟังก์ชันถ่ายโอน ของอินทิเกรชันฟิลเตอร์

เพื่อที่จะคำนวณขนาดขั้นของกระแสที่ต้องการ เราจะเริ่มต้นด้วยการอธิบายคุณลักษณะถ่ายโอนของอินทิเกรชันฟิลเตอร์ซึ่งเป็นแบบโพลเดี่ยวที่ 160 Hz ก่อน ดังแสดงในรูปที่ 3.14

$$R_1 = 10k\Omega, C_1 = 0.1\mu F$$

$$\frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{C \left( s + \frac{1}{RC} \right)} = \frac{K}{s + \omega_0}$$

$$\omega_0 = 2\pi f$$

$$10^3 = \omega_0 = 2\pi f$$

$$f = 159.2\text{Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตเห็นว่าอินทิเกรตชันฟิลเตอร์จะมีผลตอบสนองโพลเดียวจาก 300 Hz ถึง 3 kHz กระแสที่  
ต้องการที่จะทำให้เอาต์พุตของ อินทิเกรเตอร์ เพิ่มจาก 0 ถึง จุดโวลต์ตรงที่ต้องการ คือ

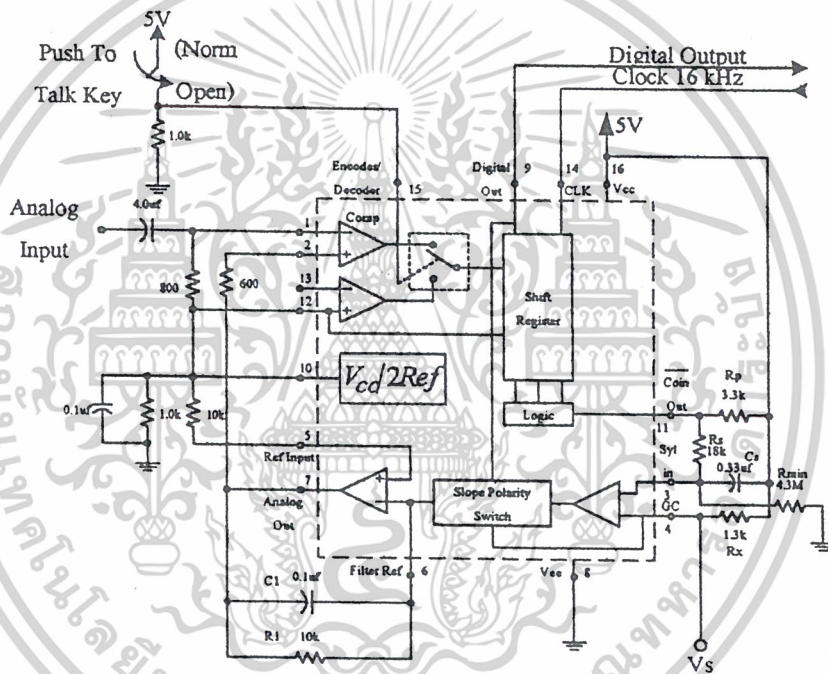
$$I_i = \frac{1.1V}{2(10k\Omega)} + \frac{0.1\mu F}{0.125ms} = 0.935mA$$

ตอนนี้ขานแรงดันของ syllabic filter คือแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงดังนั้น

$$R_x = 0.25(V_{CC}) \frac{1}{0.935mA}$$

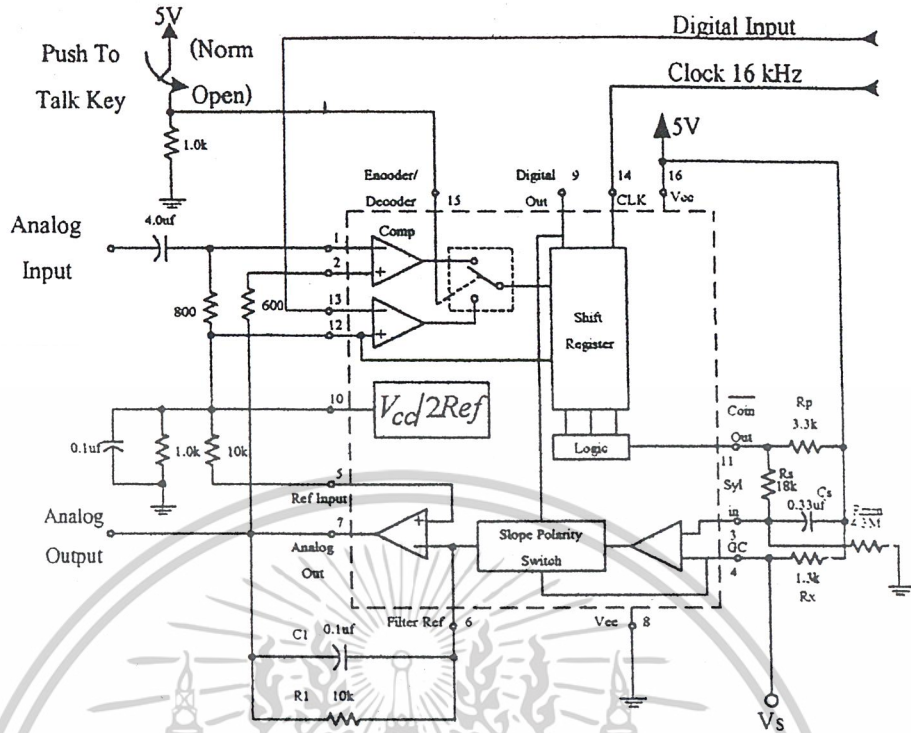
เมื่อ  $V_{CC} = 5V$

จะได้  $R_x = 1.3k\Omega$



รูปที่ 3.16 วงจรเข้ารหัสแบบเคลดคัมอูลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 วงจรถอดรหัสแบบเคตตามอดูลเลขขั้น

3.4.4 ขนาดขั้นที่เล็กที่สุด(minimum step size)

พารามิเตอร์สุดท้ายที่ต้องออกแบบสำหรับวงจรอย่างง่ายในรูปที่ 3.15 คือขนาดขั้นในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุต บิทข้อมูลดิจิทัลเอาต์พุตจะมีรูปแบบเป็น “1”,”0” สลับกัน และอนาล็อกเอาต์พุต จะมีลักษณะเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมเล็กๆ ค่าของขนาดขั้นในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตนั้นถูกกำหนดจากค่าของ Rmin เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามาส่วนควบคุมความชันจะไม่ทำงาน เพราะไม่มีการเกิดบิท “1” หรือ “0” เรียงต่อเนื่องกัน ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม syllabic filter capacitor (Cs) จะเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามการแบ่งแรงดันของ Rs และ Rmin จะทำให้มีแรงดันตกคร่อม Cs บ้าง ซึ่งแรงดันนี้จะทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยมที่เอาต์พุตอนาล็อก จากสมการกระแสอินพุต

$$I_i = \frac{V_o}{R_1} + C \frac{dV_o}{dt}$$

สำหรับค่าของ  $V_o$  ที่เข้าใกล้กับ  $V_{CC} / 2$  เทอม  $V_o / R$  จะมีค่าน้อยมาก ตัดทิ้งได้ ดังนั้น

$$I_i = C_s \frac{\Delta V_o}{\Delta T}$$

ที่  $\Delta T$  คือ คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาและ  $\Delta V_o$  คือ ค่าพีคทูพีค (peak to peak) ที่ต้องการของเอาต์พุตว่าง(idel output) สำหรับวงจรในรูปที่ 3.15 เมื่อใช้งานที่บิทเรท 16 kHz จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_i = \frac{(0.1 \mu F)(20 mV)}{62.5 \mu s} = 33 \mu s$$

แรงดันบน Cs ซึ่งจ่ายกระแส  $33 \mu s$  จะถูกกำหนดโดยค่าของ Rx

$$I_i R_x = V_{s \min}; \text{ สำหรับ } 33 \mu s, V_{s \min} = 41.6 mV$$

ในรูปที่ 3.15 Rs คือ  $18 k\Omega$  การแบ่งแรงดันของ Rs และ Rmin และจะต้องผลิตเอาต์พุตออกมาให้ได้เท่ากับ  $41.6 mV$

$$V_{cc} \frac{R_s}{R_s + R_{\min}} = V_{s \min}$$

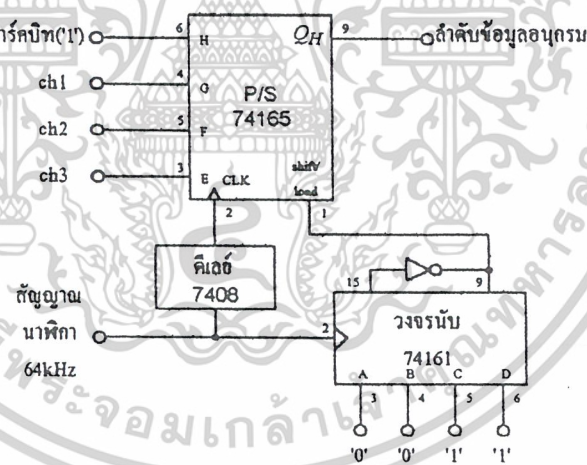
จากการแทนค่า  $V_{cc}, R_s, V_{s \min}$  จะได้

$$R_{\min} \approx 2.4 M\Omega$$

จากการคำนวณข้างต้นและจากรูปที่ 3.14 ทำให้เราได้วงจร A/D และ D/A และ CVSD ซึ่งทำงานที่ความถี่แซมปลิง  $16 kHz$  ดังแสดงในรูป 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ

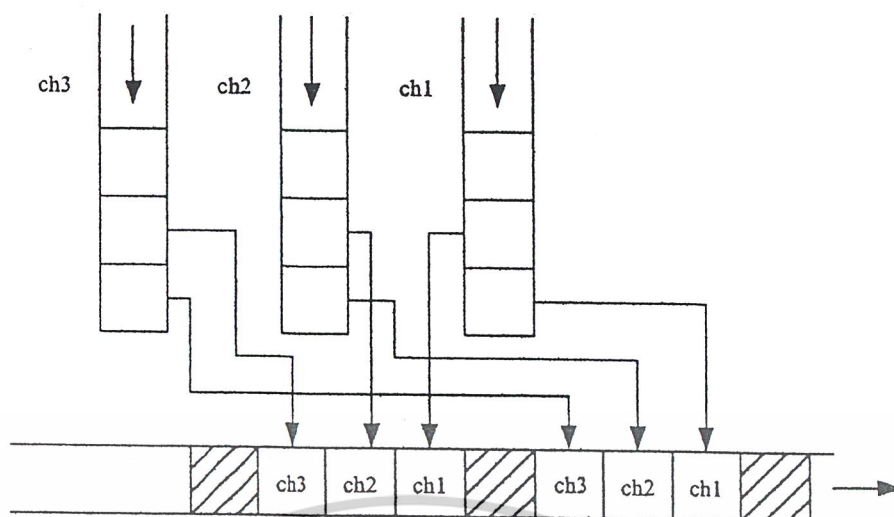
### 3.5 วงจรมัลติเพล็กซ์

ข้อมูลดิจิทัลในรูปลำดับข้อมูลอนุกรมที่ได้รับมาจากวงจร A/D ของแต่ละช่องจะถูกนำมามัลติเพล็กซ์รวมกัน โดยใช้วงจรแปลงข้อมูลขนานเป็นอนุกรมดังรูปที่



รูปที่ 3.18 วงจรมัลติเพล็กซ์

วงจรที่แสดงในรูปเป็นวงจรที่สามารถแปลงข้อมูลแบบขนาน 4 บิต ให้เป็นข้อมูลอนุกรมซึ่งมีหลักการทำงานของวงจรคือ ข้อมูลในตำแหน่งบิตที่ตรงกันจากข้อมูลอนุกรมของแต่ละช่องสัญญาณจะถูกนำมาจัดวางให้เรียงลำดับกันแบบอนุกรมโดยให้มีมาร์คบิต (mark bit) ("1") เป็นบิตเริ่มต้นทุกครั้งดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.19 แสดงการเรียงข้อมูลขนานไปเป็นข้อมูลอนุกรม

หลังจากข้อมูลถูกเรียงลำดับเรียบร้อยแล้วข้อมูลจะถูกเลื่อนออกไปแบบอนุกรมด้วยบิตเรทเป็น 4 เท่าของบิตเรทข้อมูลจากแต่ละช่องสัญญาณจากนั้นข้อมูลที่มัลติเพล็กซ์นี้จะถูกส่งไปมอดูเลตแบบ QPSK

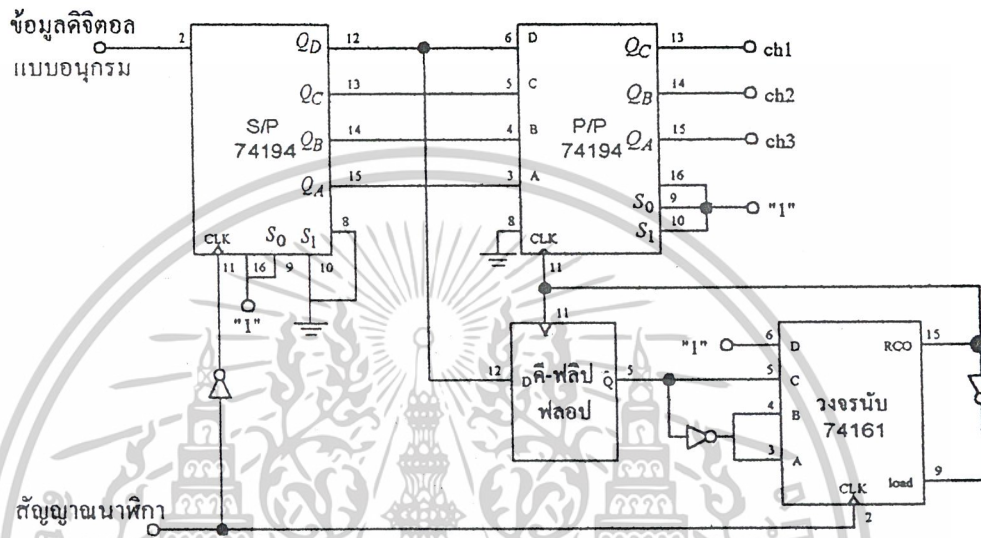


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

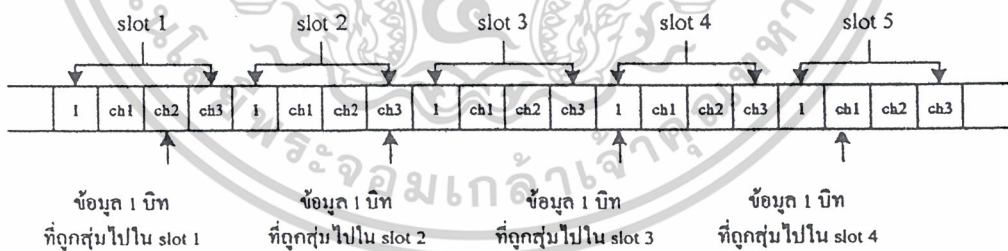
3.6 วงจรคีมัลติเพล็กซ์

ข้อมูลในรูปแบบอนุกรมที่ได้รับมาหลังการคีมอดูเลทแบบ QPSK เป็นข้อมูลดิจิทัลที่ถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันมาโดยมีมาร์คบิต("1")แทรกอยู่ระหว่างทุกๆ สล็อต(slot) ซึ่งมีประโยชน์ในการตรวจสอบเพื่อใช้แยกข้อมูลดิจิทัลที่มัลติเพล็กซ์รวมกันมาส่งให้กับแต่ละช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

หลักการการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.20 คีมัลติเพล็กซ์



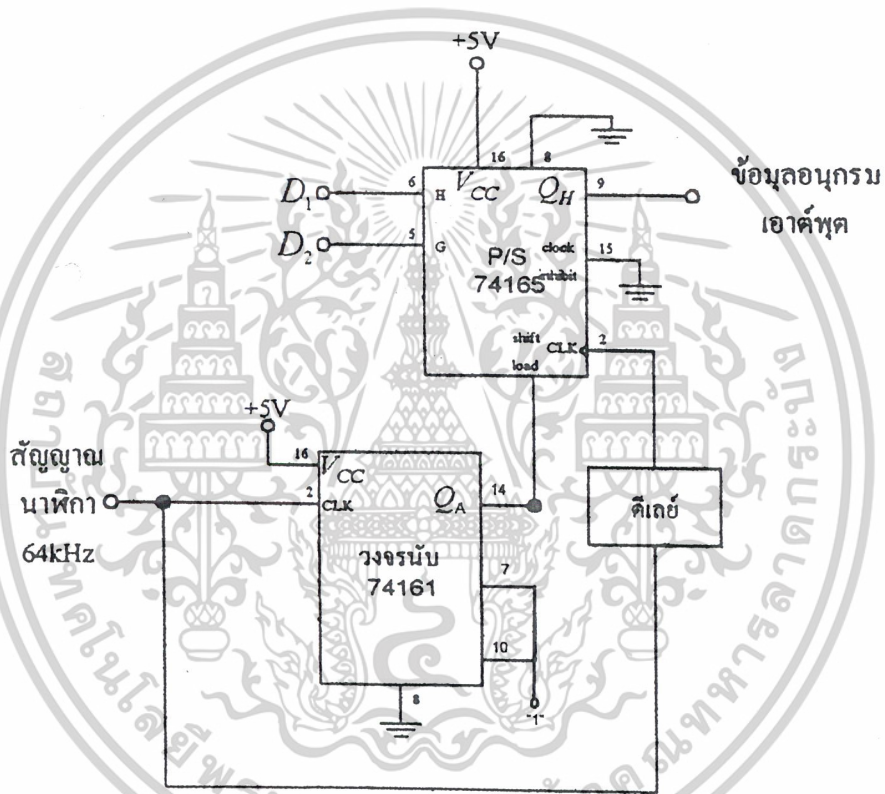
รูปที่ 3.21 แสดงการจัดคีมัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.7 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรม 2 บิต**

หลังจากข้อมูลดิจิทัลทั้ง 2 บิต ถูกคิโมดูเลตแบบ QPSK และผ่านการกำเนิดบิตขึ้นมาใหม่แล้ว ข้อมูลทั้ง 2 บิตนี้จะถูกนำมารวมกันและส่งออกไปแบบอนุกรมอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งวงจรทำหน้าที่นี้แสดงดังรูปที่ 3.21

จากวงจรในรูปที่ 3.21 ไอซีเบอร์ 74165 ทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรมโดยข้อมูลดิจิทัล 2 บิต จะถูก load เข้าที่ขา H และ G ของไอซีและการไหลจะทำทุกๆ 2 คาบเวลาสัญญาณนาฬิกา ซึ่งสัญญาณไหลคนี้มาจากวงจรมับแบบโปรแกรมได้ (74161) หลังจากข้อมูลดิจิทัลทั้ง 2 บิต ถูกไหลคเข้ามาแล้วก็จะชิฟ (shift) ให้ไหลคเลื่อนออกไปเป็นข้อมูลอนุกรมที่ขา Q<sub>A</sub> ของ 74165 ด้วยอัตรา 64 kbps.

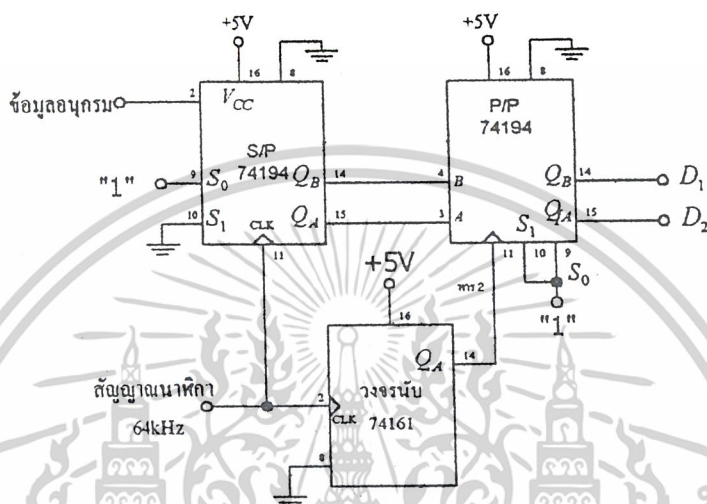


รูปที่ 3.22 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8 วงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต

ข้อมูลดิจิทัลจากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลถูกนำมาผลิตเพื่อกันกับลอจิกเกิดเป็นลำดับข้อมูลแบบอนุกรมนั้นจะถูกนำไปส่งให้กับวงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต เพื่อแยกลำดับข้อมูลแบบอนุกรมนี้ออกเป็นลำดับข้อมูลอนุกรม 2 ชุด เพื่อส่งไปให้กับภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK ซึ่งวงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต นี้ถูกออกแบบให้มีลักษณะการต่อดังแสดงในรูปที่ 3.23

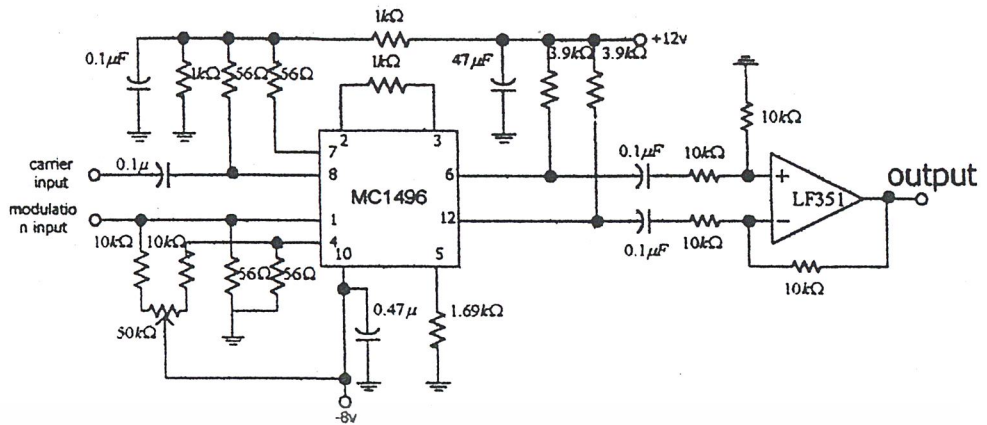


รูปที่ 3.23 วงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต

จากรูปที่ 3.23 ไอซีเบอร์ 74194 ตัวแรกทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต โดยลักษณะของข้อมูลเอาต์พุตจะเป็นข้อมูลอนุกรมของอินพุตที่เกิดขึ้นไล่เรียงไปจากบิต 0 ไปจนถึง 1 ดังนั้นเราจึงต้องใช้ไอซีเบอร์ 74194 ตัวที่สองมาทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบขนาน 2 บิต คอยดึงข้อมูลขนานออกไปคราวละ 2 บิต เพื่อส่งให้กับภาคมอดูเลตแบบ QPSK เนื่องจากความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในวงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบขนาน 2 บิต นั้นต่ำกว่าวงจรแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต อยู่ 2 เท่า เราจึงใช้วงจรนับมาทำการหารสัญญาณนาฬิกาครึ่ง 2 เท่าก่อนแล้วจึงค่อยป้อนให้กับวงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบขนาน 2 บิต

