

การส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธี FDM

DATA AND VOICE BY FDM



โดย

นายปรีดา ปิวศิลป์

นายคมสัน สุขสวัสดิ์เสรีกุล

นายวัฒนพงศ์ สุรพันธ์นากร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 37145

วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธี FDM
DATA AND VOICE BY FDM

โดย

นายปรีดา ปิวศิลป์ 40013012

นายคมสัน สุขสวัสดิ์เสรีกุล 40013040

นายวัฒน์พงศ์ สุรพันธ์นากร 40013067

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธี FDM

DATA AND VOICE BY FDM

ผู้จัดทำ

1. นายปรีดา ปวีศิลป์ 40013012
2. นายคมสัน สุขสวัสดิ์เสรีกุล 40013040
3. นายวัฒน์พงศ์ สุรพันธ์นगर 40013067


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธี FDM
DATA AND VOICE BY FDM

โดย นายปรีดา ปิวศิลป์ 40013012
นายคมสัน สุขสวัสดิ์เสรีกุล 40013040
นายวัฒนพงศ์ สุรพันธ์นาร 40013067

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการส่งสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกับสัญญาณเสียงโดยวิธีเอฟดีเอ็ม (Frequency Division Multiplex) ผ่านสายโทรศัพท์ โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณเอฟเอสเค (Frequency Shift Keying) ก่อนที่จะนำมารวมกับสัญญาณเสียง ที่ถูกมอดูเลตแบบแอมพลิจูด แล้วส่งออกไปยังเครื่องรับ ทางเครื่องรับจะทำการแยกสัญญาณทั้งสองออกจากกัน โดยสัญญาณเอฟเอสเค จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณข้อมูล โดยเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator) และสัญญาณเสียงจะถูกนำกลับมาทางเครื่องรับโดยวิธี เรคทีไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์ (Rectifier Detector)

ABSTRACT

This project concerns about data and voice transmission by using FDM technique via indoor telephone line. The data are changed to FSK signal before adding to voice modulated by AM modulation and sent to the receiver. At the receiver, FSK signal is changed to data by FSK demodulator and voice signal is recovered by rectifier detector.

สารบัญ

บทที่	หน้า
1. บทนำ	1
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 เอฟดีเอ็ม	2
2.2 แอมพลิฟิเคชัน มอดูเลชัน	4
2.3 เอฟเอสเค	20
2.4 วงจรรวมสัญญาณ	24
2.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่	25
3. การออกแบบวงจร	
3.1 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	28
3.2 วงจรเอฟเอสเค (FSK Generator)	28
3.3 วงจรรวมสัญญาณ	31
3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์	32
3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	33
3.6 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน	33
3.7 วงจรเรกติไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์	35
3.8 วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)	36
4. การทดลองและผลการทดลอง	40
5. บทวิจารณ์และบทสรุป	51
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ	1
2.1 เครื่องส่งเอฟดีเอ็ม	3
2.2 เครื่องรับเอฟดีเอ็ม	3
2.3 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC	5
2.4 การดีมอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซีและสัญญาณต่างๆ พร้อมทั้งค่าความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณที่อินพุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	6
2.5 สเปกตรัมของสัญญาณเอสเอสบี	9
2.6 กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการดีมอดูเลตสัญญาณ เอสเอสบี	10
2.7 แสดงรูปคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตาม (2-18) เมื่อ μ หรือ A_c มีค่าต่าง ๆ กัน	13
2.8 วงจรเทคต์สัญญาณแบบง่ายชนิดไม่เป็นเชิงเส้น	15
2.9 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกำลังสัญญาณคลื่นพาห์ และกำลังของสัญญาณไซด์แบนด์เมื่อเทียบกับกำลังส่งทั้งหมด	16
2.10 ระบบวีเอสบี	18
2.11 คุณสมบัติแบบความถี่ของวงจรกรองวีเอสบี	19
2.12 เอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	21
2.13 การเบี่ยงเบนความถี่	21
2.14 วงจรรวมสัญญาณ	24
2.15 แสดงวงจรกรองแบบพาสซีฟ	25
2.16 แสดงวงจรกรองแบบแอกทีฟ	26
2.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	26
2.18 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	27
2.19 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน	27
2.20 วงจรกรองแบบตัดแถบความถี่	27
3.1 แสดงวงจรเอเอ็ม มอดูเลเตอร์	28
3.2 วงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์	30
3.3 สเปกตรัมความถี่ ณ ความเร็ว 1200 บอร์ด	31
3.4 วงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในโครงการนี้	32
3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์	32
3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	33
3.7 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	34
3.8 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์	36
3.10 วงจรเรคทีไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์	36
3.11 โครงสร้างภายในของ FSK demodulator	37
3.12 วงจรเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์	39
4.1 สัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	40
4.2 สัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์	40
4.3 สัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตด้วยสัญญาณชาชน้ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	41
4.4 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตด้วยสัญญาณชาชน้ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	41
4.5 สเปกตรัมทางด้านบนของสัญญาณเอเอ็ม	42
4.6 สเปกตรัมทางด้านล่างของสัญญาณเอเอ็ม	42
4.7 สัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที 1	43
4.8 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที 1	43
4.9 สัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที 2	44
4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที 2	44
4.11 สัญญาณที่ออกมาจากวงจรรวมสัญญาณ	45
4.12 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	45
4.13 สัญญาณข้อมูลที่ได้ทางภากรับ	46
4.14 สัญญาณข้อมูลที่ได้ทำการแปลงระดับสัญญาณแล้ว	46
4.15 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณข้อมูล	47
4.16 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	47
4.17 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์	48
4.18 สัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรไดโอด	48
4.19 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรไดโอด	49
4.20 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์	49
4.21 สัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	50
4.22 เปรียบเทียบสัญญาณชาชน้ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	50