### 3.9 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

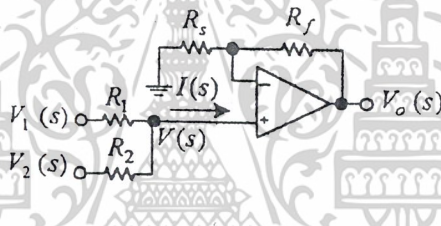
วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ถูกนำมาใช้เพื่อเป็นวงจรคูณ 2 ควอดแดรนท์ระหว่างคลื่นพาห์และสัญญาณ 2 ระดับ ที่เกิดจากการแปลงบิตไบนารีแต่ละบิตของสัญญาณดังแสดงในตารางที่ 3.1 ซึ่งสัญญาณ 2 ระดับที่ได้ตามตารางจะถูกมอดูเลตแบบ DSBSC กับคลื่นพาห์ และ ตามกระบวนการดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อในบทที่ 2 โดยใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่แสดงดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

ส่วนวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้จะใช้วงจรเดียวกันรูปที่ 3.24 เนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณก็อาศัยหลักการการคูณสัญญาณเช่นกัน (รายละเอียดของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ดูได้จากภาคผนวก)

3.10 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 3.25 วงจรรวมสัญญาณชนิดนอนอินเวอร์ตติ้ง

วงจรในรูปที่ 3.25 เป็นวงจรรวมสัญญาณชนิดนอนอินเวอร์ตติ้ง (noninverting summing amplifier) แบบ 2 อินพุต เมื่อนำการวิเคราะห์แบบโหนดมาใช้กับรูปที่ 3.24 จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_o(s) = \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right) V_s(s)$$

เนื่องจากแอมพลิฟายไม่มีโหนดที่โหนด ดังนั้นจะได้

$$V_s(s) = \frac{R_p}{R_1} V_1(s) + \frac{R_p}{R_2} V_2(s)$$

เมื่อ  $R_p$  คือ  $R_1$  ขนาน  $R_2$  หลังการรวมจะได้

$$V_o(s) = \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right) [K_1 V_1(s) + K_2 V_2(s)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

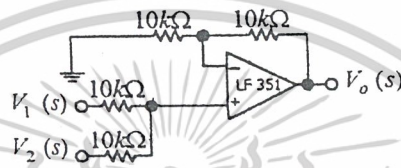
$$K_1 = \frac{R_p}{R_1}, K_2 = \frac{R_p}{R_2}$$

และ 
$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

วงจรรวมสัญญาณในรูปที่ 3.25 นั้นจะถูกนำไปใช้งานในตำแหน่งภายในบล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการใดก็ตามที่มีสัญลักษณ์การรวมสัญญาณจาก 2 แหล่งเข้าด้วยกัน เช่น บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการของภาคส่ง ภาครับ และ โดยจะพิจารณาออกแบบวงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในแต่ละภาคดังนี้

**3.10.1 วงจรรวมสัญญาณของภาคส่ง**

วงจรมสัญญาณที่ใช้ในภาคนี้มีจุดประสงค์เพื่อรวมสัญญาณเท่านั้น ไม่ต้องการการขยาย เราจึงให้ค่าความต้านทานทุกตัวเท่ากันหมด คือ ซึ่งจะทำได้วงจรเป็นดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรรวมสัญญาณส่ง

**3.10.2 วงจรรวมสัญญาณของภาครับ**

วงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในภาครับมีจุดประสงค์เช่นเดียวกับภาคส่ง คือทำหน้าที่รวมสัญญาณ ดังนั้นการออกแบบวงจรจึงเหมือนกัน

**3.11 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา**

สัญญาณคลื่นพาห้ที่นำมาใช้ในการมอดูเลทและดีมอดูเลท จะมีทั้งคลื่นพาห้ที่เป็น ไซน์และโคไซน์ แต่ในการกำเนิดคลื่นพาห้เราจะกำเนิดคลื่นพาห้ที่เป็น ไซน์เท่านั้นส่วนคลื่นพาห้ที่เป็น โคไซน์เราจะใช้วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา มาเลื่อนสัญญาณคลื่นพาห้ ไซน์ให้มาเป็นโคไซน์ โดยวงจรเลื่อนเฟสออกแบบได้ดังนี้

จากสูตรในสมการบทที่ 2 คือ

$$\theta_1 = \frac{1}{2} (180^\circ + \theta_d)$$

แทนค่า  $\theta_d = 90^\circ$  จะได้

$$\theta_d = 135^\circ$$

จากสูตร

$$RC = -\frac{\tan^{-1} \theta_1}{\omega_d}$$

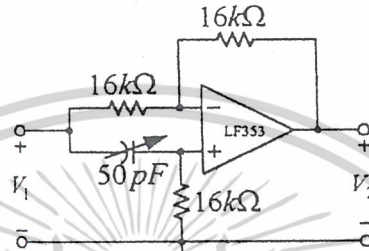
แทน  $\theta_d = 135^\circ$  และ  $\omega = 2\pi(200 \times 10^3)$

จะได้  $RC = 795.77 \times 10^{-9}$

กำหนดให้ C ที่ใช้ในวงจรเป็น C แบบปรับค่าได้ซึ่งมีค่ากลางอยู่ที่ 50 pF

ดังนั้นจะได้ค่า R ในวงจรคือ  $R = 16k\Omega$

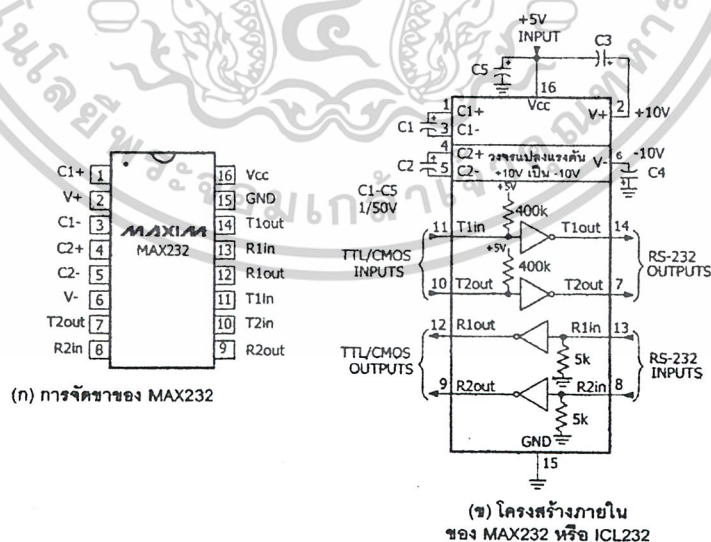
ทำให้ได้วงจรเลื่อนเฟส 90 องศาเป็นดังรูป 3.27



รูปที่ 3.27 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

### 3.12 วงจรเชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์

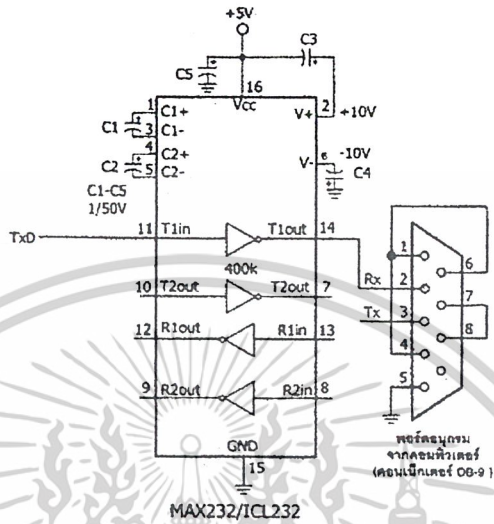
เนื่องจากการติดต่อสื่อสารกับพอร์ตอนุกรม RS-232 (พอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์) พอร์ตดังกล่าวจะมีระดับสัญญาณตั้งแต่  $\pm 3V$  ถึง  $\pm 12V$  ในขณะที่วงจรทางลอจิกของเครื่องรับเครื่องส่งทั้งหมดต้องการระดับสัญญาณที่อยู่ในระดับทีทีแอล ดังนั้นจึงไม่สามารถเชื่อมต่อพอร์ตอนุกรม RS-232 โดยตรงกับพอร์ตอินพุต CH.2 ของเครื่องส่งหรือพอร์ตเอาท์พุต CH.2 ของเครื่องรับได้ จึงต้องอาศัยวงจรเชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์



รูปที่ 3.28 รายละเอียดของไอซีแปลงสัญญาณเพื่อการเชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรม RS-232

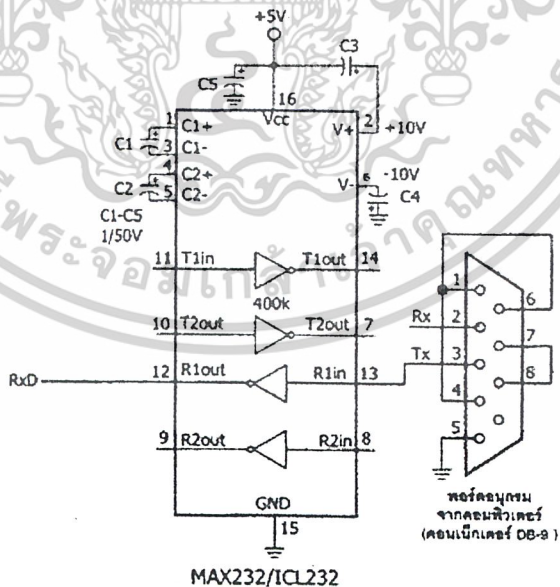
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MAX232 ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมต่อกับพอร์ตอนุกรม RS-232 ทั้งในด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยทางด้านเครื่องส่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์จากพอร์ต RS-232 ที่มีระดับสัญญาณตั้งแต่  $\pm 3V$  ถึง  $\pm 12V$  ให้ระดับสัญญาณออกมาเป็นระดับสัญญาณทีทีแอล (0-5V) เพื่อป้อนเข้าสู่อินพุต CH.2 ของเครื่องส่งต่อไป



รูปที่ 3.29 วงจรแปลงระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์เป็นระดับสัญญาณ ทีทีแอล

ส่วนทางด้านเครื่องรับ เมื่อรับสัญญาณเอาท์พุทของ CH.2 จากวงจรคิมัลติเพล็กซ์ได้แล้ว ก็จะทำการแปลงระดับสัญญาณทีทีแอลนั้น ให้เป็นระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์ ( $\pm 3V$  ถึง  $\pm 12V$ ) คืนกลับให้พอร์ตอนุกรม RS-232

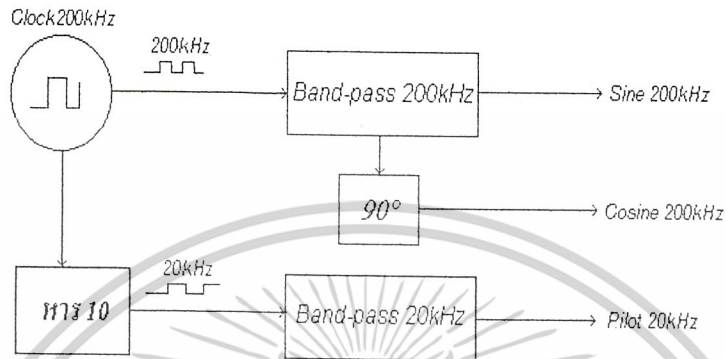


รูปที่ 3.30 วงจรแปลงระดับสัญญาณ TTL เป็นระดับสัญญาณข้อมูลคอมพิวเตอร์พอร์ต RS-232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.13 การสร้างสัญญาณนำร่องและคลื่นพาห้

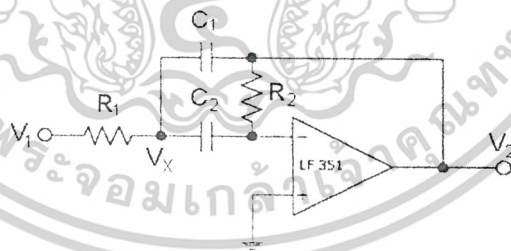
ในการสร้างคลื่นพาห้และสัญญาณนำร่องสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 200 kHz ดังรูปที่ 3.31 ซึ่งจะแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการสร้างคลื่นพาห้โดยการนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 200 kHz ผ่านวงจรกรองแวลความถี่ผ่านจะได้สัญญาณไซน์แล้วนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรลดทอนสัญญาณให้ได้ขนาดประมาณ 60 mVp-p



รูปที่ 3.31 บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสัญญาณนำร่องและคลื่นพาห้

ในส่วนของการสร้างสัญญาณนำร่องสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 200 kHz ผ่านวงจรหาร 10 จะได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 20 kHz แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปกรองสัญญาณด้วยวงจรกรองแวลความถี่ผ่านจะได้สัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ออกมาจากนั้นจึงนำไปรวมกับสัญญาณ QPSK ก่อนส่งออกผ่านสายโคแอกเซียลเพื่อประโยชน์ในการกู้คลื่นพาห้กลับทางด้านรับ

### 3.14 วงจรกรองแวลความถี่ผ่าน 200 kHz



รูปที่ 3.32 วงจร DELYIANNIS-FRIEND

จากรูปที่ 3.32 node x

$$V_2 = -\frac{R_2}{1/c_2s}V_x = -R_2C_2sV_x \tag{3.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{R_2}(V_x - V_1) + C_2 s V_x + (V_x - V_2)C_1 s = 0 \tag{3.23}$$

จากสมการที่ (3.22) และ (3.23)

$$\frac{V_2}{V_1} = T(s) = \frac{\left(\frac{-1}{R_1 C_1}\right)s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2}\right)\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{3.24}$$

ให้  $C = C_1 = C_2$  จะได้

$$T(s) = \frac{\left(\frac{1}{R_1 C}\right)s}{s^2 + \left(\frac{2}{R_2 C}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \tag{3.25}$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการมาตรฐานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในสมการที่ (3.26)

$$T(s) = \frac{-\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \tag{3.26}$$

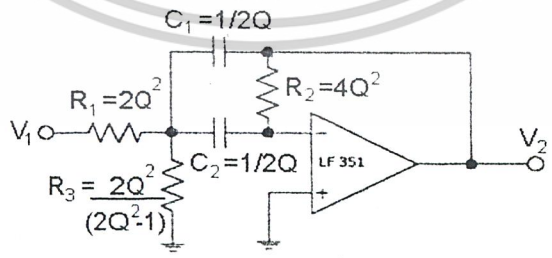
จากสมการที่ (3.25) จะได้

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}}, Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}, BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{R_2 C}$$

กำหนดให้  $R_1 = \omega_0 = 1$  ดังนั้นจะได้

$$R_2 = 4Q^2 \text{ และ } C = \frac{1}{2Q}$$

จากสมการที่ (3.26) จะพบว่ายิ่ง Q มีค่ามากขึ้นจะทำให้วงจรมีอัตราขยายมากขึ้นแต่เราต้องการให้อัตราขยายเท่ากับ 1 ดังนั้นจึงต้องใส่วงจรลดทอนเข้าไปจะได้วงจรดังรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ใช้ในการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } R_1 = 2Q^2$$

$$R_2 = 4Q^2$$

$$R_3 = \frac{2Q^2}{(2Q^2 - 1)}$$

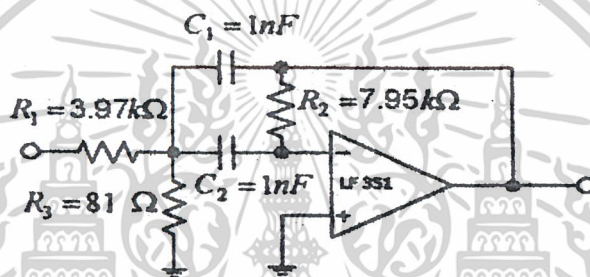
$$\text{และ } C_1, C_2 = \frac{1}{2Q}$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 200 kHz โดยกำหนดให้  $Q = 5$  และ  $C = 1\text{ nF}$   
 ดังนั้น  $\omega = 2\pi \times 200\text{ KHz} = 1256637.061\text{ rad/s}$

$$C_{\text{new}} = \frac{1}{kfkm} C_{\text{old}}$$

$$km = 79.57$$

เมื่อกำหนดค่าต่างๆในวงจรจะได้ดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ความถี่ 200 kHz

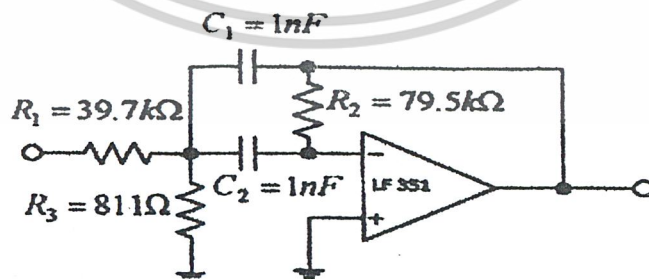
### 3.15 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 20 kHz

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 20 kHz โดยกำหนดให้  $Q = 5$  และ  $C = 1\text{ nF}$  ดังนั้น  $\omega = 2\pi \times 20\text{ KHz} = 125663.7\text{ rad/s}$

$$C_{\text{new}} = \frac{1}{kfkm} C_{\text{old}}$$

$$km = 795.7$$

เมื่อกำหนดค่าต่างๆในวงจรจะได้ดังรูปที่ 3.35

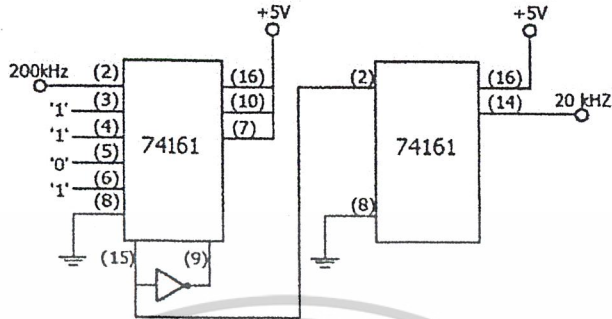


รูปที่ 3.35 วงจร DELYIANNIS-FRIEND ที่ความถี่ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

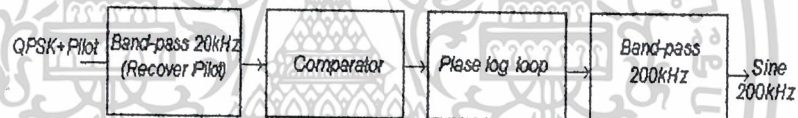
3.16 วงจรหาร 10

วงจรหาร 10 จะใช้ในการหารสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจาก 200 kHz เป็น 20 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3.36 ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 74161



รูปที่ 3.36 วงจรหาร 10

3.17 การกู้สัญญาณนำร่องและคลื่นพาห้



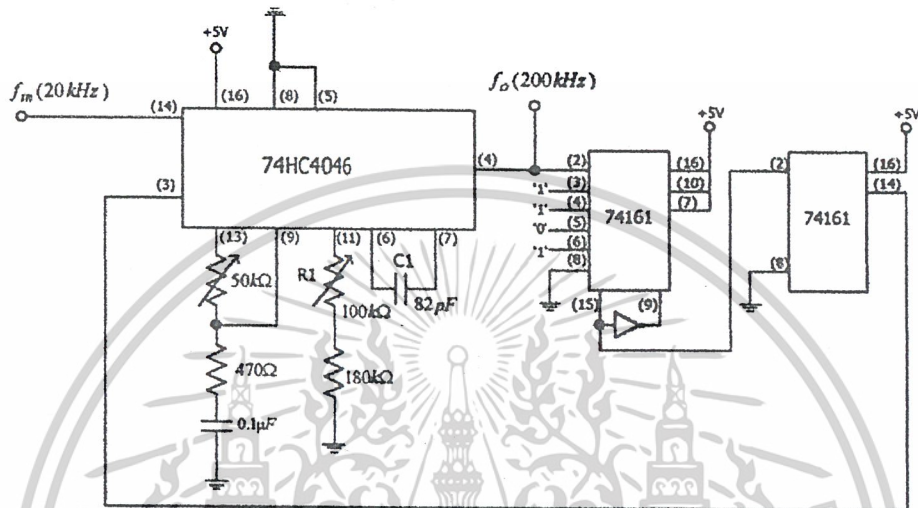
รูปที่ 3.37 บล็อกไดอะแกรมการกู้คลื่นพาห้

การแยกสัญญาณนำร่องออกจากสัญญาณที่รับได้เพื่อนำไปใช้สร้างคลื่นพาห้ทางค่านรับจะใช้ขั้นตอนดังรูปที่ 3.37 ซึ่งเริ่มต้นด้วยการใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 20 kHz กรองเอาสัญญาณนำร่องออกมา แล้วนำสัญญาณนำร่องที่ได้นี้ไปสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมโดยใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เมื่อได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz แล้วนำสัญญาณนี้ไปสังเคราะห์ความถี่ขึ้นเป็น 200 kHz โดยใช้เฟสล็อกลูป จากนั้นนำสัญญาณไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 200 kHz จะได้สัญญาณไซน์ออกมา นำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรลดทอนสัญญาณให้ได้ขนาดประมาณ 60 mVp-p เพื่อเป็นคลื่นพาห้ให้กับวงจรตีมอดูเลต

3.18 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 kHz ด้วยเฟสล็อกลูป

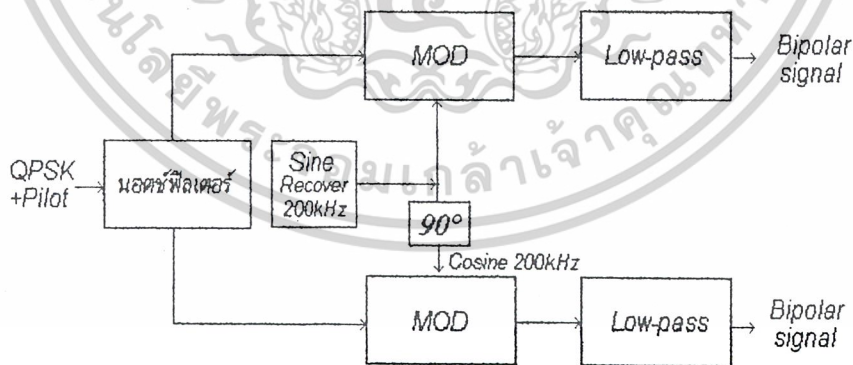
วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปแสดงดังรูปที่ 3.38 ซึ่งจะสังเคราะห์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 200 kHz จากสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz โดยใช้เฟสล็อกลูปเบอร์ 74HC4046 และตัวดักจับ

เฟสแบบเฟส-ความถี่ และใช้วงจรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ โดยความถี่ที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุทของ VCO ที่ขา 4 ของ 74HC4046 จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของ R1 และค่าความจุของ C1 ซึ่งสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 200 kHz จะออกที่ขา 4 ของ 74HC4046 และนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม 200 kHz ไปหารความถี่ที่เหลือ 20 kHz ด้วยวงจรหาร 10 ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 74161 แล้วนำสัญญาณนี้ไปอินกลับที่ขา 3 ของ ไอซีเบอร์ 74HC4046 เพื่อมาเปรียบเทียบเฟสและความถี่กับสัญญาณทางค่านอินพุทที่มีความถี่ 20 kHz ซึ่งสัญญาณทั้งสองต้องมีเฟสตรงกัน



รูปที่ 3.38 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 kHz ด้วยเฟสล็อก

3.19 การกู้สัญญาณ QPSK (คิมอดูเลเตอร์)



รูปที่ 3.39 บล็อกไดอะแกรมการกู้สัญญาณ QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

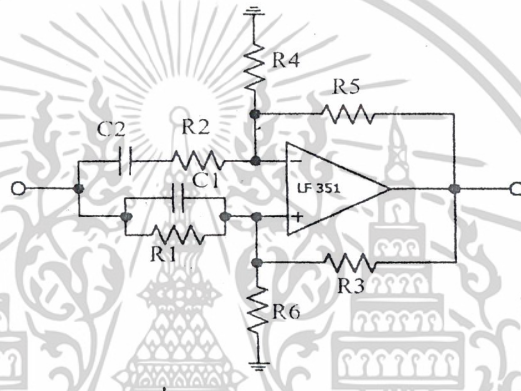
ทางด้านภาครับการแยกสัญญาณ QPSK ออกจากสัญญาณที่รับได้จะใช้ขั้นตอนดังแสดงในรูปที่ 3.39 ซึ่งในการแยกสัญญาณ QPSK นี้จะใช้วงจรนอกรีฟเลเตอร์เพื่อกำจัดสัญญาณนำร่องที่ความถี่ 20 kHz ที่ไป ซึ่งจะได้สัญญาณ QPSK ออกจากนั้นนำไปขยายเพื่อทำการคิมอดูเลตในส่วนต่อไป

### 3.20 วงจรนอกรีฟเลเตอร์(notch filter) 20 kHz

การออกแบบวงจรนอกรีฟเลเตอร์จะกำหนดให้  $Q=1$  และ  $\omega_0 = \sqrt{2}\omega_z$  ดังนั้น  $\omega_z^2=1/2$ ,  $G = 1.2$

$$\gamma = \frac{1}{Q(1-\omega_z^2)} = 2, \quad \alpha = \frac{\gamma^2 - 1}{1 + \gamma^2\omega_z^2} = 1$$

วงจรในรูปที่ 3.40 เป็นวงจรนอกรีฟเลเตอร์ที่ใช้งานสามารถหาค่าต่างๆดังนี้



รูปที่ 3.40 วงจรนอกรีฟเลเตอร์

$$R_1 = \left(\frac{1+\alpha}{\alpha\gamma\omega_z}\right)^2 = 2$$

$$R_2 = 1$$

$$R_3 = G \frac{(1+\alpha)^2}{\alpha\gamma^2} = 1.2$$

$$R_4 = \frac{G}{G+1} \frac{1}{\alpha} = 6$$

$$R_5 \frac{G}{\alpha} = 1.2$$

$$R_6 = \frac{G(1+\alpha)^2}{\alpha\gamma^2 [G(1+\alpha - \alpha\omega_z^2) - 1]} = 1.5$$

$$C_1 = C_2 = \frac{\alpha\gamma}{1+\alpha} = 1$$

$$\text{เมื่อ } Kf = \sqrt{2}(2\pi \times 20\text{KHz}) = 177715.3175 \quad \text{และให้ } C = 1 \text{ nF}$$

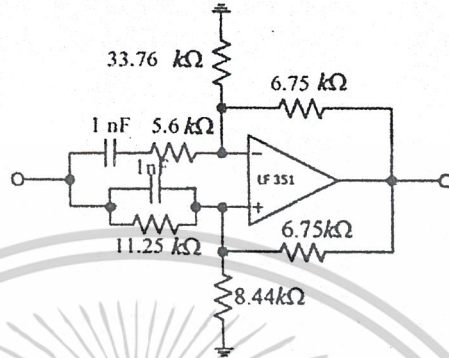
จากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{new} = \frac{1}{kfkm} C_{old}$$

$$km = 5.62K\Omega$$

ดังนั้นจะได้ค่า R และ C จริงดังรูปที่ 3.41

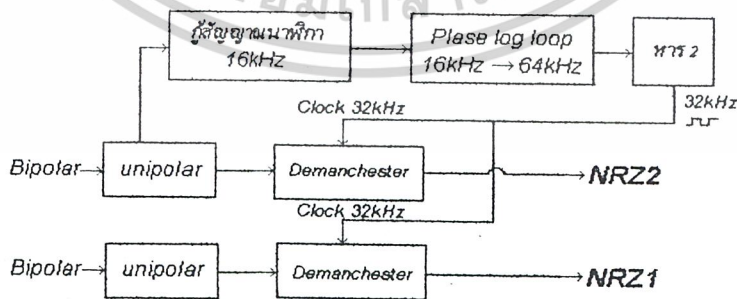


รูปที่ 3.41 วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ 20 kHz

**3.21 การออกแบบวงจรข้อมูลดิจิทัล**

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.42 ข้อมูลในบิต ได้จากวงจรมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งข้อมูลในบิต จะถูกนำไปใช้ในการกู้สัญญาณนาฬิกาโดยการนำข้อมูลในบิตนี้ไปอนเข้าสู่วงจรกู้สัญญาณนาฬิกาซึ่งสัญญาณนาฬิกาที่กู้ได้จะมีความถี่ 16 kHz จากนั้นนำสัญญาณนาฬิกาที่กู้ได้นี้ไปสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบให้ ได้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 64 kHz

เนื่องจากข้อมูลดิจิทัลทั้งสี่บิตที่ได้จากวงจรมอดูเลตแบบ QPSK ยังเป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีรูปคลื่นไม่สมบูรณ์ ดังนั้นจึงต้องสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่โดยใช้ ดี-ฟลิปฟลอป(D-Flip Flop) ซึ่งทำงานที่สัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 kHz ซึ่งสัญญาณดิจิทัลที่ถูกสร้างขึ้นมาใหม่นี้ยังคงเป็นแมนเชสเตอร์อยู่ดังนั้นจึงต้องถอดรหัสให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบ NRZ โดยใช้ ดี-ฟลิปฟลอป(D-FlipFlop) ซึ่งทำงานที่สัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 32 kHz ก็จะได้ข้อมูลทั้ง 2 บิต กลับคืนมาเหมือนทางต้นส่ง

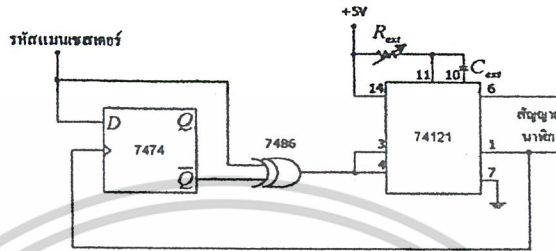


รูปที่ 3.42 บล็อก ไดอะแกรมวงจรกู้ข้อมูลในแต่ละบิตข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.22 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)**

ข้อมูลในบิต D<sub>i</sub> ที่ได้จากวงจรมอดูเลตแบบ QPSK ถูกนำมาเข้าวงจรกู้สัญญาณนาฬิกาเพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมาสำหรับใช้ในวงจรดิจิทัลทางด้านภาครับ ในวงจรกู้สัญญาณนาฬิกาจะใช้ ดี-ฟลิปฟล็อป ( D-Flip Flop : ใช้ไอซีเบอร์ 74HC74) เอกซ์คลูซีฟออร์เกท(XOR gate : ใช้ไอซีเบอร์ 74HC86) และ โมโนสเตเบิล (Monostable : ใช้ไอซีเบอร์ 74121 ) ดังรูปที่ 3.43



รูปที่ 3.43 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

โดยค่าความต้านทาน(R) และค่าตัวเก็บประจุ(c) ที่ใช้ในวงจรกู้สัญญาณนาฬิกาในรูปที่ 3.43 สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{16kHz} = 62.5 \mu s$$

จาก

$$T = KCR$$

โดยที่

$$KK \approx 0.7 \text{ (ใช้ได้ที } C = 1000 pF \text{)}$$

T = ความกว้างของพัลส์ของสัญญาณนาฬิกา หน่วยms

C = ค่าของตัวเก็บประจุ หน่วยpF

R = ค่าความต้านทาน หน่วยKΩ

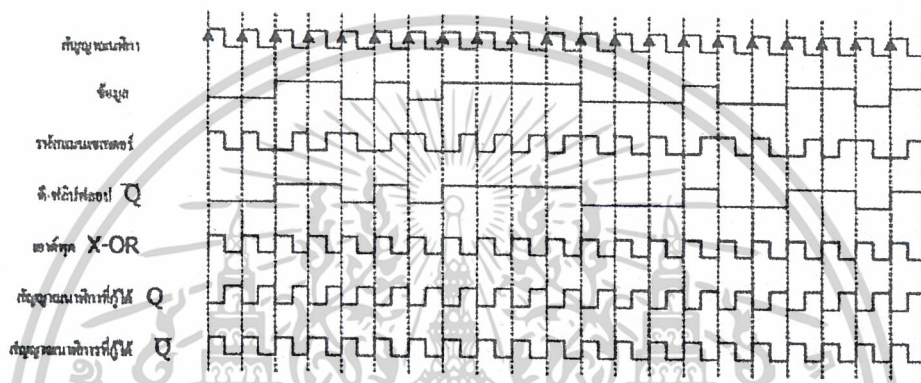
ที่นี้กำหนดให้ C = 0.01 μF

$$R = \frac{T}{KC} = \frac{62.5 \times 10^{-6}}{0.7 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 8928.57$$

ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ได้จะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่เวลา ในการต่อวงจรจะกำหนดให้ค่าความต้านเป็นแบบปรับค่าได้เพื่อสามารถปรับค่าเวลาของโมโนสเตเบิลได้ เวลาใช้งานจะปรับค่าคาบเวลาให้ได้ค่าคิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) มากกว่า 50 % เล็กน้อย โดยสัญญาณนาฬิกาที่ได้จริง(ขา 6) จะกลับเฟสกับทางค่านส่ง จึงเลือกใช้เอาต์พุตจากขา 1 ซึ่งจะมีค่าคิวตี้ไซเคิลต่ำกว่า 50 % เล็กน้อยแต่มีเฟสตรงกันกับทางค่านส่ง เพื่อที่จะสามารถตีเทคค่าได้อย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นการทำงานสัญญาณรหัสแมนเชสเตอร์ จะแยกเข้าขา D ของซี-ฟิลิปพลอปและขา 1 ของ เอกซ์คลูซีฟออร์เกทเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ซึ่งจะทำให้ไมโนสเทเบิลทำงานเนื่องจากไมโนสเทเบิลทำงานที่ ขอบข้างของสัญญาณ สัญญาณพัลส์จะถูกสร้างออกมาที่ขา 6 ของไอซีซึ่งจะมีความกว้างพัลส์เท่ากับ ค่าคงที่เวลา RC สัญญาณที่ขา 1 จะเป็นส่วนกลับของสัญญาณของขา 6 ซึ่งเราจะนำไปเข้าขาสัญญาณนาฬิกา ของซี-ฟิลิปพลอป เพื่อทริกให้ฟิลิปพลอปรับสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา จะทำ ให้สัญญาณขา 2 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกทตรงข้ามกับสัญญาณที่เข้าขา 1 ทำให้เอาต์พุตของเอกซ์คลูซีฟออร์ เกทเป็น 1 เมื่ออินพุตทางขา 1 เปลี่ยนตามรหัสแมนเชสเตอร์แค่ขา 2 ไม่เปลี่ยนเนื่องจากไม่มีสัญญาณ นาฬิกาทริก จึงทำให้สถานะของเอกซ์คลูซีฟออร์เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 เกิดขอบขาลงไปทริกไมโนสเทเบิล วนไปเรื่อยๆอยู่เช่นนี้ จะได้สัญญาณนาฬิกาที่ขา 1 ของไมโนสเทเบิลซึ่งนำไปใช้การถอดรหัสต่อไป



รูปที่ 3.44 ไทม์มิง ไดอะแกรมของวงจรผู้สัญญาณนาฬิกา

3.23 วงจรเข้ารหัส-ถอดรหัส แมนเชสเตอร์

3.23.1 วงจรเข้ารหัสแมนเชสเตอร์

การนำเอาข้อมูลดิจิทัลมาเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์นั้นสามารถทำได้โดยการนำเอาสัญญาณ มาพิก้าที่มีความถี่เท่ากับบิตเรทของข้อมูลดิจิทัลนั้นมาทำเอ็กซ์คลูซีฟออร์ โดยการใช่วงจรเอ็กซ์คลู ซีฟออร์เกท ดังรูปที่ 3.45

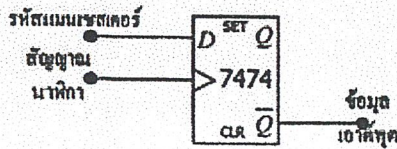


รูปที่ 3.45 วงจรเข้ารหัสแมนเชสเตอร์

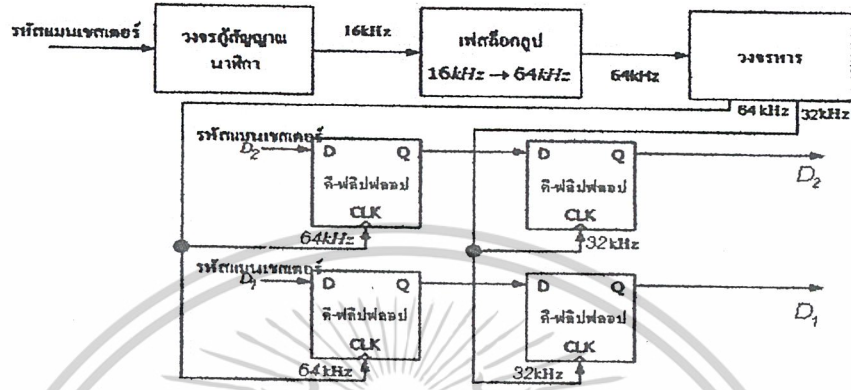
3.23.2 วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์

การถอดรหัสทำได้โดยนำสัญญาณแมนเชสเตอร์และสัญญาณนาฬิกาที่ถูกลับมาได้นำมาผ่านดีฟ ลิปฟลอป จะได้ข้อมูลเดิมกลับคืนมาดังรูปที่ 3.46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.46 วงจรถอดรหัสแมนเชสเตอร์



รูปที่ 3.47 แสดงรูปของสัญญาณจากการถอดรหัสแมนเชสเตอร์ โดยใช้ดี-ฟลิปฟล็อป

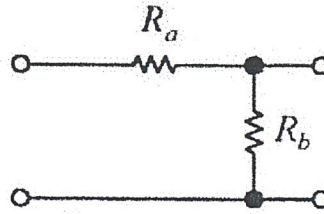
### 3.24 การออกแบบวงจรยูนิโพลาร์เป็นไบโพลาร์ และไบโพลาร์เป็นยูนิโพลาร์

#### 3.24.1 การออกแบบวงจรยูนิโพลาร์เป็นไบโพลาร์

ข้อมูลไบนารีทั้ง 2 บิต ที่จะถูกนำไปมอดูเลตแบบ QPSK นั้นจะต้องผ่านกระบวนการแปลงจากรูปแบบสัญญาณดิจิทัลที่เป็นแบบยูนิโพลาร์ให้เป็นแบบไบโพลาร์ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณทั้งบวกและลบก่อนเสมอ เพื่อให้คลื่นพาห้ไซน์ และคลื่นพาห้โคไซน์ที่ถูกมอดูเลตโดยข้อมูลดิจิทัลมีลักษณะเป็นสัญญาณ BPSK ก่อน แล้วจึงนำสัญญาณ BPSK จากคลื่นพาห้ไซน์ และคลื่นพาห้โคไซน์มารวมกันเกิดเป็นสัญญาณ QPSK ขึ้น

ในการใช้งานจริงข้อมูลไบนารีทั้ง 2 บิตนี้ แต่ละบิตจะมีความสัมพันธ์กันที่จะทำให้เราสามารถมองได้ว่าข้อมูลดิจิทัลที่เป็นแบบยูนิโพลาร์นี้ก็คือข้อมูลดิจิทัลแบบไบโพลาร์ ที่ขี้อยู่บน DC offset 2.5 V นั่นเอง ดังนั้นในการออกแบบวงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลแบบยูนิโพลาร์ไปเป็นไบโพลาร์ เราจึงใช้เพียงตัวเก็บประจุมาต่อคัปปลิ่งข้อมูลดิจิทัลที่เป็นแบบยูนิโพลาร์ เท่านั้นเราก็จะได้ข้อมูลดิจิทัลที่เป็นแบบไบโพลาร์ออกมา โดยปกติแล้วข้อมูลดิจิทัลจะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมดังนั้นเราควรเลือกค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ให้มีค่ามากๆ เพื่อให้สามารถส่งผ่านทุกอย่างองค์ประกอบความถี่ไปได้มากที่สุด หลังจากข้อมูลดิจิทัลถูกแปลงไปอยู่ในรูปแบบไบโพลาร์แล้ว จะถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้โดยใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ซึ่งสามารถรับระดับสัญญาณของข้อมูลที่เป็นดิจิทัลแบบไบโพลาร์ ได้ในช่วงไม่เกิน 2 V<sub>p-p</sub> เท่านั้น จึงทำให้ต้องนำวงจรลดทอนมาต่อคั่นระหว่างหลังตัวเก็บประจุที่คัปปลิ่งกับอินพุตข้อมูลของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งวงจรลดทอนออกแบบดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.48 วงจรลดทอน

จากรูปที่ 3.48 เป็นวงจรลดทอนแบบ L ซึ่งมีค่า

$$R_a = Z_{01} \sqrt{1 - \frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.27)$$

$$R_b = Z_{02} / \sqrt{1 - \frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.28)$$

$$N = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} + \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} - 1 \quad (3.29)$$

เมื่อ  $Z_{01}$  คือ เอคต์พุดอิมพีแดนซ์ของไอซี TTL ที่ส่งข้อมูลไปในรีอออกมา  
 $Z_{02}$  คือ เอคต์พุดอิมพีแดนซ์ของขาข้อมูลอินพุตของวงจรมัลติเพลกซ์เลอร์  
 จากการวัดจะได้ว่า

$$Z_{01} = 120 \Omega$$

$$Z_{02} = 50 \Omega$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าลงในสมการ 3.27, 3.28 และ 3.29 จะทำให้ได้

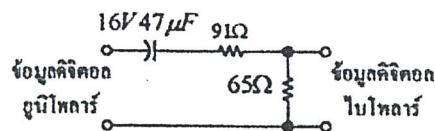
$$R_a = 91 \Omega$$

$$R_b = 65 \Omega$$

และอัตราส่วนการลดทอน คือ  $N=2.73$  เท่า

ดังนั้นเมื่อข้อมูลดิจิทัลแบบไบโพลาร์ที่มีระดับสัญญาณ 5 Vp-p ผ่านวงจรลดทอนแล้วจะมีระดับสัญญาณลดลงเหลือ 1.83 Vp-p (5Vp-p/2.73)

ในการใช้งานจริงตัวเก็บประจุคัปปลิงและวงจรลดทอนจะถูกต่ออยู่ด้วยกันและทำงานร่วมกันรวมเรียกว่าวงจรแปลงยูนิโพลาร์เป็นไบโพลาร์ ซึ่งวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.49

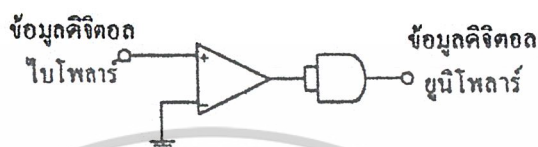


รูปที่ 3.49 วงจรแปลงยูนิโพลาร์เป็นไบโพลาร์ ที่ใช้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.24.2 การออกแบบวงจรแปลงไบโพลาร์เป็นยูนิโพลาร์

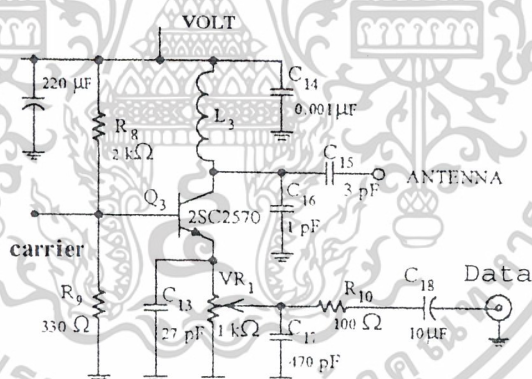
ข้อมูลดิจิทัลที่ได้รับมาหลังการคิมออกเลตและผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว จะอยู่ในรูปของ ข้อมูลดิจิทัลแบบ ไบโพลาร์ที่มีลักษณะเกือบเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ดังนั้นในขั้นตอนการแปลงสัญญาณ จากไบโพลาร์มาเป็นยูนิโพลาร์เราจึงนำข้อมูลที่คิมออกเลตได้มาผ่านวงจรเปรียบเทียบก่อนเพื่อสร้างเป็น ข้อมูลดิจิทัลที่เป็นสี่เหลี่ยมสมบูรณ์ แต่ยังคงอยู่ในรูปไบโพลาร์ หลังจากนั้นจึงนำไปเข้าแอนเกท ดังแสดงใน รูป 3.50 เพื่อสร้างข้อมูลดิจิทัลที่อยู่ในรูปของยูนิโพลาร์



รูปที่ 3.50 วงจรแปลงไบโพลาร์ เป็นยูนิโพลาร์

### 3.25 ออกแบบวงจรเครื่องส่งสัญญาณแบบ เอเอ็ม

วงจรเครื่องส่งสัญญาณแบบ เอเอ็ม นี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N3904 ในการมอดูเลตสัญญาณ ระหว่างสัญญาณข่าวสารที่  $20\text{KHz}$  กับสัญญาณคลื่นพาหะที่  $60\text{MHz}$



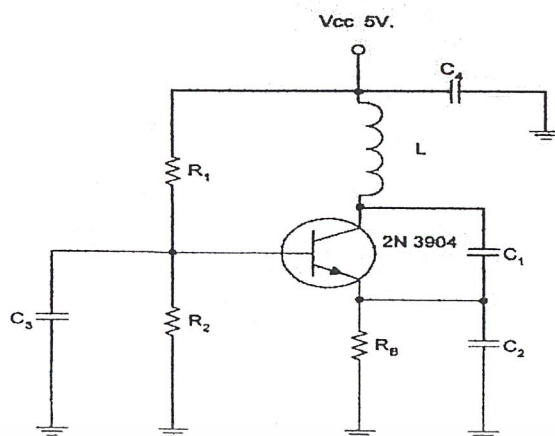
รูปที่ 3.51 วงจรเครื่องส่งสัญญาณแบบ เอเอ็ม