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2. เบสเซลฟังก์ชัน	23
3. เอฟเอสเคแบนด์	29



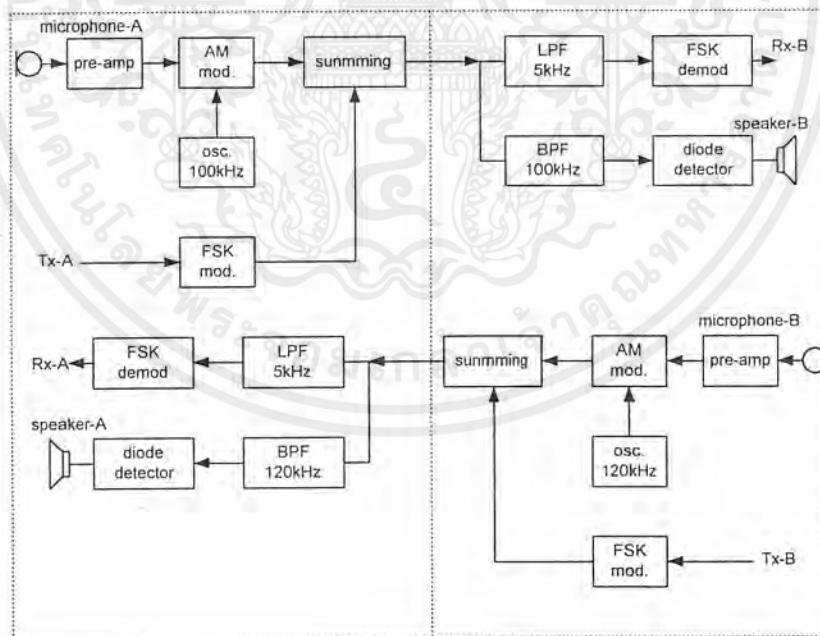
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารในแบบต่างๆ ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสารข้อมูล การสื่อสารแบบสื่อผสม การสื่อสารดาวเทียมและการสื่อสารในรูปแบบอื่น ดังนั้นเพื่อเป็นการรองรับความต้องการในระบบสื่อสาร ที่มีเพิ่มมากขึ้นจึงเป็นการดีที่เราจะนำเอาการสื่อสาร ในระบบดิจิทัล และการสื่อสารในระบบอนาล็อก มารวมเข้าไว้ด้วยกัน เพื่อที่จะตอบสนองความต้องการทางด้านข้อมูลข่าวสารได้ทุกรูปแบบ