### 3.26 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่คลื่นพาหะ

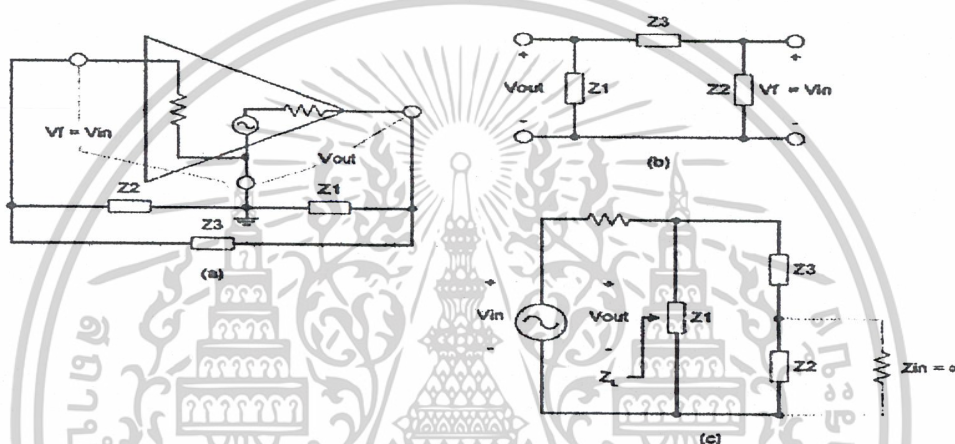
#### 3.26.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม

เริ่มต้นการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดเบสร่วมดังรูปที่ 3.52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.52 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม



รูปที่3.53 วงจรสมมูลทาง AC ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม

จากวงจรดังรูปที่3.53 สามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่  $f$  คือความถี่ที่ออสซิลเลต

$L$  คือค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

$C_T$  คือค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร

เนื่องจากต้องการวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ขานความถี่ 60 เมกกะเฮิร์ต

เลือก  $C_T = 136 \text{ nF}$

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

$C_1 = 68 \text{ pF}$  และ  $C_2 = 68 \text{ PF}$

ทำให้สามารถหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้ คือ

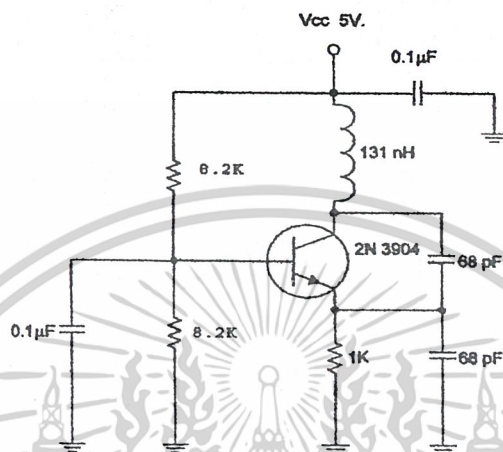
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T} \text{ H}$$

ที่ความถี่ 60 เมกะเฮิรต์

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 60 \times 10^6)^2 \times 136 \times 10^{-12}}$$

= 51.736 nH จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรจริงได้ดังรูปด้านล่างนี้



รูปที่ 3.54 วงจรออสซิลเลเตอร์จริงที่ใช้งาน

### 3.27 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 60 เมกะเฮิรต์ ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3

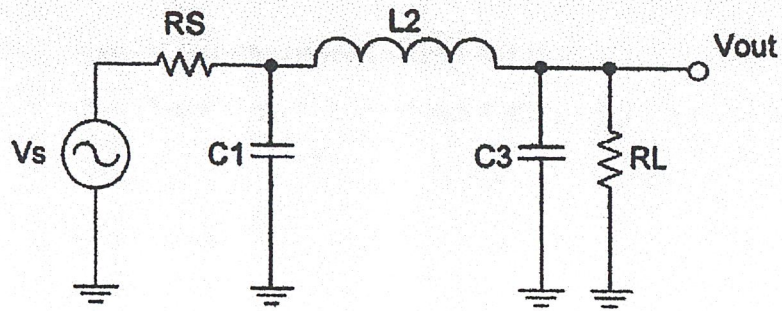
วงจรกรองช่วงความถี่ผ่านชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3 จะกรองเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่านซึ่งในการออกแบบต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่านอีกครั้ง

การออกแบบวงจรกรองช่วงความถี่ต่ำผ่านชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.1 ซึ่งจะได้วงจรดังรูปที่ 3.55 แล้วจึงแปลงเป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L, C ขนานและอนุกรมเข้าไปดังรูป 3.56

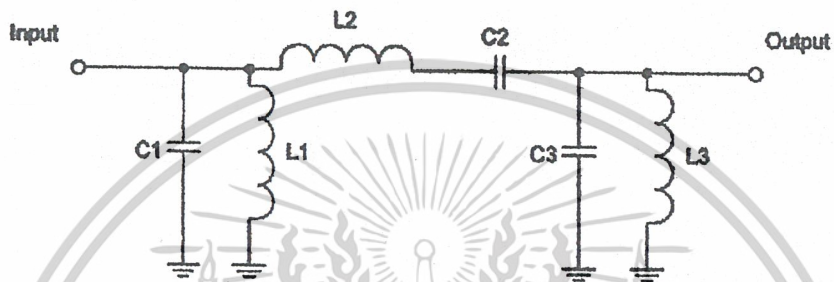
N	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$
2	1.4142	1.4142					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5	0.6180	1.6180	2.000	1.6180	0.6180		
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.000	1.8019	1.2470	0.4450
N	$L_1$	$C_2$	$L_3$	$C_4$	$L_5$	$C_6$	$L_7$

ตารางที่ 3.3 ตัวอย่างค่าอินคิกแดนซ์โดยใช่วงจรบัตเตอร์เวิร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.55 วงจรกรองความถี่ผ่าน ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3



รูปที่ 3.56 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3

ค่าของ L และ C ที่จะนำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้  
สำหรับอุปกรณ์ที่ต่อขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$$

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรม

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$$

เมื่อ  $C_n, L_n$  คือ ค่านอมอไลซ์จากตาราง

$R$  คือค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

$B$  คือค่าความกว้างของช่วงผ่านเท่ากับ 5 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

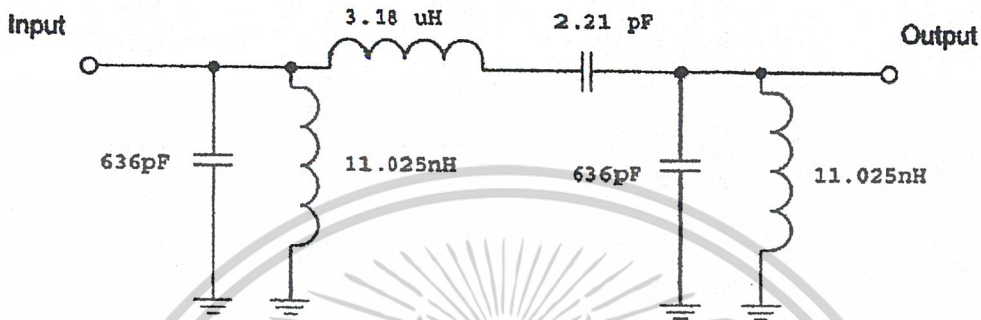
$F$  คือค่ากลางของช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านเท่ากับ 60 เมกะเฮิร์ตซ์  
ทำการแทนค่าสมการได้ค่า  $C$  และ  $L$  ดังต่อไปนี้

$$C_1 = C_3 = 636 \text{ pF}$$

$$C_2 = 2.212 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_3 = 11.052 \text{ nH}$$

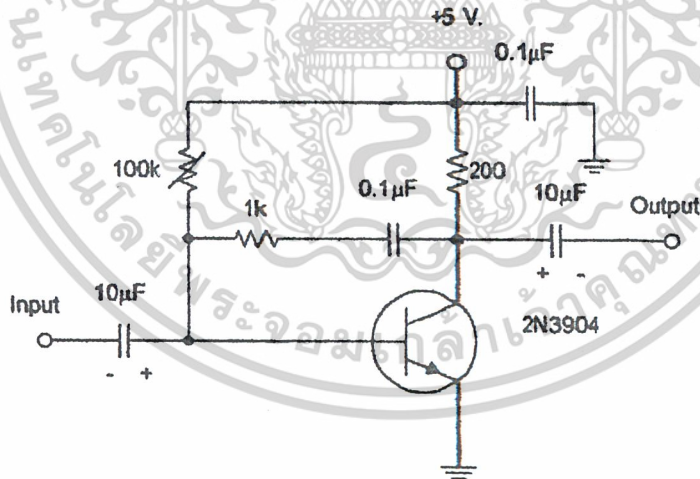
$$L_2 = 3.18 \text{ } \mu\text{H}$$



รูปที่ 3.57 วงจรกรองช่วงความถี่ผ่านที่ 60 เมกะเฮิร์ตซ์ ชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3

### 3.28 วงจรขยายสัญญาณวิทยุ (Radio Frequency Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณวิทยุ เป็นวงจรที่มีอัตราขยายสูง การออกแบบการก่อสร้างสามารถสร้างได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 ซึ่งได้ดังรูปที่ 3.58

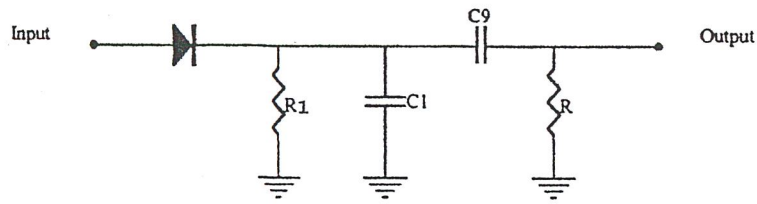


รูปที่ 3.58 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

### 3.29 วงจรดีเทกเตอร์

วงจรดีเทกเตอร์ในที่นี้เราเลือกใช้ไดโอด ดีเทกเตอร์เพื่อดีเทกข้อมูลออกมา ดังวงจรรูปที่ 3.59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.59 วงจรไดโอดคิเทคเตอร์

ไดโอดในวงจรจะกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ ในขณะที่  $R_1 C_1$  จะทำหน้าที่ในการฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำก็จะกรองเอาส่วนที่เป็นสัญญาณข้อมูลออกมาซึ่งจะมีเงื่อนไขคือ  $\frac{1}{f_c} \ll R_1 C_1 \ll \frac{1}{f_m}$

ซึ่งจะได้

$$f_c = 60 \text{ MHz} \quad \text{และ} \quad f_m = 200 \text{ kHz}$$

$$\text{จะได้} \quad \frac{1}{60 \text{ MHz}} \ll R_1 C_1 \ll \frac{1}{200 \text{ kHz}}$$

$$\therefore 0.016 \times 10^{-6} \ll R_1 C_1 \ll 5 \times 10^{-6}$$

$$\text{ให้} \quad R_1 = 1 \text{ K}\Omega \quad \text{และ} \quad C_1 = 0.001 \mu\text{F}$$

$$\text{จะได้} \quad R_1 C_1 = 1 \mu\text{F}$$

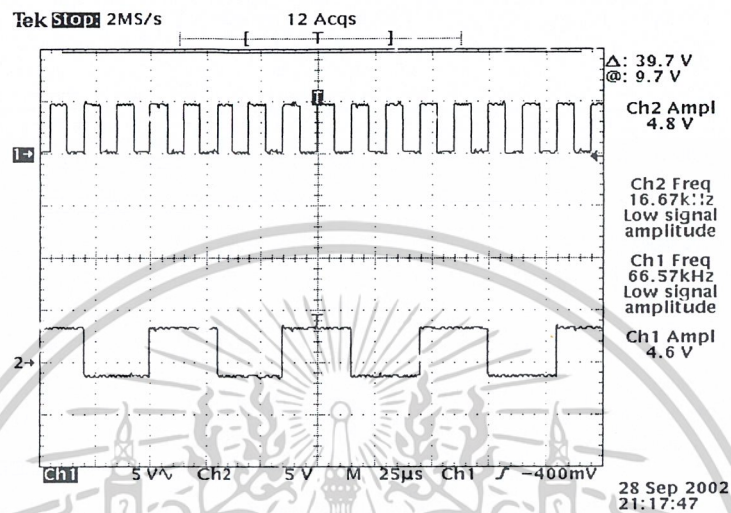
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

#### 4.1 การทดลองวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

**วัตถุประสงค์ :** เพื่อทดสอบคุณสมบัติของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 KHz และวงจรหาร 4 ซึ่งทำหน้าที่หารสัญญาณนาฬิกาทำให้เหลือความถี่ 16 KHz



รูปที่ 4.1 ch1 คือสัญญาณนาฬิกา 64 KHz ที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

ch2 คือสัญญาณนาฬิกาที่ผ่านวงจรหาร 4 แล้วจนได้สัญญาณนาฬิกาเป็น 16 KHz

#### สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองนั้น เมื่อสังเกตสัญญาณความถี่ที่ได้นั้น จะคลาดเคลื่อนไปจาก 64 KHz เล็กน้อย

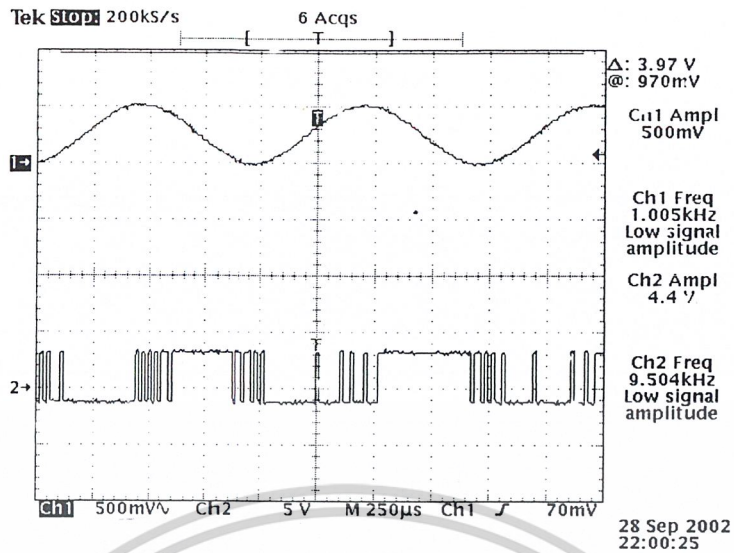
#### 4.2 การทดลองวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

**วัตถุประสงค์ :** เพื่อเป็นการศึกษาการทำงานและทดสอบคุณสมบัติของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกซึ่งใช้ไอซีเบอร์เดียวกันคือ MC3418

##### 4.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

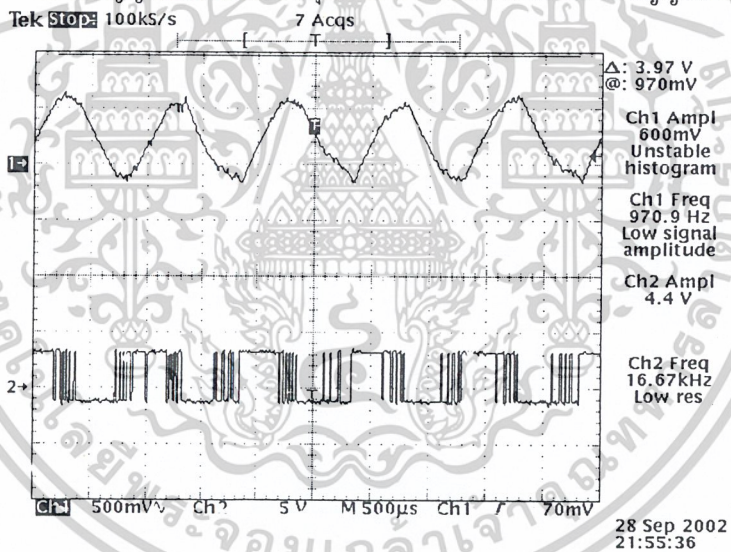
1. ต่อวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกดังรูปที่ 3.16 โดยต่อให้เป็นวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลวงจรหนึ่งและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกอีกวงจรหนึ่ง เพื่อทำการทดลองร่วมกัน
2. ใช้นาฬิกาแบบไซน์ (sinusoidal signal) ความถี่ 1 KHz ,แอมพิจูด 500 mV ให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ที่ขาอนาล็อกอินพุตขา 1
3. ใช้นาฬิกาความถี่ 16 KHz
4. วัดสัญญาณเอาต์พุตดิจิทัลที่ ขา 9 ของไอซี MC3418 ได้สัญญาณดังรูปที่ 4.2
5. นำสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้จากข้อ 4 ป้อนให้เป็นสัญญาณดิจิทัลอินพุตให้กับวงจรที่สองคือวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก ที่ขา 13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ch1 คือ สัญญาณอนาล็อกรูปไซน์ 1 KHz ที่ป้อนให้อินพุตของวงจร  
 ch2 คือ สัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

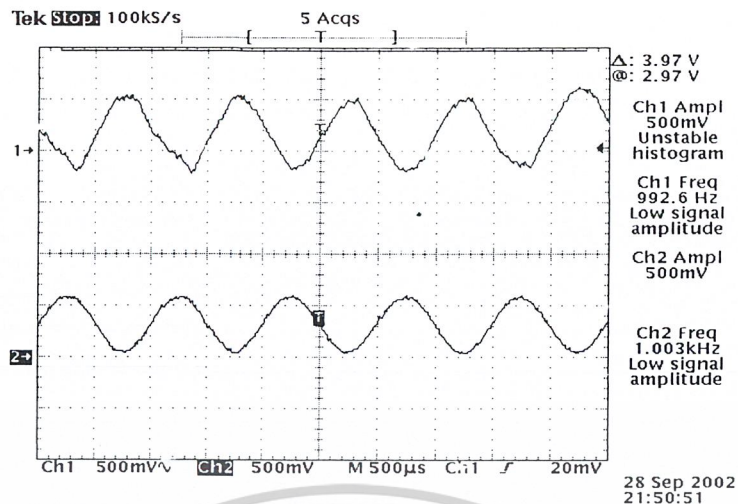
6. วัดสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตที่ขา 7 ของ ไอซี MC3418 ได้สัญญาณดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ch1 คือสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก  
 ch2 คือสัญญาณดิจิทัลอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

เมื่อเราทำการวัดสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอนาล็อกที่ป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล กับสัญญาณอนาล็อกที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก ซึ่งวงจรทั้งสองต่อใช้งานร่วมกัน จะได้สัญญาณออกมาดังรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ch1 คือสัญญาณอนาล็อกที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก  
ch2 คือสัญญาณอนาล็อกที่ป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

สังเกตว่า สัญญาณที่ผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกแล้ว มีรูปร่างของสัญญาณไซน์ใกล้เคียงกับสัญญาณทางด้านอินพุต แต่ในรูปมีเฟสต่างกัน เนื่องจากการดีเลย์

#### 4.2.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาสรุปได้ว่าเมื่อนำวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกมาต่อใช้งานร่วมกันและป้อนสัญญาณอนาล็อกอินพุตด้วยความถี่ที่เหมาะสมแล้วก็สามารถได้รูปสัญญาณออกมาได้ใกล้เคียงกับของเดิม

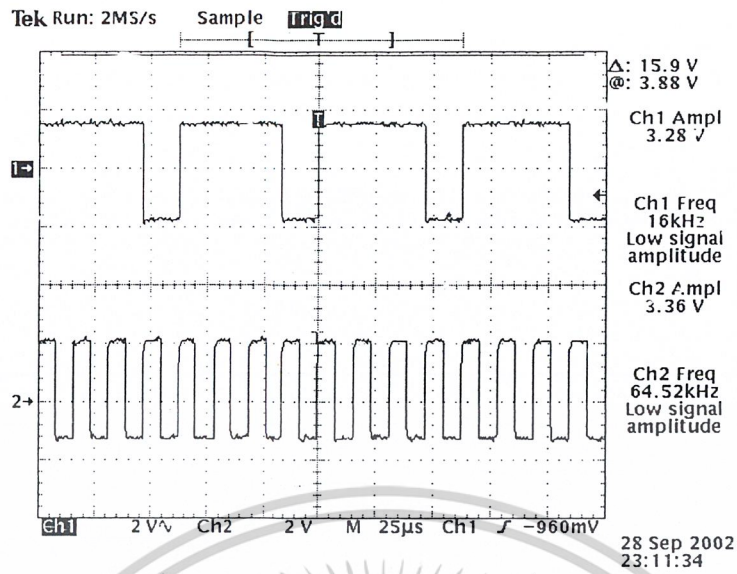
#### 4.3 การทดลองวงจรมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์

**วัตถุประสงค์** : เพื่อเป็นการศึกษาการทำงานและทดสอบคุณสมบัติของวงจรในรวมสัญญาณทั้ง 4 ช่องสัญญาณ(รวมมาร์คบิตด้วย)เข้าไว้ด้วยกันและการถอดเอาสัญญาณกลับคืนมา

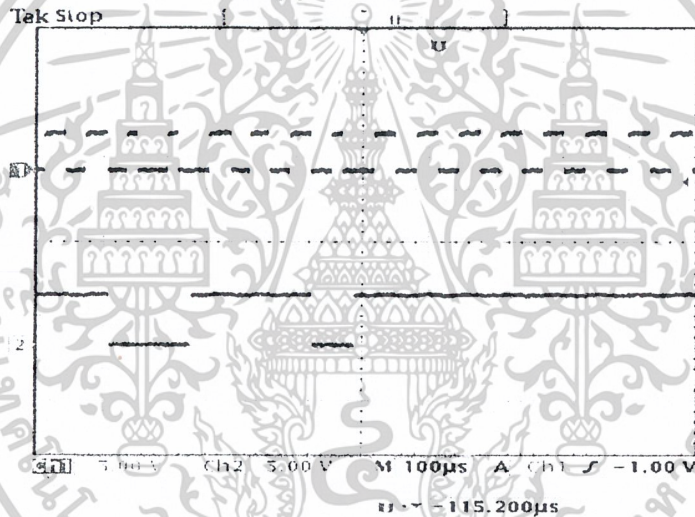
##### 4.3.1 ขั้นตอนการทดลองการมัลติเพล็กซ์

1. ต่อกวงจรมัลติเพล็กซ์ดังรูปที่ 5.18
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 KHz
3. ป้อนช่องสัญญาณอินพุตมาร์คบิตเป็น "1" และป้อนช่องสัญญาณอินพุตที่ 1 และอินพุตที่ 2 เป็น "1" แต่ป้อนช่องสัญญาณอินพุตที่ 3 เป็น "0"
4. วัดสัญญาณอนุกรมเอาท์พุตที่ออกขา 9 ของไอซี 74165 ได้ผลการทดลองดังในรูปที่ 4.5
5. ทดลองป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเข้าช่องอินพุตที่ 1 แทน และเปลี่ยนช่องอินพุตที่ 2 และ 3 เป็น "0" แทน
6. วัดสัญญาณอนุกรมเอาท์พุตที่ออกขา 9 ของไอซี 74165 ได้ผลการทดลองดังในรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ch1 คือสัญญาณอนุกรมเอาต์พุตที่ได้จากวงจร  
ch2 คือสัญญาณนาฬิกา 64 KHz ที่ป้อนให้กับวงจร