จากแนวคิดดังกล่าวจึงได้นำการสื่อสารข้อมูลและการสื่อสารทางเสียงมารวมเข้าไว้ด้วยกัน ในโครงงานนี้จะเป็นการส่งสัญญาณข้อมูล และเสียงอย่างละหนึ่งช่องสัญญาณ ผ่านไปยังตัวกลางเดียวกัน โดยอาศัยหลักการของการแบ่งช่วงความถี่ ซึ่งทำให้สามารถทำการสื่อสารทั้งข้อมูลและเสียงในเวลาเดียวกัน และเป็นการประหยัดตัวกลางในการส่งอีกด้วย ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมการทำงานดังนี้



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เอฟดีเอ็ม

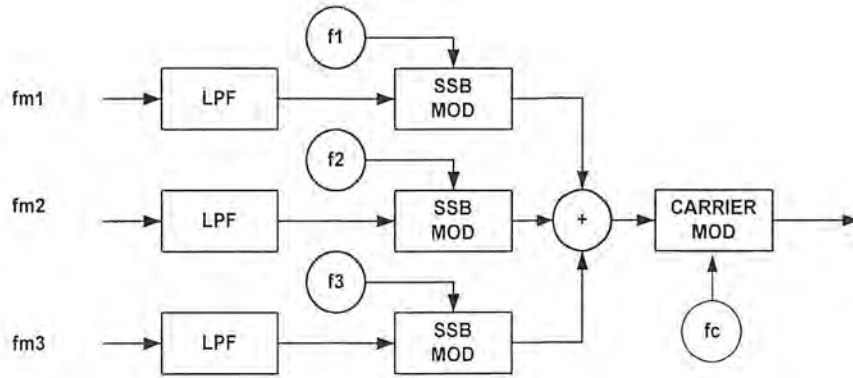
ในระบบสื่อสารที่ต้องการส่งข่าวสารจำนวนมาก ๆ พร้อมกันเราจะใช้วิธีการที่เรียกว่า มัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) มัลติเพล็กซ์ คือการส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณภายใต้คลื่นพาห်ตัวเดียวกัน มัลติเพล็กซ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

1. เอฟดีเอ็ม (Frequency division multiplexing) ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในที่นี้
2. ทีดีเอ็ม (Time division multiplexing)

ฟรีแควนซีดิวิชั่นมัลติเพล็กซ์ หรือที่เรียกชื่อย่อว่า เอฟดีเอ็ม คือการแบ่งแถบความถี่ (Bandwidth) เป็นช่วงๆ ไม่เหลื่อมล้ำกัน ให้แก่สัญญาณข่าวสารจำนวนมากสัญญาณละ 1 ช่วง แล้วนำสัญญาณเหล่านี้ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห်ตัวเดียวกันเพื่อส่ง (transmission) ต่อไป สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนี้สามารถเอาออกมาจากสัญญาณเอฟดีเอ็มได้ โดยดีมอดูเลตสัญญาณเอฟดีเอ็มก่อน แล้วผ่านเครื่องกรองความถี่ที่มีความถี่ตรงกัน เอฟดีเอ็มนี้ใช้ในโทรศัพท์ระยะทางไกล เอฟดีเอ็มสตรีโอ และการแพร่ภาพทีวี โทรมาตร (telemetry) ที่ใช้ในการสำรวจอวกาศ และงานอื่นๆ