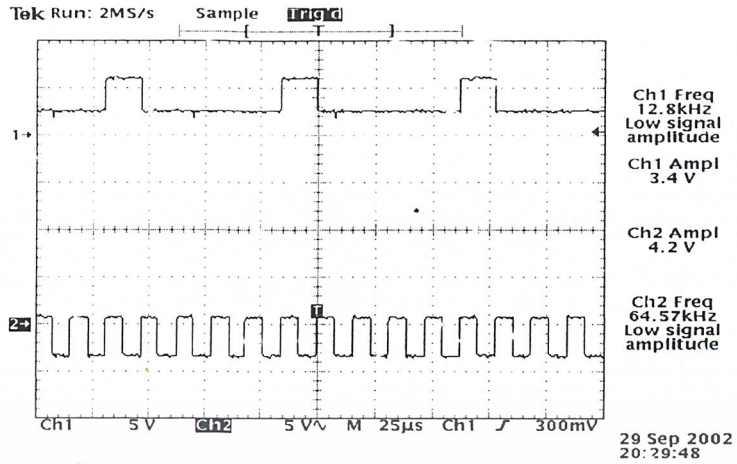


รูปที่ 4.6 ch1 คือสัญญาณเอาต์พุตวงจรมัลติเพล็กซ์  
ch2 คือสัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลที่ป้อนเข้าช่องอินพุตที่ 1 ของวงจรมัลติเพล็กซ์

4.3.2 ขั้นตอนการทดลองการมีลติเพล็กซ์

1. ต่อวงจรมัลติเพล็กซ์ดังรูปที่ 3.20
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกาความถี่ 64 KHz
3. ป้อนข้อมูล 0000000000..... ซึ่งเป็นลำดับอนุกรมให้กับวงจร หมายความว่า มาร์คบิตคือ 0, ช่องสัญญาณที่ 1 เป็น 0, ช่องสัญญาณที่ 2 เป็น 0 และช่องสัญญาณที่ 3 เป็น 0
4. วัดสัญญาณ โวลต์ที่ขา 11 (ขาสัญญาณนาฬิกา) ของไอซี 74194 ตัวที่สอง ได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

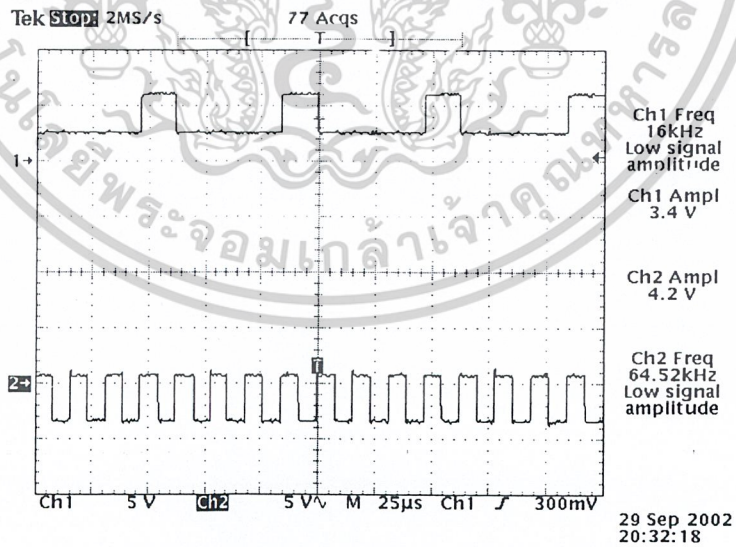


รูปที่ 4.7 ch1 คือสัญญาณไหลคให้ ไอซี 74194 ตัวที่สองทำการไหลคข้อมูล  
ch2 คือสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจร

จากรูปที่ 4.7 สังเกตว่าสัญญาณไหลคนั้นเป็นการหาร 5 จากสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจร มีความหมายว่ากำลังรอมาร์คิท"1" ที่ขา 6 ของไอซี 74194 ตัวที่สองอยู่และจะทำการสั่งให้ไหลคหาไปเรื่อยๆ โดยการให้สัญญาณไหลคเป็นการนับ 5

5. ป้อนข้อมูลใหม่เป็น 100010001000... ซึ่งเป็นลำดับข้อมูลอนุกรมคือมีมาร์คิทเป็น "1"

6. วัดสัญญาณไหลคที่ขา 11 (ขาสัญญาณนาฬิกา) ของไอซี 74194 ตัวที่สอง ได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.2 การทดลองข้อที่ 5 คือการทดลองเพื่อให้วงจรสามารถตรวจพบมาร์คิท"1" ซึ่งจะตรวจที่ขา 6 ของไอซี 74194 ตัวที่สอง เมื่อพบมาร์คิท"1" วงจรจะทำการล๊อคการไหลคสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณให้ถูกต้อง โดยการส่งสัญญาณไหลคเป็นการนับ 4 แทน ดังในรูปที่ 4.8



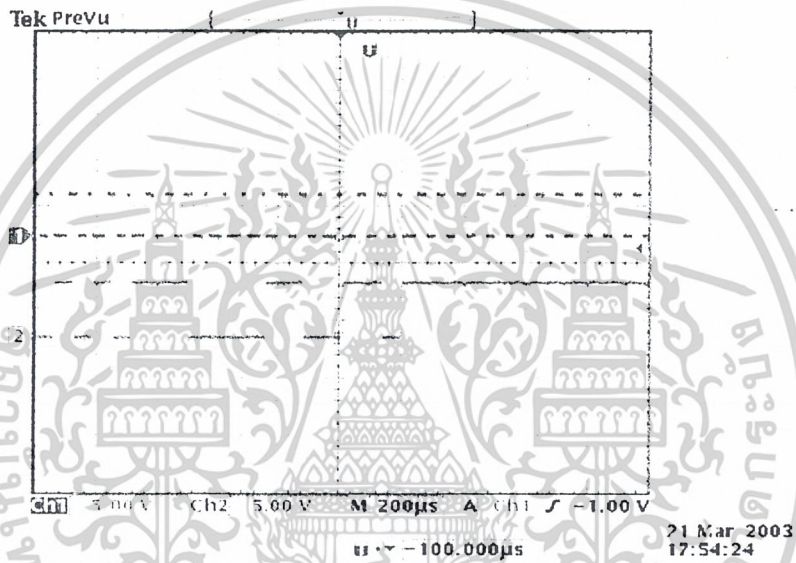
รูปที่ 4.8 ch1 คือ สัญญาณไหลค  
ch2 คือ สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรมัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งนั่นหมายความว่าในสล็อตถัดไป ไอซี 74194 จะทำการไหลคสัญญาณทั้งมาร์คและข้อมูลในช่องการส่งต่างๆได้อย่างถูกต้องแล้ว กล่าวคือเมื่อเราทำการตรวจข้อมูลที่ช่องสัญญาณต่างๆ จะพบว่าที่ ไอซี 74194 นั้น ขา  $Q_0$  (ช่องไหลคของมาร์คบิท) ได้ข้อมูลมาร์คบิท "1" อยู่ตลอดเวลา และขา  $Q_C, Q_B, Q_A$  (ช่องสัญญาณที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ) จะได้ข้อมูลเป็น "0" อยู่ตลอดเวลาถ้าป้อนข้อมูลอนุกรมให้วงจรตั้งในขั้นตอนการทดลองข้อ 5

7. ทดลองนำสัญญาณที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์ดังในรูปที่ 4.6 ป้อนให้กับวงจรมัลติเพล็กซ์

8. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ในแต่ละแชนแนลเอาต์พุต(มาร์คบิท "1", CH.1, CH.2, CH.3) ที่ขา 12, 13, 14, 15 ของ IC 74194 (P/P) ของวงจรมัลติเพล็กซ์ในรูปที่ 3.20 ตามลำดับ ได้ผลการทดลองดังในรูปที่ 4.9 นี้



รูปที่ 4.9 ch1 คือสัญญาณที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์ ที่ป้อนให้วงจรมัลติเพล็กซ์ ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุต CH.1 ของวงจรมัลติเพล็กซ์ (สัญญาณดิจิทัลจากวงจร A/D ในเครื่องส่ง)

#### 4.3.3 สรุปผลการทดลอง

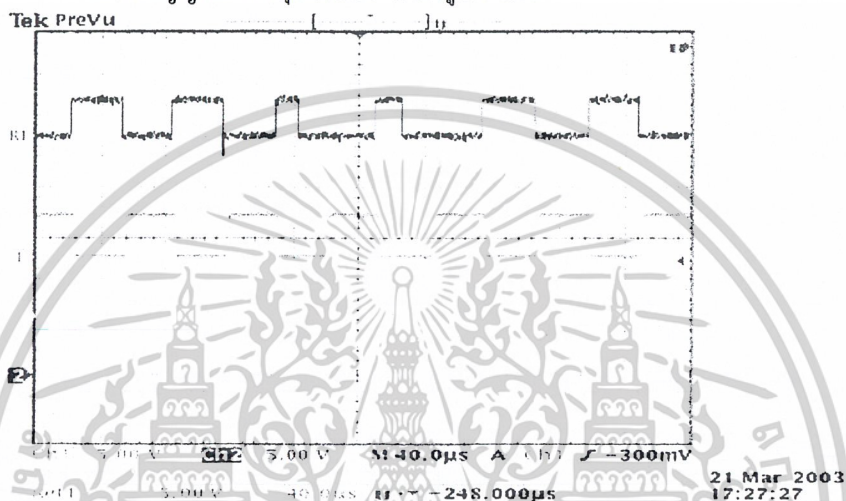
จากการทดลองที่ผ่านมาสรุปได้ว่า เราสามารถรวมสัญญาณทั้ง 4 สัญญาณได้โดยวิธีการรวมสัญญาณไปในช่องสัญญาณเดียวกันโดยการแบ่งเวลา ซึ่งเรียกว่า การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplex: TDM) และในส่วนของ การถอดสัญญาณกลับคืนมาให้ถูกต้องนั้น ถ้าวงจรมัลติเพล็กซ์สามารถสืบทอดตำแหน่งของมาร์คบิทได้ถูกต้อง จะทำให้สามารถแยกข้อมูลดิจิทัลที่มัลติเพล็กซ์รวมกันมา แยกส่งให้กับแต่ละช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องเช่นกัน

#### 4.4 การทดลองวงจรแปลงสัญญาณแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน2บิตและวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรม2บิต

**วัตถุประสงค์ :** เพื่อทดสอบคุณสมบัติของวงจรแปลงสัญญาณแบบอนุกรมเป็นแบบขนานในเครื่องส่งและวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรมในเครื่องรับ

##### 4.4.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรแปลงสัญญาณแบบอนุกรมเป็นแบบขนานดังรูปที่ 3.23
2. ใช้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์ป้อนให้วงจร
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตทั้งสอง ได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ch.ref คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ป้อนให้กับวงจร S/P

ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุต D1

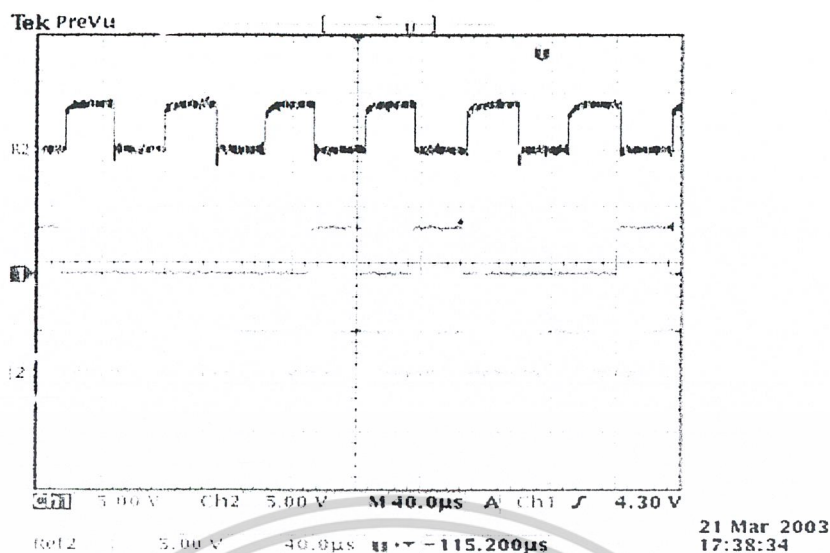
ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุต D2

4. ต่อวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรมดังรูปที่ 3.22
5. ใช้สัญญาณเอาต์พุตของวงจร S/P 2 บิต ป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรม โดยให้ขา D1 ของวงจร S/P ต่อกับ D1 ของวงจร P/S และในทำนองเดียวกัน ให้ขา D2 ของวงจร S/P ต่อกับขา D2 ของวงจร P/S

6. วัดสัญญาณเอาต์พุตแบบอนุกรมที่ได้จากวงจร ได้ดังรูปที่ 4.10

##### 4.4.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาสรุปได้ว่า ใช้ให้เห็นว่าเราสามารถทำการแปลงสัญญาณแบบอนุกรมให้เป็นสัญญาณแบบขนานได้ และในทางกลับกัน เราก็สามารถทำการแปลงสัญญาณแบบขนานให้เป็นสัญญาณแบบอนุกรมกลับคืนมาได้เช่นกัน



รูปที่ 4.11 ch.ref คือ สัญญาณอินพุต D1 ของวงจร P/S

ch1 คือ สัญญาณอินพุต D2 ของวงจร P/S

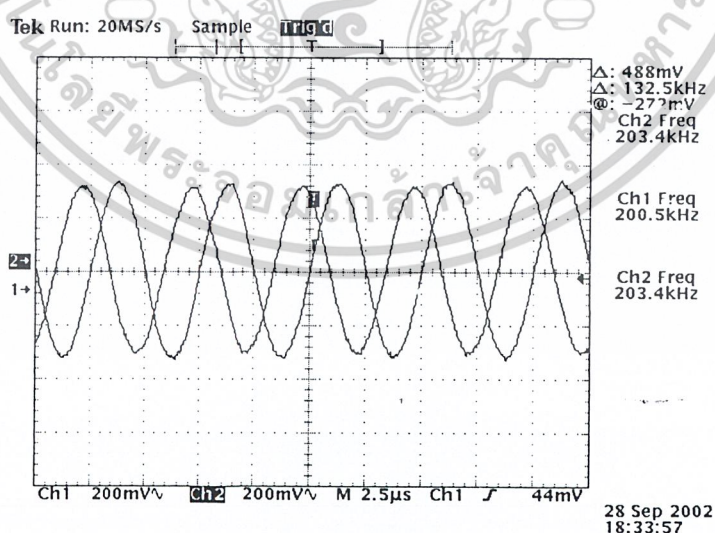
ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นแบบอนุกรม

#### 4.5 การทดสอบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

วัตถุประสงค์ : เพื่อทำการปรับสัญญาณไซน์ให้เป็น โคไซน์ ของคลื่นพาห้เพื่อป้อนเข้าสู่วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

##### 4.5.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา ดังรูปที่ 3.27
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ ความถี่ 200 kHz ขนาด 55 mV<sub>p-p</sub>
3. วัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเทียบกับอินพุต ซึ่งได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ch 1 สัญญาณอินพุต 200 kHz

ch 2 สัญญาณที่เลื่อนเฟสไป 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5.3 สรุปผลการทดลอง

จากรูปจะพบว่าสัญญาณคลื่นพาห้ไซน์ถูกเลื่อนเฟสไป 90 องศา จึงทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณคลื่นพาห้โคไซน์ตามที่ต้องการ

#### 4.6 การทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห้และสัญญาณนำร่อง

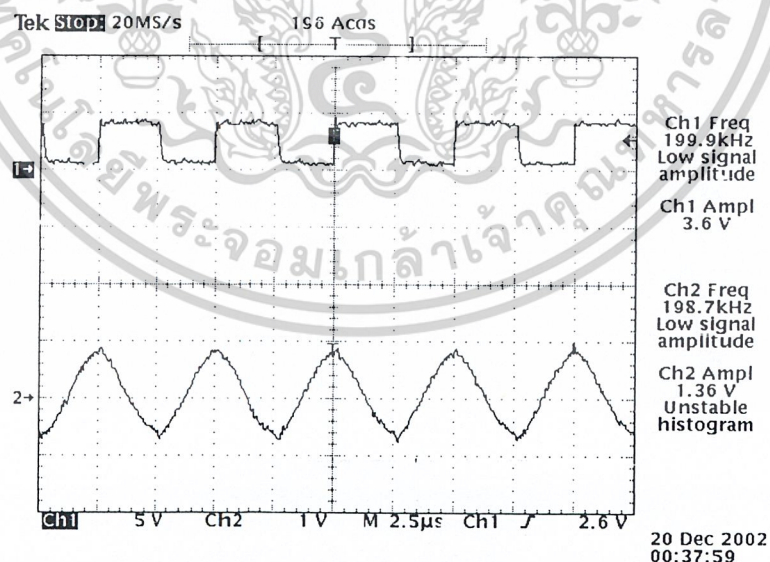
**วัตถุประสงค์:** เพื่อเป็นการศึกษาและทดสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห้และสัญญาณนำร่อง

##### 4.6.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต้องวงจรตามบล็อกไดอะแกรมคั้งรูปที่ 3.31 โดยวงจรที่ใช้ในแต่ละบล็อกไดอะแกรมคั้งแสดงในรูป
2. ป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมซึ่งมีระดับแรงดันเป็น 0 V และ 5 V ความถี่ 200 kHz เข้าที่อินพุตของวงจร
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ความถี่ 200 kHz
4. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรหาร 10
5. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ความถี่ 20 kHz

##### 4.6.2 ผลการทดลอง

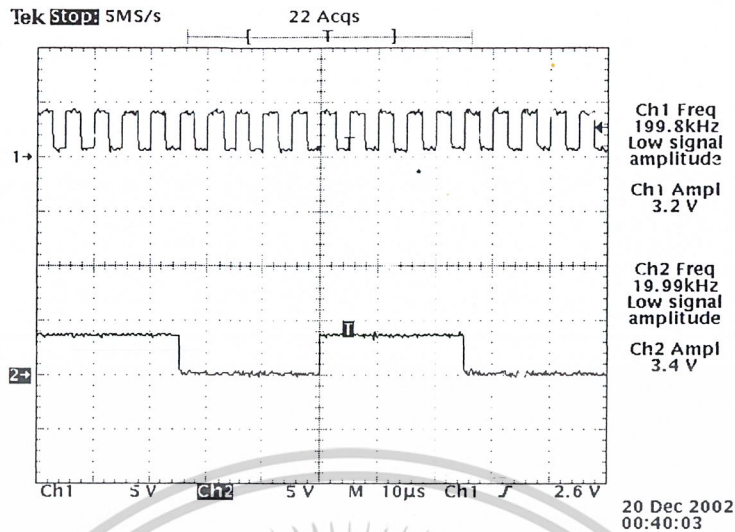
เมื่อป้อนสัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมตามขั้นตอนการทดลองที่ 2 แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านตามขั้นตอนที่ 3 จะพบว่าสัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมนั้นถูกวงจรกรองแถบความถี่ผ่านกรองเอาเฉพาะองค์ประกอบความถี่ไซน์ที่มีความถี่ 200 kHz ออกมาเท่านั้นซึ่งแสดงรูปสัญญาณที่ได้คั้งรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ch 1 คือ สัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 200 kHz

ch 2 คือ สัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณไซน์ 200 kHz

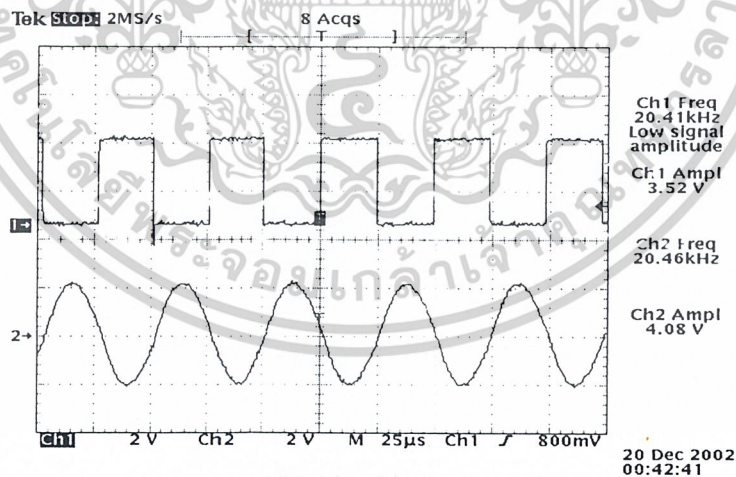
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ch 1 คือ สัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 200 kHz  
ch 2 คือ สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรหาร 10

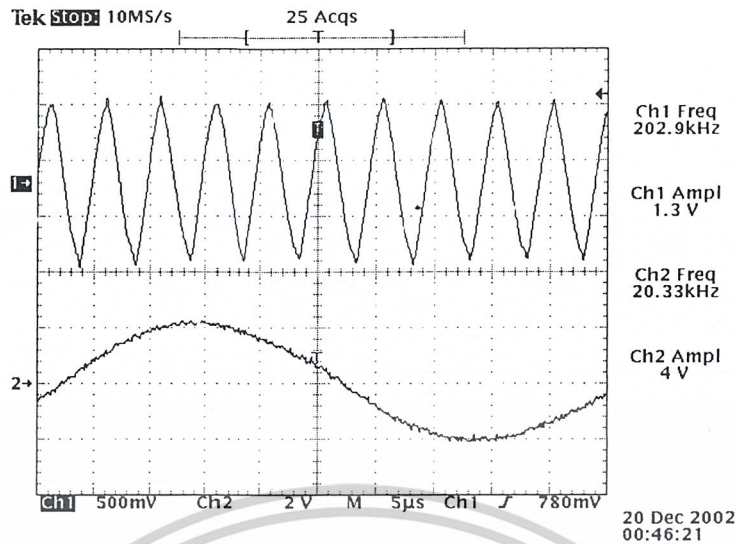
สัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 200 kHz อีกส่วนหนึ่งจะถูกนำไปเข้าวงจรหาร 10 เพื่อหารความถี่ลง 10 เท่า ซึ่งหลังการหารเราจะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz ออกมา ดังแสดงในรูปที่ 4.14

จากนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม 20 kHz นี้จะถูกนำไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ออกมา รูปสัญญาณที่ได้แสดงดังในรูปที่ 4.15 ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณนำร่อง



รูปที่ 4.15 ch 1 คือ สัญญาณสี่เหลี่ยม 20 kHz ที่ได้หลังการหาร  
ch 2 คือ สัญญาณนำร่องที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ch 1 คือ สัญญาณคลื่นพาห์ ความถี่ 200 kHz

ch 2 คือ สัญญาณนำร่อง ความถี่ 20 kHz

เมื่อวัดสัญญาณคลื่นพาห์ ความถี่ 200 kHz และสัญญาณนำร่อง ความถี่ 20 kHz ที่ สร้างได้เทียบกันจะได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.16

#### 4.6.3 สรุปผลการทดลอง

ในรูปที่ 4.16 เป็นผลของสัญญาณคลื่นพาห์ ความถี่ 200 kHz และสัญญาณนำร่อง 20 kHz ซึ่งเกิดจากการหารความถี่ลง 10 เท่า โดยไม่ได้ใช้หลักการหารจากสัญญาณคลื่นพาห์โดยตรง เพราะวงจรจะยุ่งยากและซับซ้อน แต่จะใช้หลักการหารจากสัญญาณคลื่นพาห์ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมก่อน โดยใช้วงจรนับจก แล้วนำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่หารได้ไปผ่านวงจรกรอง เพื่อแยกเอาเฉพาะสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เดียวกันออกมา ซึ่งหลักการนี้จะง่ายกว่าและให้ผลเหมือนกับการหารจากคลื่นพาห์ที่เป็นคลื่นไซน์

#### 4.7 การทดสอบวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

**วัตถุประสงค์:** เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ หลักการมอดูเลตสัญญาณและลักษณะของสัญญาณที่ได้รับแบบต่างๆ จากวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

##### 4.7.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.24
2. ป้อนสัญญาณคลื่นพาห์โดยใช้สัญญาณรูปไซน์ความถี่ 200 kHz ขนาดสัญญาณ 60 mVp-p เข้าที่ขา 10 ของไอซีเบอร์ MC1496 โดยผ่านตัวเก็บประจุขนาด 0.1  $\mu$ F และป้อนสัญญาณที่จะมอดูเลตโดยใช้สัญญาณไซน์ความถี่ 16 kHz ขนาด 560 mVp-p เข้าที่ขา 1 ของไอซี
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้โดยใช้ออสซิลโลสโคปพร้อมทั้งวัดสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้รับ
4. สังเกตลักษณะของสัญญาณและบันทึกผลการทดลอง

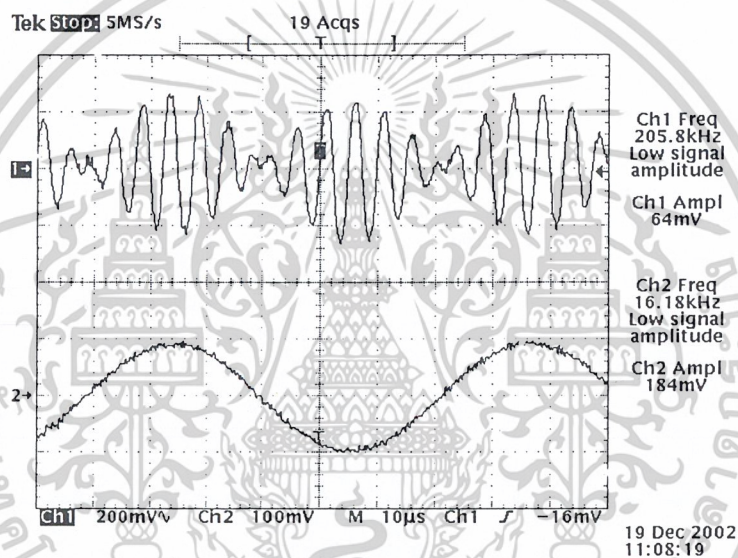
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ป้อนสัญญาณที่จะมามอดูเลตโดยใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 16 kHz และบันทึกผลการทดลอง

#### 4.7.2 ผลการทดลอง

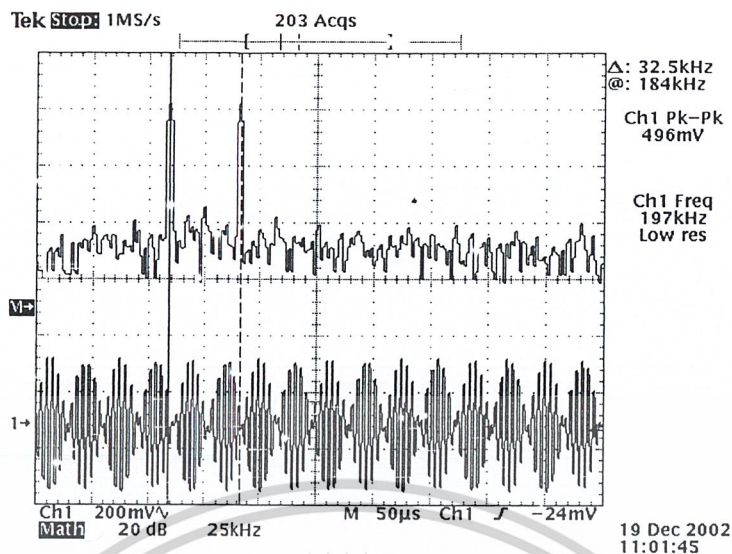
จากการทดลอง พบว่าสัญญาณที่วัดได้ทางเอาต์พุตเป็นคลื่นพาห่ที่มีลักษณะกรอบของมันเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่นำมามอดูเลต ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการคูณกันระหว่างสัญญาณทั้งสอง โดยสัญญาณมีลักษณะเป็นดังรูปที่ 4.17

เมื่อวัดสเปกตรัมของสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์จะพบสเปกตรัมที่เป็นไซด์แบนด์ทั้งสองข้างของคลื่นพาห่ โดยที่ไซด์แบนด์ทั้งสองข้างอยู่ห่างกัน 32 kHz ไซด์แบนด์ต่ำ (Lower Sideband) อยู่ที่ตำแหน่งความถี่ 184 kHz(ความถี่คลื่นพาห่ลบออกด้วยความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต) และไซด์แบนด์สูง (Upper Sideband) จะอยู่ที่ความถี่ 216 (ความถี่คลื่นพาห่บวกเข้ากับด้วยความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต) ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.17 ch 1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์  
ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เมื่อทำการทดลอง โดยเปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่เข้ามามอดูเลตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีระดับแรงดันบวก-ลบ ซึ่งเปรียบเสมือนสัญญาณไบนาไรบีทที่ป้อนให้กับวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ได้มีการเปลี่ยนแปลงเพสทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของระดับสัญญาณอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 4.18 จะแสดงในข้อของการมอดูเลตและเมื่อดูสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากวงจรบาลานซ์มอดูเลต จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณพาห่จะถูกกำจัดออกไปและยังคงเหลือสัญญาณที่แค่ สองสัญญาณเท่านั้นคือทางค่าน์ อับเปอร์ไซด์แบนด์ที่ความถี่ 216 kHz และ โลเวอร์ไซด์แบนด์ที่ความถี่ 184 kHz ดังแสดงในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 ch1 คือ แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์  
ch2 คือ สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

#### 4.7.3 สรุปผลการทดลอง

วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้ทำหน้าที่ในการมอดูเลตคลื่นพาห้กับสัญญาณข้อมูลเข้าด้วยกัน โดยให้สเปกตรัมของสัญญาณที่มีลักษณะเป็นไซด์แบนด์สองข้างในแกนความถี่ (Frequency domain) และคลื่นพาห้ถูกกำจัดทิ้งไป ในกรณีที่สัญญาณข้อมูลเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมถูกนำมามอดูเลตกับคลื่นพาห้ เอาต์พุตที่ได้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเฟสของคลื่นพาห้ที่เป็น 0 หรือ 180 องศา ทุกๆครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงของบิตข้อมูล

#### 4.8 การมอดูเลต

วัตถุประสงค์: เพื่อศึกษาและทดลองผลของสัญญาณ QPSK ที่ได้รับจากหลักการที่นำเสนอไว้

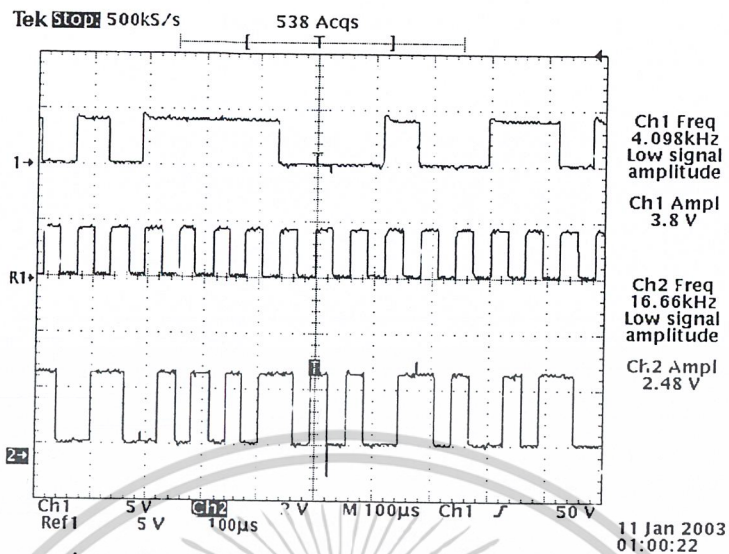
##### 4.8.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรการเข้ารหัสแมนเชสเตอร์ดังรูปวงจรที่ 3.49
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 16 kHz เข้าอีกขาหนึ่งของวงจรเข้ารหัสแมนเชสเตอร์
3. จากนั้นนำสัญญาณที่เข้ารหัสแมนเชสเตอร์แล้วไปผ่านวงจรแปลงจาก Unipolar ไปเป็น Bipolar
4. เมื่อได้สัญญาณ Bipolar แล้วก็นำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ที่ได้มาแล้ว

##### 4.8.2 ผลการทดลอง

จากหลักการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK ที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.1 ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมไว้ดังรูปที่ 3.3 เมื่อนำวงจรต่างๆ มาต่อตามบล็อกไดอะแกรม แล้วทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆเมื่อบิตข้อมูลที่นำมามอดูเลตทั้ง 2 บิต มีรูปแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

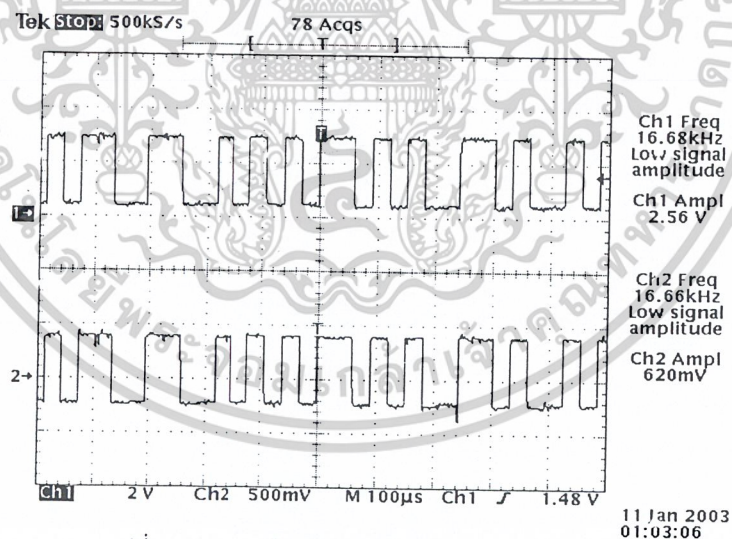


รูปที่ 4.19 ch 1 คือ สัญญาณอินพุต NRZ

ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่เข้ารหัสแมนเชสเตอร์

ch R คือ สัญญาณนาฬิกา 16 kHz

รูปที่ 4.19 แสดงการเข้ารหัสสัญญาณ NRZ ให้เป็นรหัสแมนเชสเตอร์ โดยจะใช้สัญญาณนาฬิกา 16 kHz ในการเข้ารหัสจากนั้นก็จะได้สัญญาณที่เป็นรหัสแมนเชสเตอร์และจะนำไปเข้าวงจรแปลงเป็น Bipolar ดังจะมีผลการทดลองดังรูปที่ 4.20

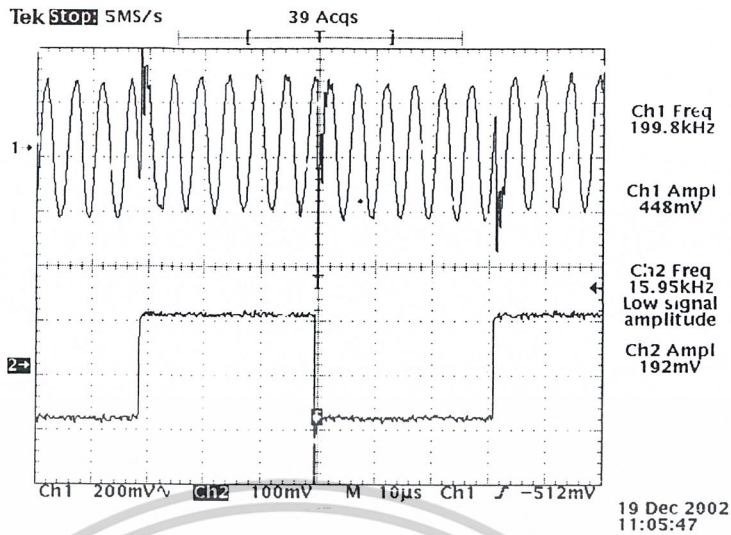


รูปที่ 4.20 ch 1 คือ สัญญาณอินพุต Unipolar

ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุต Bipolar

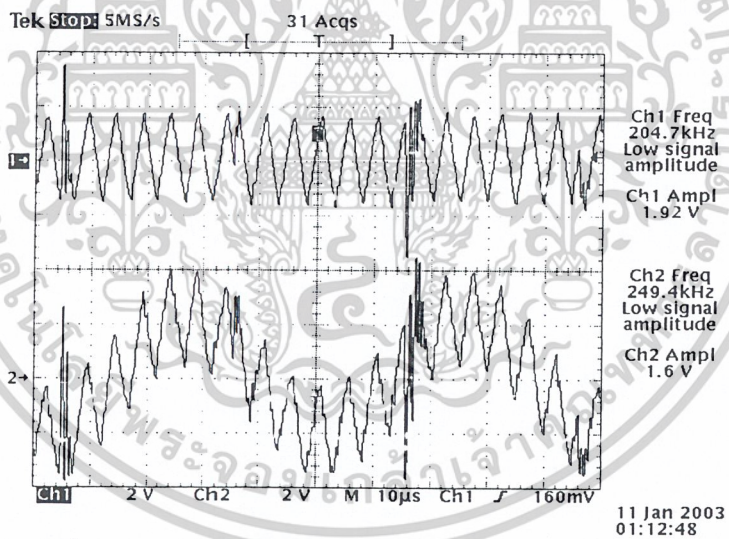
สาเหตุที่ต้องทำสัญญาณ NRZ เป็น Bipolar เพราะว่าวงจรมอดูเลตจะสามารถทำงานได้เมื่อสัญญาณ ข้อมูลเป็นแบบ Bipolar ส่วนผลการทดลองมอดูเลตของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 ch 1 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์  
ch 2 คือ สัญญาณอินพุต Bipolar 16 kHz

จากรูปที่ 4.21 คือสัญญาณที่มีอคูเลตเพียงด้านเดียวและเมื่อนำเอาสัญญาณทั้ง 2 ที่มีสัญญาณ คลื่นพาหะเป็น Cosine และ sine ก็จะได้สัญญาณ QPSK และจากนั้นก็นำสัญญาณ QPSK ไปรวมกับ สัญญาณนำร่อง 20 kHz ซึ่ง ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 ch 1 คือ สัญญาณ QPSK  
ch 2 คือ สัญญาณ QPSK + สัญญาณนำร่อง Sine 20 kHz

#### 4.8.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่นำเสนอและอธิบายไปข้างต้น ทำให้สามารถสรุปได้ว่าหลักการ สร้างสัญญาณ QPSK สามารถสร้างสัญญาณ QPSK ขึ้นได้จริง ส่วนปัญหาที่พบคือสัญญาณข้อมูลที่เป็น NRZ จะต้องแปลงให้อยู่ในรูปของสัญญาณ Bipolar เสียก่อน จึงนำสัญญาณนี้ไปมอดได้

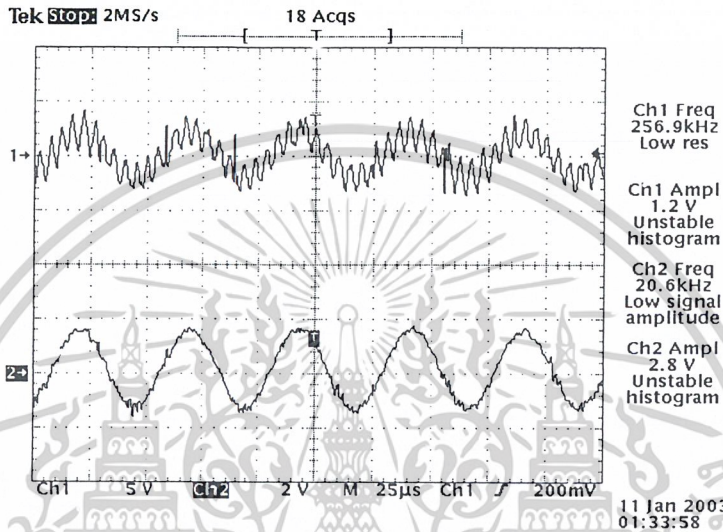
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 การทดลองวงจรผู้สัญญาณนำร่องและคลื่นพาห้

วัตถุประสงค์: บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการผู้สัญญาณคลื่นพาห้จากสัญญาณที่รับได้คือสัญญาณนำร่อง และ QPSK สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.37

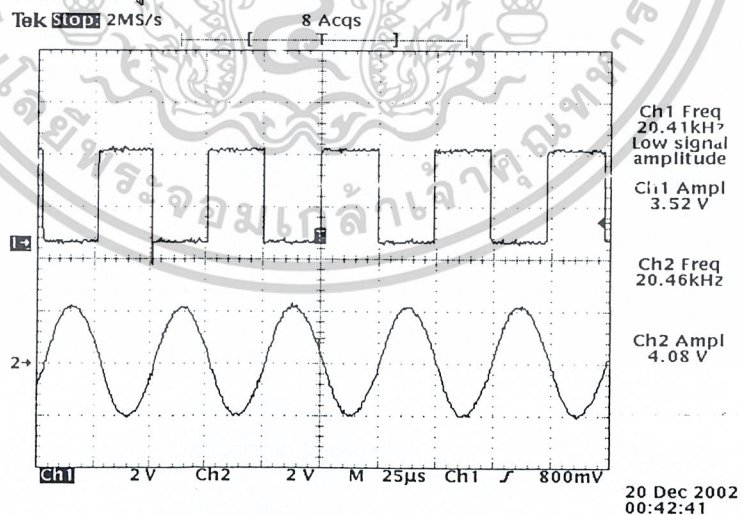
4.9.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรต่างๆตามที่แสดงในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.37
2. วัดสัญญาณนำร่องที่วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 20 kHz ผู้ได้จากสัญญาณที่ค่านส่งมา ซึ่งได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 ch 1 คือ สัญญาณที่ค่านส่งมา (QPSK + สัญญาณนำร่อง)  
ch 2 คือ สัญญาณนำร่องที่ผู้ออกมาได้

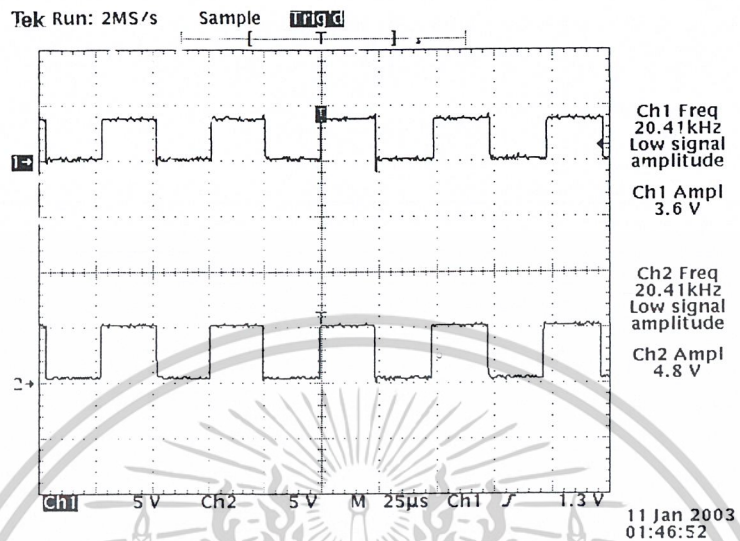
3. วัดสัญญาณนำร่อง: เติงจากผ่านวงจรคอมพาราเตอร์ เพื่อสร้างสัญญาณนำร่องที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 ch 1 คือ สัญญาณนำร่องที่ผู้ได้  
ch 2 คือ สัญญาณนำร่องหลังผ่านวงจรคอมพาราเตอร์ให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

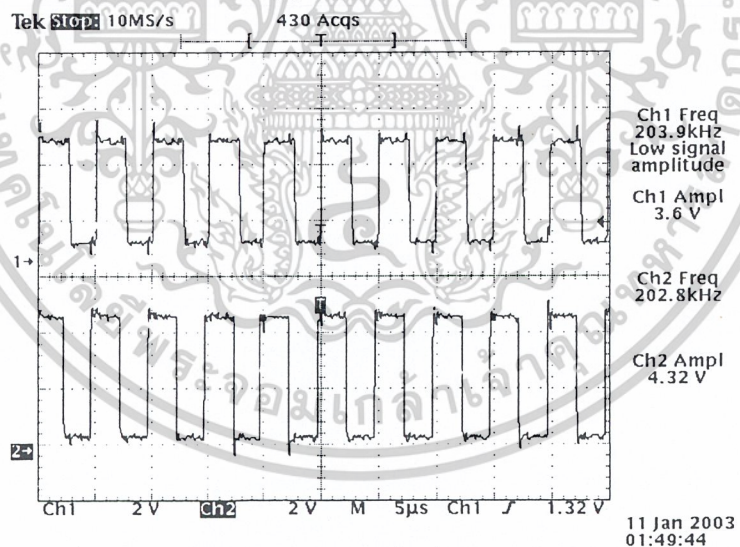
4. หลังจากได้สัญญาณนำร่องที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz แล้วสัญญาณนี้จะถูกสังเคราะห์ความถี่ขึ้นเป็นสี่เหลี่ยม 200 kHz โดยใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป ซึ่งผลการทดลองของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปแสดงดังรูปที่ 4.25 โดยมีย่านการลอค 3.7 kHz



รูปที่ 4.25 ch 1 คือ สัญญาณอินพุตของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป

ch 2 คือ สัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบกับตัวเฟสดีเทคเตอร์

ซึ่งผลของสัญญาณที่ได้ก็คือ สัญญาณคลื่นพาห้ 200 kHz ที่ ู้ได้นั่นเอง ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.26

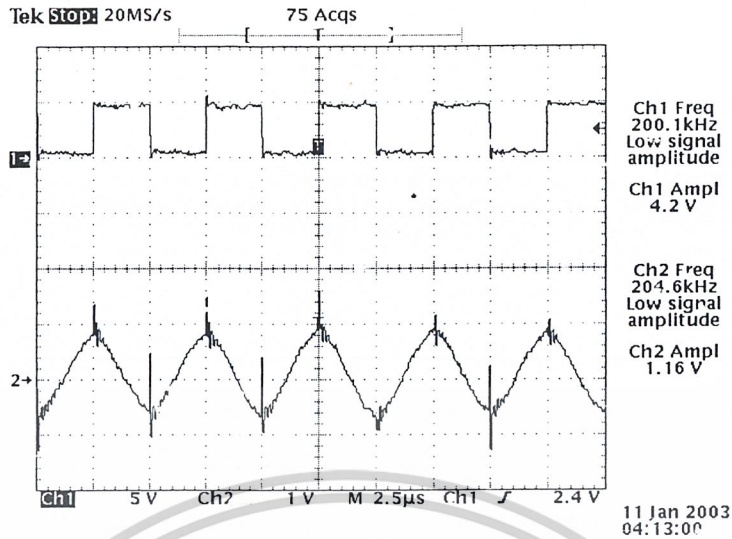


รูปที่ 4.26 ch 1 คือ สัญญาณนำร่องสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz

ch 2 คือ สัญญาณคลื่นพาห้สี่เหลี่ยม 200 kHz ที่ ู้ได้

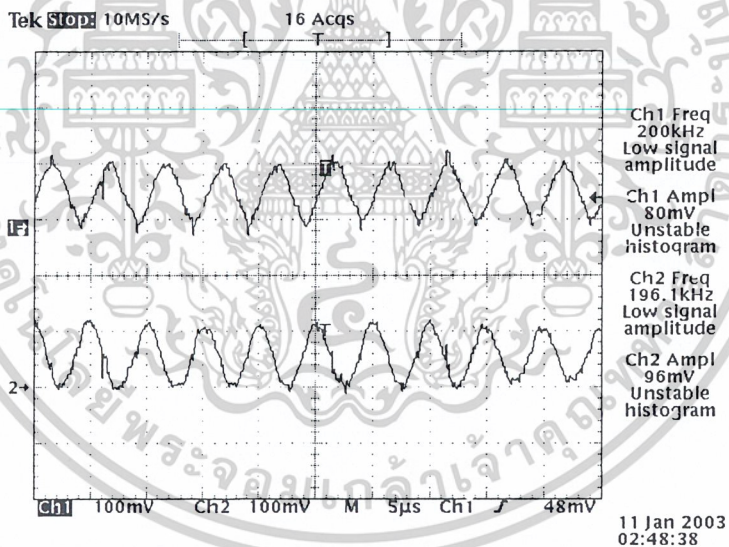
5. วัดสัญญาณคลื่นพาห้สี่เหลี่ยม 200 kHz หลังผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 200 kHz จะได้สัญญาณคลื่นพาห้ที่เป็นไซน์ 200 kHz ออกมา ดังแสดงในรูปที่ 4.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 ch 1 คือ สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยมที่ดูได้  
ch 2 คือ สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรกรอง

6. เมื่อวัดสัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยมที่ขึ้นเทียบกับค่านั่ง พบว่ากระบวนการที่ได้ทดลองมานี้สามารถกู้สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยมที่ส่งมาจากค่านั่งได้ และเมื่อนำคลื่นพาสี่เหลี่ยมไปเข้าวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา ซึ่งผลแสดงดังรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 ch 1 คือ สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยม sine  
ch 2 คือ สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยม cosine

หลังจากได้สัญญาณคลื่นพาสี่เหลี่ยมที่ขึ้นเทียบกับค่านั่งมาแล้ว สัญญาณนี้จะถูกนำไปผ่านวงจรลดทอนเพื่อลดระดับขนาดของสัญญาณลงให้เหลือประมาณ 60 mVp-p เพื่อส่งให้กับภาคคัมมูเลเตอร์แบบ QPSK ต่อไป

#### 4.9.3 สรุปผลการทดลอง

หลักการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห้ ในการทดลองข้างต้นเป็นการกู้สัญญาณคลื่นพาห้ จากสัญญาณนำร่องทางอ้อม กล่าวคือจะใช้การแปลงสัญญาณนำร่องให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมก่อนแล้วจึงใช้เฟลตล็อกคูณความถี่ขึ้นเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 200 kHz จากนั้นนำไปผ่านวงจรกรองเพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นพาห้ไซน์ออกมา ซึ่งจากผลการทดลองในรูปที่ 4.28 จะพบว่าการทำงานของวงจรให้ผลเหมือนการกู้สัญญาณคลื่นพาห้ไซน์จากสัญญาณนำร่องไซน์

#### 4.10 การดีมอดูเลต

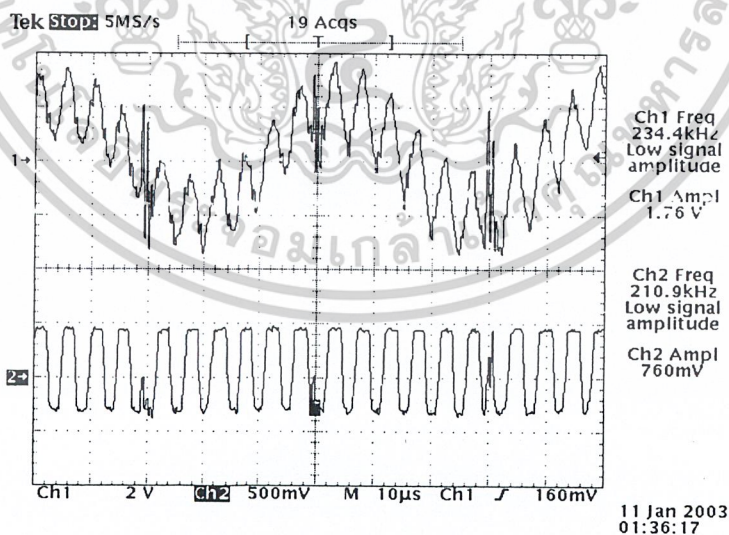
วัตถุประสงค์: เพื่อศึกษาและทดลองผลการดีมอดูเลตของสัญญาณ QPSK ที่ได้รับมาจากทางด้านเครื่องส่ง เพื่อที่จะได้สัญญาณข้อมูลกลับมาตามเดิม

##### 4.10.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อยังจรนอตร์ฟิเตอร์เพื่อที่จะกำจัดสัญญาณนำร่องออกดังรูปวงจรที่ 3.41
2. จะได้สัญญาณ QPSK จากนั้นจะป้อนให้กับวงจรดีมอดูเลเตอร์ซึ่งจะใช้วงจรเดียวกับวงจรมอดูเลเตอร์ดังรูปที่ 3.27
3. จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจร Low pass filter ซึ่งมีความถี่ cut off ที่ 96 kHz
4. เมื่อได้สัญญาณ Bipolar กลับคืนมาแล้วแต่สัญญาณนี้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ไม่ค่อยสวยงามจึงต้องไปเข้าวงจรเปรียบเทียบแรงดันอีกครั้งหนึ่ง

##### 4.10.2 ผลการทดลอง

จากหลักการดีมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK ที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.19 ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมไว้ดังรูปที่ 3.39 เมื่อนำวงจรต่างๆ มาต่อตามบล็อกไดอะแกรม แล้วทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ก็จะได้บิตข้อมูลที่ทั้ง 2 บิต มีรูปแบบเหมือนกับทางด้านเครื่องส่งแสดงดังรูปต่อไปนี้

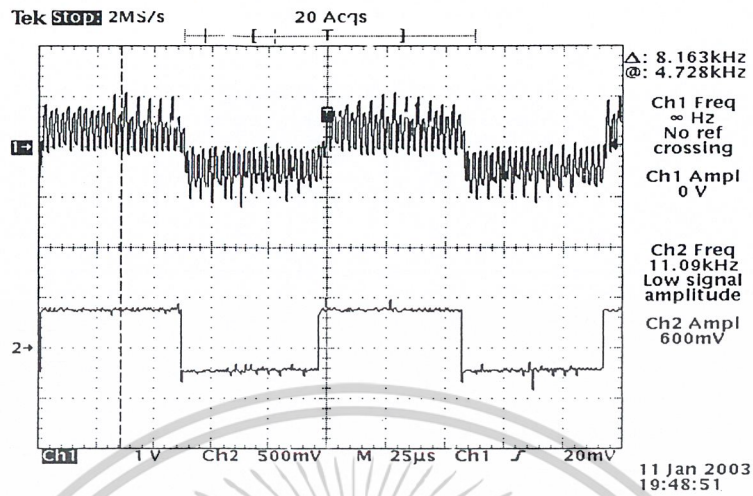


รูปที่ 4.29 ch 1 คือ สัญญาณอินพุต QPSK+ สัญญาณนำร่อง

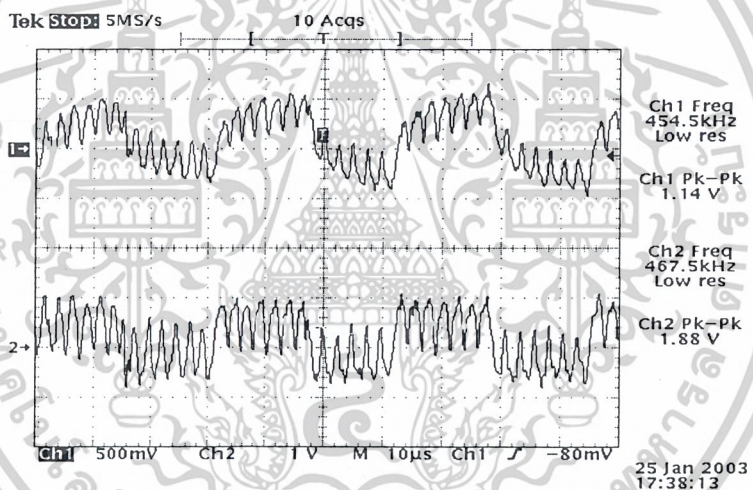
ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรนอตร์ฟิเตอร์ 20 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้สัญญาณ QPSK กลับคืนมาแล้วนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลตเพื่อทำหน้าที่เป็นคีมอดูเลตสัญญาณ ซึ่งผลของวงจรคีมอดูเลตสัญญาณ QPSK ได้แสดงดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 ch 1 คือ สัญญาณเอาท์พุทของวงจรคีมอดูเลตเตอร์  
ch 2 คือ สัญญาณอินพุท Bipolar ด้านเครื่องส่ง



รูปที่ 4.31 ch 1 คือ สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจร Low Pass filter  
ch 2 คือ สัญญาณอินพุทที่ได้จากการคีมมอดูเลตเตอร์

รูปที่ 4.31 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณอินพุทของสัญญาณที่เข้าทางด้านวงจรมอดูเลตเตอร์ด้านเครื่องส่ง และสัญญาณที่คีมมอดูเลตมาได้ จะสังเกตเห็นว่าจะมีลักษณะที่คล้ายกัน จากนั้นจึงนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรเปรียบเทียบแรงดันอีกครั้งหนึ่งเพื่อที่จะได้สัญญาณที่สววยงาม

#### 4.10.3 สรุปผลการทดลอง

หลักการคีมมอดูเลตสัญญาณที่นำเสนอไว้สามารถสร้างให้ทำงานได้จริงในทางปฏิบัติ

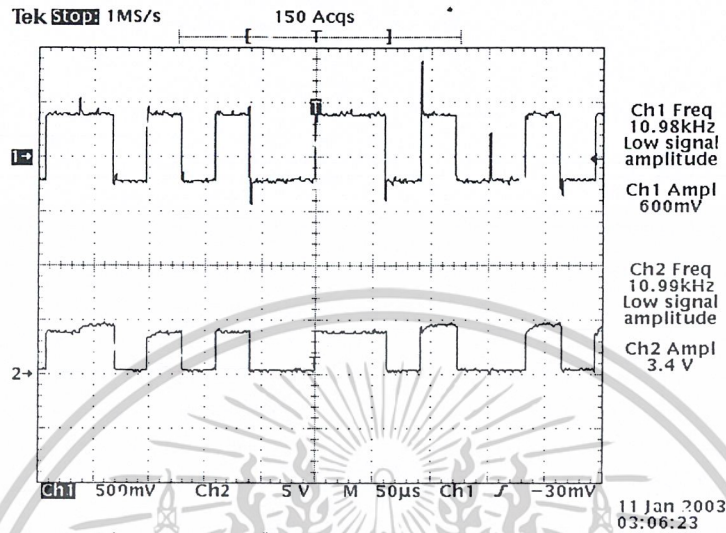
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 การกู้สัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

วัตถุประสงค์: เพื่อศึกษาและทดลองผลการกู้สัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

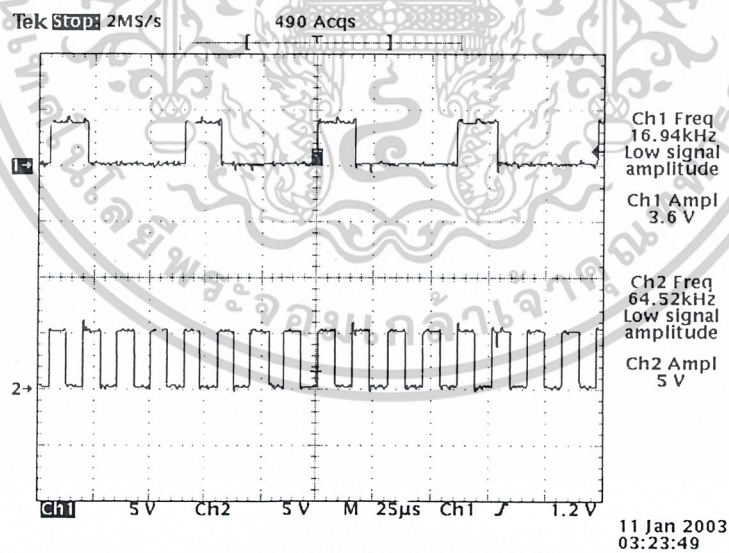
4.10.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อบอร์ดแปลง Bipolar เป็น Unipolar ตามรูปวงจรที่ 3.50



รูปที่ 4.32 ch 1 คือ สัญญาณอินพุต Bipolar  
ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุต Unipolar

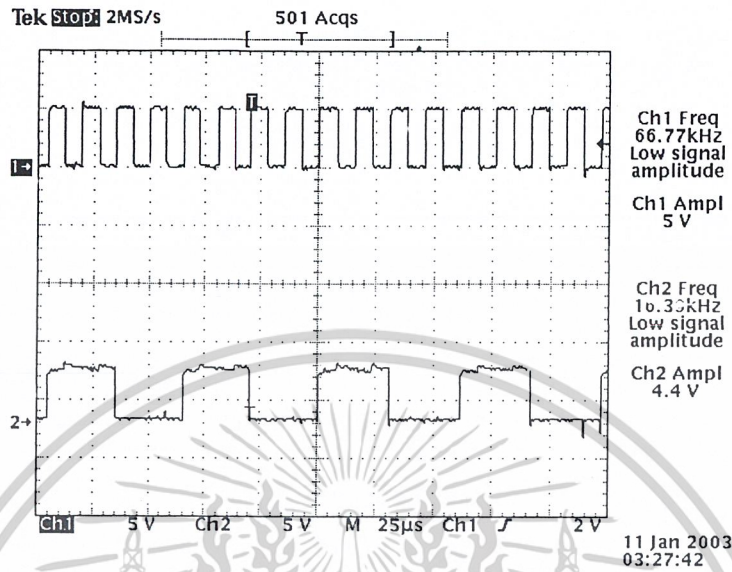
2. ป้อนข้อมูลแบบสุ่มซึ่งถูกเข้ารหัส แมนเชสเตอร์ ให้กับวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา แล้วนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรเฟสล็อกตามรูปที่ 3.40



รูปที่ 4.33 ch 1 คือเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 16 kHz  
ch 2 คือเอาต์พุตของเฟสล็อก 64 kHz

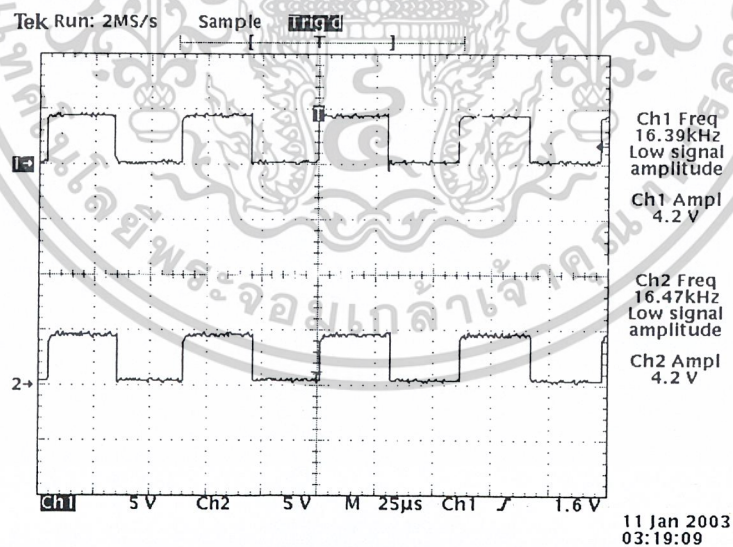
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วงจรเฟสล็อกkup จะทำการคูณความถี่สัญญาณนาฬิกาที่จะใช้งานจริงให้ขึ้นไปถึงความถี่ 64 KHz แล้วนำไปหารด้วยวงจรหาร 4 เพื่อที่จะนำเฟสที่มาเปรียบเทียบให้ตรงกันระหว่างสัญญาณนาฬิกาของเครื่องรับและเครื่องส่งซึ่งแสดงผลการทดลองดังรูปที่ 4.34



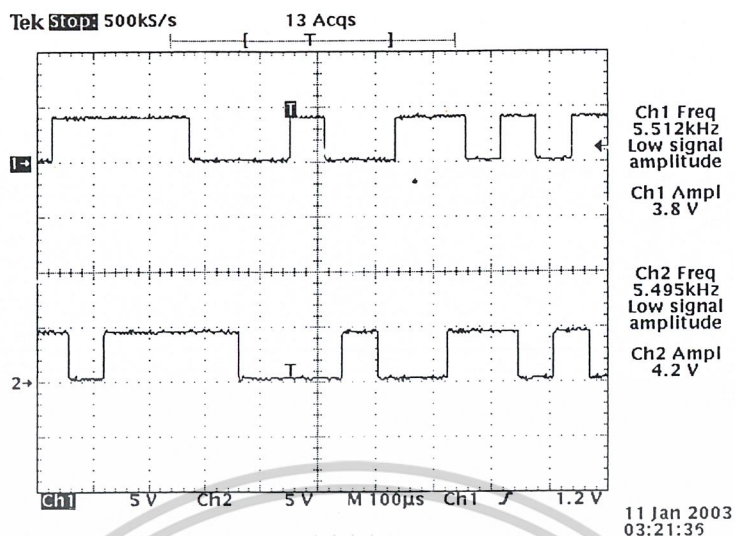
รูปที่ 4.34 ch 1 คือ สัญญาณอินพุตจากเฟสล็อกkup 64 kHz  
ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุต 16 kHz จากวงจรหาร 4

4. วัดสัญญาณนาฬิกาที่วัดได้จากข้อมูลดิจิตอลแบบสุ่ม ซึ่งถูกเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เทียบกับสัญญาณนาฬิกาของเครื่องส่ง ซึ่งได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4.35



รูปที่ 4.35 ch 1 คือ สัญญาณนาฬิกา 16 kHz ทางด้านเครื่องส่ง  
ch 2 คือ สัญญาณนาฬิกา 16 kHz ทางด้านเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 ch 1 คือ สัญญาณอินพุต NRZ ทางด้านเครื่องส่ง  
ch 2 คือ สัญญาณเอาต์พุต NRZ ที่ได้จากการถอดรหัสทางด้านเครื่องรับ

#### 4.11.2 สรุปผลการทดลอง

จากรูปข้อมูลดิจิทัลที่ได้ออกมาได้ทั้ง 2 บิตในรูปแบบที่ 4.36 ทำให้สรุปได้ว่าวงจรกู้สัญญาณนาฬิกาและข้อมูลดิจิทัลสามารถที่จะกู้ข้อมูลดิจิทัลทั้ง 2 บิต ให้กลับคืนมาได้เหมือนกับทางด้านส่งทุกประการ

#### 4.12 วงจรกำเนิดคลื่นพาหะ

**วัตถุประสงค์:** เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรมีคลื่นสัญญาณคลื่นไซน์ ที่ความถี่  $60\text{MHz}$  ซึ่งใช้การทำงานของวงจร คอลพิตต์ ออสซิลเลเตอร์ เพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณพาหะในการออกอากาศของสัญญาณวิทยุ

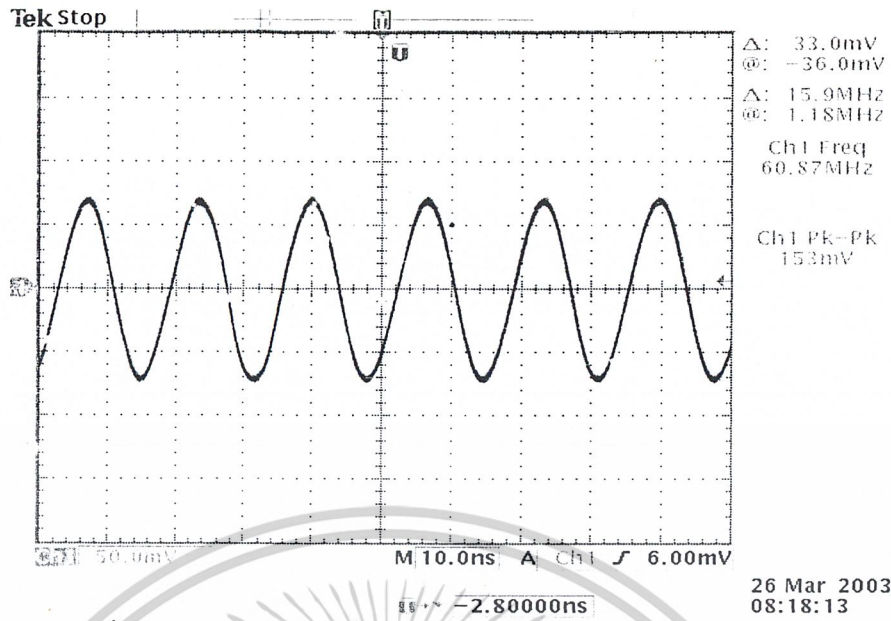
##### 4.12.1 ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรมีคลื่นสัญญาณคลื่นพาหะ โดยใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.54 และวัดสัญญาณที่เอาต์พุตออกมา ดังรูปที่ 4.37

สังเกตลักษณะสัญญาณและความถี่แล้ววัดผลของสัญญาณที่เอาต์พุตออกมา

##### 4.12.2 สรุปผลการทดลอง

วงจรมีคลื่นสัญญาณคลื่นพาหะ โดยอาศัยการทำงานของวงจรรออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะทำการผลิตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ประมาณ  $60\text{MHz}$  ซึ่งจากรูปจะเห็นว่ามีความเบี่ยงเบนน้อยมากอันเนื่องมาจากวงจรรออสซิลเลตที่ใช้งานนั้นมีความเสถียรดีมาก

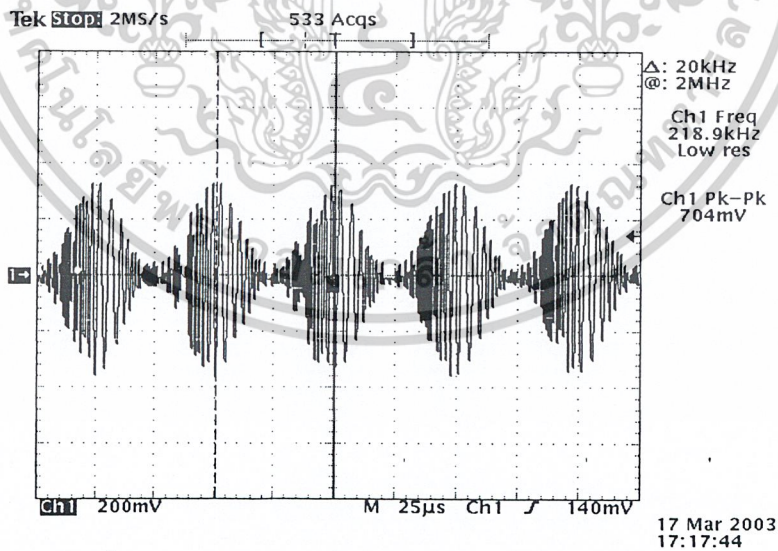


รูปที่ 4.37 ch1 คือสัญญาณคลื่นพาหะที่มีความถี่ที่  $60\text{MHz}$

4.13 วงจรมอดูเลตสัญญาณคลื่นแบบ AM

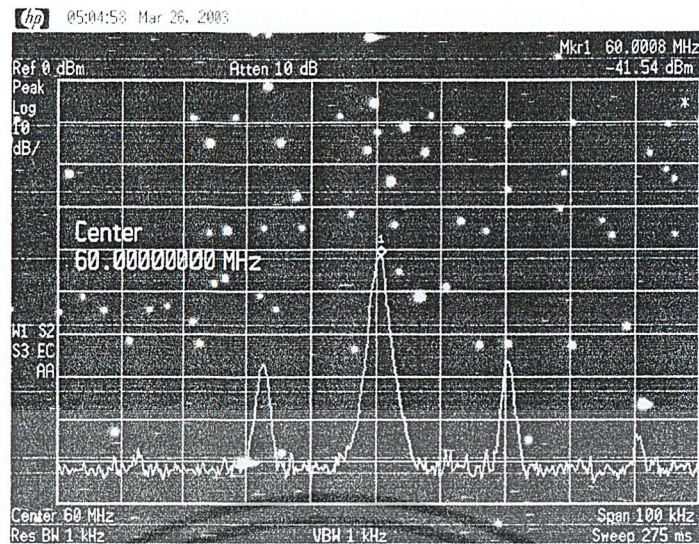
4.13.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อน Data เข้าที่ช่อง Data ที่อินพุตซึ่งมีความถี่ที่  $20\text{KHz}$  ที่ขาอิมิตเตอร์ของวงจร
2. ป้อนสัญญาณคลื่นพาหะที่  $60\text{MHz}$  เข้าที่ขาเบสของวงจร
3. ทำการปรับสัญญาณการมอดูเลตให้ได้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงที่สุดดังรูปที่ 4.38
4. ทำการวัด สเป็คตรัมออกมา ดังรูปที่ 4.39



รูปที่ 4.38 ch1 คือสัญญาณที่เอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์แบบAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 คือ สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันที่มีความถี่พาหะที่ 60MHz โดยมีสัญญาณข่าวสารที่มีความถี่ 20 KHz

#### 4.13.2 สรุปผลการทดลอง

จากรูป จะเห็นได้ว่าสัญญาณมีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตที่อยู่ในระดับสูงซึ่งจะทำให้สามารถที่จะตีเทคเอาข้อมูลกลับมาได้โดยง่าย และจากการวัดสเปกตรัมจะได้ความถี่พาหะที่ 60 MHz และสัญญาณข่าวสารที่มีความถี่ 20 KHz ตามที่ต้องการ

#### 4.14 การทดลองวงจรรับสัญญาณทางด้านภาครับ

**วัตถุประสงค์:** เพื่อทำการศึกษาวงจรจูนที่ได้ทำการออกแบบไว้ว่าสามารถรับสัญญาณได้ตรงตามความถี่ที่เราต้องการหรือไม่

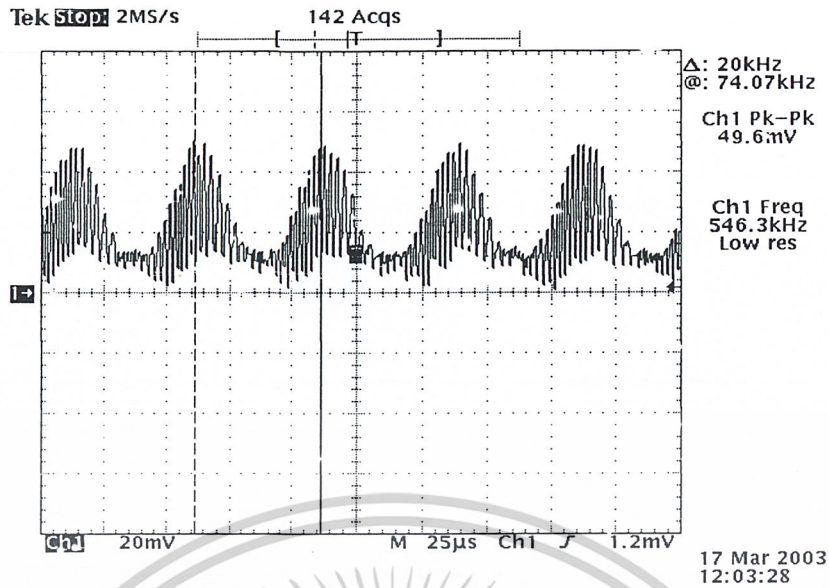
##### 4.14.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการตั้งวงจรตามรูปที่ 3.57 ร่วมกับวงจรในรูป 3.59 กับสายอากาศ
2. ทำการวัดสัญญาณที่เอาท์พุทว่าสามารถรับสัญญาณได้หรือไม่
3. ทำการวัดสัญญาณทดสอบที่ระยะทางประมาณ 3 เมตร
4. ทำการจูนให้ได้ระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด ดังรูปที่ 4.40

##### 4.14.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองสามารถรับสัญญาณได้จริงที่ความถี่ที่  $60\text{MHz}$  ที่ระยะทางประมาณ 3 เมตรและมีความแรงของสัญญาณเพียงพอทำให้สามารถผ่านไดโอดเพื่อทำการตีเทคสัญญาณได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.40 เอาท์พุททางด้านรับของวงจรจูนที่ผ่านวงจรไดโอดคิเทคเตอร์  $60\text{MHz}$

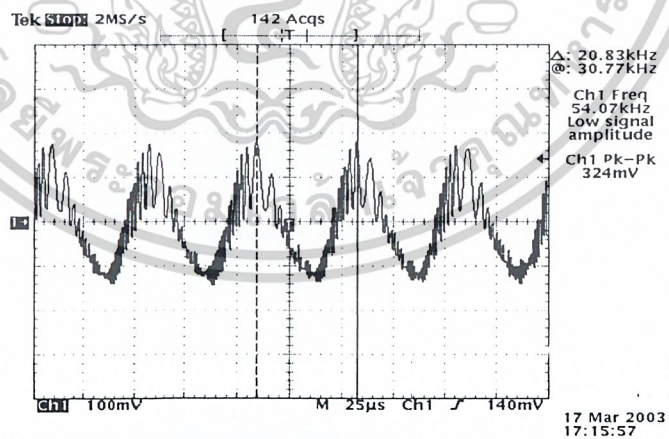
4.15 การทดลองของวงจรคิเทคเตอร์

วัตถุประสงค์: เพื่อทำการกู้ข้อมูลของสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาโดยใช้หลักการของการเอนVELOPE ดีเทคเตอร์ของสัญญาณที่มีอนุเลข

4.15.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 3.59 แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาท์พุท
2. สังเกตุความเปลี่ยนแปลงของเอาท์พุท แล้วทำการปรับเปลี่ยนค่าของ R และ C

เพื่อให้ได้สัญญาณของข่าวสารกลับคืนมาดังเดิมดังรูปที่ 4.41



รูปที่ 4.41 สัญญาณทางด้านภาครับที่ได้ทำการดีเทคสัญญาณออกมา

4.15.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองนั้น เรายังสามารถปรับแต่งให้สัญญาณให้ได้สัญญาณที่เรียบขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

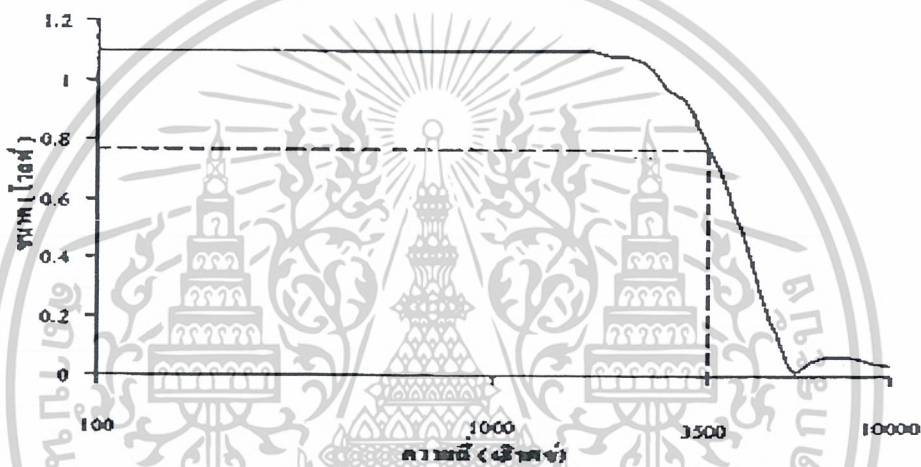
#### 4.15 การทดลองวงจรกรองความถี่(filter)

วัตถุประสงค์: เพื่อเป็นการศึกษาการทำงานและศึกษาคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

##### 4.16.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ตามรูปที่ 3.14
2. ป้อนสัญญาณไซน์ ขนาด 1 Vp-p ความถี่ 200 kHz เข้าที่อินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แล้ววัดขนาดแรงดันของสัญญาณเอาต์พุต
3. เพิ่มความถี่ขึ้น แล้วทำการทดลองเช่นเดียวกับข้อ 2
4. นำผลที่ได้มาพล็อตกราฟผลตอบแทนทางความถี่
5. ต่อยวงจรตามรูปที่ 3.34, 3.35 และ 3.41 แล้วทำการทดลองตามข้อ 2 จากนั้นบันทึกผล

การทดลอง

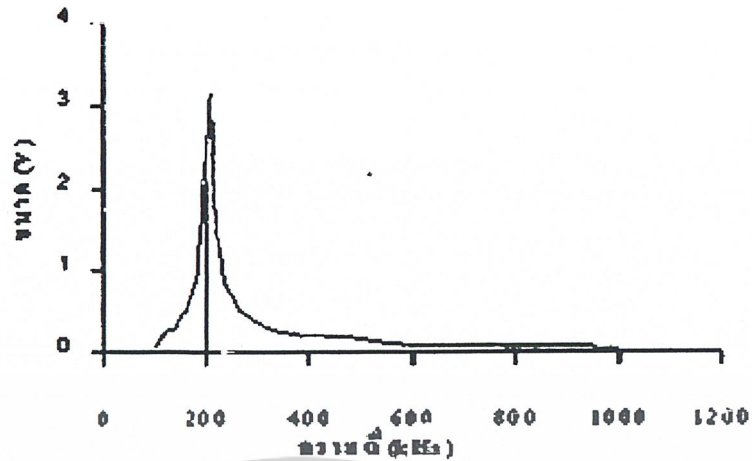


รูปที่ 4.42 แสดงผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ได้จากการทดลอง

##### 4.16.2 ผลการทดลอง

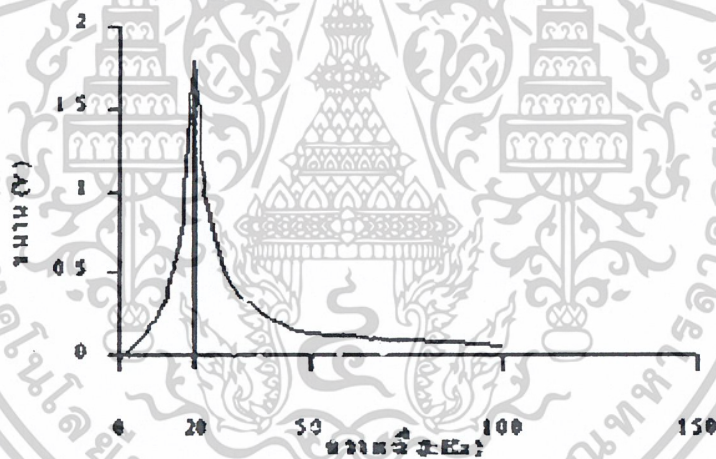
จากการทดลองเมื่อเพิ่มความถี่ทางด้านอินพุต จะได้ขนาดของแรงดันทางด้านเอาต์พุตดังที่วัดได้เมื่อนำมาพล็อตกราฟผลตอบแทนทางความถี่ที่มีคุณลักษณะทางขนาดได้ดังรูปที่ 4.42

เมื่อทดลองในวงจรรูปที่ 3.34 ซึ่งเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 200 kHz จะได้ผลดังในรูปที่ 4.43 โดยวงจรนี้ใช้ในการกรองสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 200 kHz ที่ภาคสร้างและกู้คลื่นพาร์



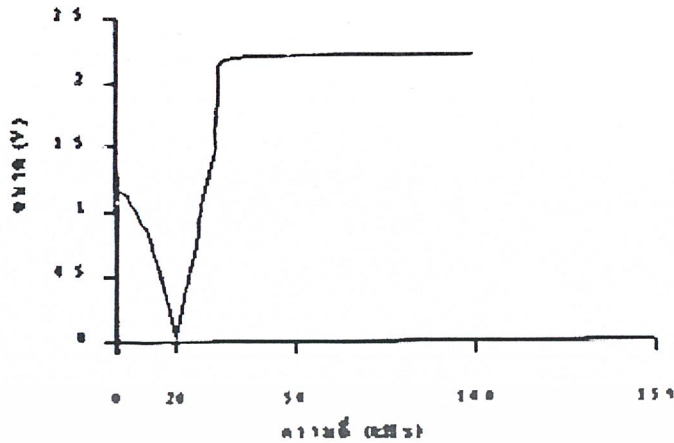
รูปที่ 4.43 ลักษณะผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 200kHz

เมื่อทดลองในวงจรรูปที่ 3.35 ซึ่งเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 20 kHz จะให้ผลดังรูปที่ 4.44 โดยวงจรนี้ใช้ในการกรองสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ที่ภาคสร้างและกู้สัญญาณนำร่อง



รูปที่ 4.44 ลักษณะผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านความถี่ 20kHz

เมื่อทดลองในวงจรรูปที่ 3.41 ซึ่งเป็นวงจรนอกรีตที่ความถี่ 20 kHz จะได้ผลดังรูปที่ 4.45 โดยวงจรนี้ใช้ในการกู้สัญญาณ 4-PSK จากสัญญาณที่รวมกันระหว่าง 4-PSK กับสัญญาณนำร่องซึ่งส่งมาจากด้านส่ง



รูปที่ 4.45 แสดงลักษณะผลตอบสนองทางขนาดของวงจรนอตช์ฟิลเตอร์ความถี่ 20 kHz

4.16.3 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณไซน์เข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แล้ววัดขนาดของสัญญาณเอาต์พุต พบว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) ประมาณ 3.5 kHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับการออกแบบคัทออฟ 3.4 kHz คือผลการตอบสนองทางขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่มากกว่า 4 kHz ต้องน้อยมากเพื่อป้องกันการเกิดเอเลียสซิง (aliasing) จึงจะสามารถกู้สัญญาณอนาล็อกเดิมกลับคืนมาได้

4.17 วงจรปริแอมป์

4.17.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรดังรูปที่ 3.5
2. ทำการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง โดยทำการป้อนความถี่ ตั้งแต่ 1 KHz ถึง 470 KHz เมื่อทำการวัดแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งจะได้ผลดังตารางที่ 4.1 และกราฟผลตอบสนองทางความถี่ต่อ

การขยายในรูปที่ 4.46

ความถี่ ( KHz )	แรงดัน(volts)
1	3.64
20	3.60
30	3.60
40	3.58
50	3.50
60	3.48
70	3.40
80	3.38
90	3.30
100	3.24
110	3.18
120	3.08
130	3.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

140	2.94
150	2.80
160	2.74
170	2.68
180	2.54
200	2.38
220	2.24
240	2.10
260	1.96
280	1.80
300	1.68
320	1.60
340	1.5
360	1.38
400	1.22
470	1.04

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรปริแอมป์



รูปที่ 4.46 กราฟผลการตอบสนองระหว่างความถี่กับการขยาย

4.17.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาสามารถบ่งบอกว่าวงจรปริแอมป์นี้มีการขยายอยู่ในขอบเขตที่ต้องการคือ ที่ 4KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## บทวิจารณ์และบทสรุป

การทำโครงงานเรื่องเครื่องรับส่ง QPSK นี้ได้ทำการสร้างส่วนประกอบวงจรต่างๆที่จะต้องนำมาใช้ในการส่งสัญญาณเสียงและสัญญาณลอจิก 2 ช่องสัญญาณ ผ่านเครื่องรับส่งแบบ QPSK ซึ่งทั้งระบบประกอบด้วยการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และนำสัญญาณดิจิทัลทั้งสามช่องมามัลติเพล็กซ์กัน หลังจากการมัลติเพล็กซ์ สัญญาณดิจิทัลจะถูกส่งไปมอดูเลทแบบ QPSK ผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้ก็จะถูกส่งผ่านระบบ AM ทางด้านรับก็จะผลิตสัญญาณคลื่นพาห์ให้เหมือนกับทางด้านส่ง เพื่อคีมอดูเลทสัญญาณข้อมูลกลับมาสัญญาณดิจิทัลที่คีมอดูเลทแล้วจะถูกนำไปทำการดีมัลติเพล็กซ์แยกสัญญาณดิจิทัลของแต่ละช่องออกจากกัน และถูกนำไปแปลงกลับเป็นสัญญาณเสียงตามเดิม ระบบที่ได้อธิบายไปข้างต้นมีปัญหาในการสร้าง การออกแบบ และมีข้อบกพร่องในบางจุดดังจะกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นดังนี้

#### วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

ไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรทั้งสองคือ ไอซีเบอร์ MC3418 ซึ่งเป็นได้ทั้ง A/D และ D/A แบบ CVSD ปัญหาที่พบคือ เมื่อสร้างวงจร A/D ได้แล้ว เมื่อนำมาทดลองโดยการป้อนสัญญาณอนาล็อกรูปไซน์ (sinusoidal signal) จนได้สัญญาณดิจิทัลออกมาทางเอาต์พุต เราก็ยังไม่สามารถระบุได้ว่าวงจรสร้างสัญญาณดิจิทัลถูกหรือไม่ และในทางตรงกันข้ามเมื่อจะทำการทดสอบวงจร D/A ก็ไม่สามารถทราบว่าจะต้องใช้สัญญาณอะไรเพื่อทดสอบว่าวงจร D/A ทำงานได้ วิธีแก้ไขก็โดยการสร้างทั้งวงจร A/D และ D/A ให้เสร็จก่อน แล้วนำมาทดสอบร่วมกัน

#### วงจรมัลติเพล็กซ์

ปัญหาที่พบคือ การดีเลย์ของสัญญาณนาฬิกาที่ทำให้วงจรทำงานไม่เป็นตามที่เรำได้ออกแบบไว้แก้ไขโดยการสร้างวงจรดีเลย์จาก ไอซีเบอร์ 7408 หลายๆตัวก็สามารถแก้ไขปัญหาคดีเลย์ได้

#### วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

เมื่อสร้างวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาเสร็จแล้ว เรำนำเอาสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจรนี้ไปใช้จะพบปัญหาคือ ไอซีบางตัวไม่ตอบสนองต่อสัญญาณ เมื่อหาสาเหตุจึงทราบว่า ไอซีบางตัวนั้นต้องการสัญญาณนาฬิกาที่ได้ออฟเซต(offset)ที่ลบด้วย แต่วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบนั้นให้เฉพาะแรงดัน 0 ถึง 5 โวลต์ แก้ไขโดยการใช้วงจรผลบวก (sum)ต่อรวม เพื่อปรับออฟเซต(offset)

#### วงจรแปลงขนานเป็นอนุกรม

ปัญหาที่พบคือ การดีเลย์ของสัญญาณนาฬิกาที่ทำให้วงจรทำงานไม่เป็นตามที่เรำได้ออกแบบไว้แก้ไขโดยการสร้างวงจรดีเลย์จาก ไอซีเบอร์ 7408 หลายๆตัวก็สามารถแก้ไขปัญหาคดีเลย์ได้

#### วงจรเอ-เอ็มมอดูเลเตอร์

ในส่วนของเครื่องส่งสัญญาณ เอ-เอ็มนั้นจะใช้ ไอซีเบอร์ MC-1374 จะมีปัญหาในส่วนของสัญญาณพาหะที่จะเข้าไปมอดูเลทเพราะต้องออกแบบค่าอินดักแตนซ์ให้ได้ค่าความถี่ตามที่ต้องการที่ 60 MHz และมีปัญหาตรงที่การมอดูเลทของสัญญาณระหว่างสัญญาณข่าวสารกับสัญญาณพาหะ อันเนื่องมาจากการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับสัญญาณของคลื่นพาหะที่จะเข้ามาอคูเลทต้องมีระดับสัญญาณน้อยๆ จึงจะทำให้เกิดการมอดูเลทที่ สมบูรณ์

#### วงจรไดโอดดีเทกเตอร์

ในการที่จะทำให้ไดโอดทำงานนั้นต้องมีค่าระดับแรงดัน ไฟที่สูงพอที่จะทำให้ไดโอดทำงานได้ เพื่อทำการดีเทคเอากรอบสัญญาณออกมาและจะต้องทำการเลือกค่าของ R และ C ที่เหมาะสมด้วย

#### แนวทางการพัฒนา

สำหรับโครงการนี้ เราสามารถทำการพัฒนาให้มีขีดความสามารถและประสิทธิภาพให้มากยิ่งขึ้น โดยการ ใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่เที่ยงตรงมากกว่าที่ใช้อยู่ เพื่อให้เกิดความผิดพลาดทาง บิทให้น้อยมากขึ้น อีกทั้งยังสามารถเพิ่มความเร็วในการส่งสัญญาณที่สูงมากยิ่งขึ้นด้วยการเพิ่มความถี่ อัตราส่งต่อบิต ซึ่งจะมีผลคือให้เวลาให้การรอกอข้อมูลน้อยลง ในส่วนของเครื่องรับนั้น ส่วนของ การถอดรหัส QPSK หากเราสามารถหาใช้วงจรเฟสล็อกูปที่ดี คือมีการปรับจูนเพื่อล็อกเฟสที่จึ่งเยและมี ประสิทธิภาพมาก จะทำให้ภาคถอดรหัส QPSK สมบูรณ์อย่างมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการและรายงานฉบับนี้สำเร็จลงได้ ด้วยความเมตตาจากท่าน รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน  
ที่ประสิทธิวิทาการความรู้ต่างๆ รวมทั้งชี้แนะแนวทางการแก้ปัญหา ตลอดจนพยายามฝึกฝนให้ศิษย์ทุก  
คนมีความรู้ความสามารถควบคู่กับคุณธรรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ศ.ดร. วิวัฒน์ ภิรานนท์, “วิศวกรรมการสื่อสาร” ,อักษรสยามการพิมพ์, 2542
- [2] กังวารจิตต์, “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร”, ซีเอ็ดยูเครชั่นจำกัด กรุงเทพฯ, 2536
- [3] <http://www.ee.washington.edu/stores/DataSheets/linear/MC1496.pdf>
- [4] <http://www.spies.com/~arcade/dataSheets/motorola/MC3418.pdf>
- [5] <http://www.mational.com/JPN/ds/LF/LF353.pdf>
- [6] <http://www.kmitl.ac.th/~kswichit/max232/max232.htm>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้