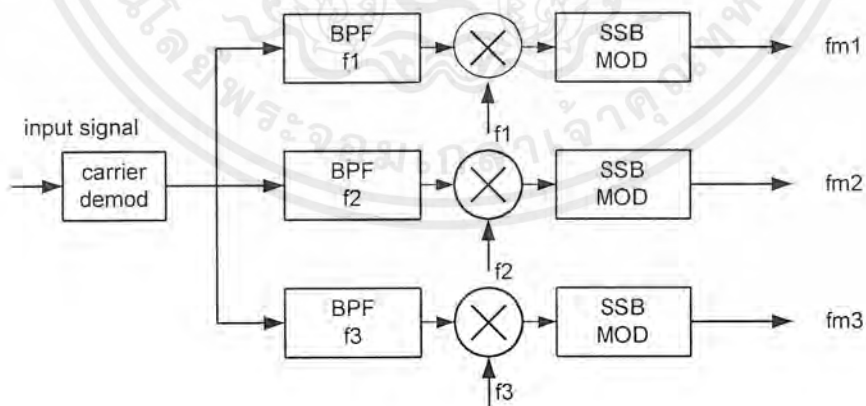
หลักการกำเนิดเอฟดีเอ็มแสดงในรูปที่ 2.1 สำหรับสัญญาณข่าวสาร n ตัว ซึ่งสมมติว่าถูกจำกัดแถบความถี่โดยทั่วไปถ้าสัญญาณข่าวสารไม่ถูกจำกัดความถี่ก็ให้ผ่านเครื่องกรองความถี่ผ่านตัวแทน สัญญาณที่ถูกจำกัดแถบความถี่แต่ละตัวจะมอดูเลตตัวพาห်น้อย (subcarrier) ที่ความถี่ f_{c1} , f_{c2} ... และ f_{cn} การมอดูเลตตัวพาห်น้อย ที่แสดงในตัวอย่างนี้คือ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว (modulated signals) จะรวมกันเป็นสัญญาณมัลติเพล็กซ์ร่วมกัน $x(t)$ (composite multiplexed signal) ถ้าเราเลือกความถี่ของตัวพาห်น้อยอย่างเหมาะสมแล้วแต่ละสัญญาณข่าวสารก็จะครอบครองช่วงความถี่หนึ่งที่ไม่เหลื่อมล้ำกับช่วงความถี่อื่น ในขณะที่สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณสามารถแยกให้เห็นชัดในเชิงความถี่ (frequency domain) สัญญาณที่ถูกมัลติเพล็กซ์แล้วจะไม่มีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณข่าวสารทั้งในเชิงความถี่และเชิงเวลา (time domain) สัญญาณที่ถูกมัลติเพล็กซ์แล้วอาจจะส่งโดยตรงหรือนำไปมอดูเลตกับตัวพาห်ที่ความถี่ f_c ก่อนส่ง

การกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิมนั้น แสดงในรูปที่ 2.2 ขั้นแรกในการกลับคืนสู่สัญญาณข่าวสารเดิมคือ การดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณมัลติเพล็กซ์ร่วม $x(t)$ จาก $x_c(t)$ สัญญาณ $x_{c1}(t)$, $x_{c2}(t)$ และ $x_{cn}(t)$ แยกจาก $x_c(t)$ ได้ โดยผ่านเครื่องกรองความถี่ในที่สุดจะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาโดยการดีมอดูเลต $x_{c1}(t)$, $x_{c2}(t)$... และ $x_{cn}(t)$ อุปกรณ์การมัลติเพล็กซ์และการดีมัลติเพล็กซ์ มักจะเรียกชื่อย่อกันว่า “มัลซ์” (MUX)



รูปที่ 2.1 เครื่องส่งเอฟดีเอ็ม

ในระบบมัลติเพล็กซ์ SSBSC (Single Sideband Suppressed Carrier) แต่ละช่องเสียง (voice channel) จะได้รับการจัดสรรความถี่ให้ 4 กิโลเฮิรตซ์เพื่อให้ความถี่เสียงตั้งแต่ 300 เฮิรตซ์ ถึง 3400 เฮิรตซ์ อยู่ได้ นอกจากนี้ยังเผื่อช่วงความถี่หนึ่งทว่าง เพื่อทำหน้าที่เป็นการ์ดแบน (guard band) ระหว่างช่องเสียง เพื่อป้องกันเสียงแทรกกระหว่างช่อง (inter-channel cross-talk) เสียงแทรกนี้ส่วนมากเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบและเกิดจากการแยกความถี่ของสัญญาณไม่ดีพอ เนื่องจากการกรองความถี่ไม่สมบูรณ์ และเนื่องจากการเคลื่อนที่ (drift) ของความถี่ของตัวพาห้่อย (subcarrier) ระบบมัลติเพล็กซ์มักจะมีวิธีการรวมกรุป (group) แถบความถี่กว้าง เช่นสัญญาณโทรทัศน์ หรือสัญญาณวิดีโอ (video) เป็นต้น



รูปที่ 2.2 เครื่องรับเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แอมพลิจูด มอดูเลชัน

2.2.1 การมอดูเลตแบบแอมพลิจูดแบบแถบข้างกู่้จัดคลื่นพาห้ (Double Side Band Suppress Carrier)

ในกระบวนการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดนั้น ความแรงของสัญญาณข่าวสาร จะถูกใช้บังคับค่าแอมพลิจูด A_c ของคลื่นพาห้ $A_c \cos(\omega_c t + \theta_c)$ ให้เปลี่ยนไปตามในขณะทีความถี่ ω_c และเฟส θ_c จะยังมีค่าคงเดิมสมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว $\phi_{\text{DSB-SC}}(t)$ จะเป็นดังนี้คือ

$$\phi_{\text{DSB-SC}}(t) = km(t) \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (2-1)$$

โดยที่ค่า k คือค่าคงที่ ทีกระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ A_c ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณ เราสามารถทีจะสมมุติให้ $k=1$ และ $\theta_c = 0$ ได้ โดยไม่เสียความหมายของการวิเคราะห์ โดยทั่วไปแต่อย่างใดเพราะจะนั้นสามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$\phi_{\text{DSB-SC}}(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2-2)$$

เพื่อทีจะทำให้เกิดความเข้าใจของการเปลี่ยนแปลงทีเกิดขึ้นในโดเมน (Domain) ของความถี่จะสมมุติให้ $M(\omega)$ คือ สเปกตรัมฟังก์ชัน (Spectrum function) ของ $m(t)$ กล่าวคือ

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega) \quad (2-3)$$

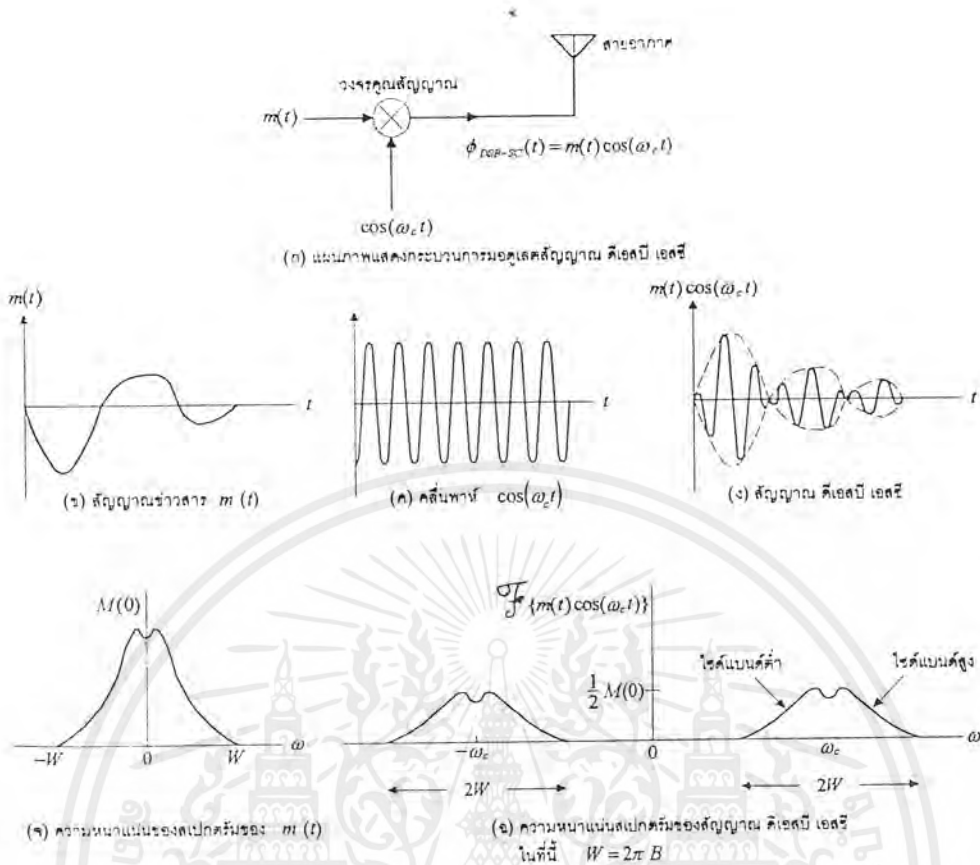
โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูรีเยร์ (Fourier) จะได้

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

นั่นคือสัญญาณเอเอ็มใน โดเมนของความถี่จะเป็น

$$\phi_{\text{DSB-SC}}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2-4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารทีสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC

ถ้าแบนด์วิธของสัญญาณ $M(\omega)$ ตาม (2-3) มีค่าเป็น B เฮิรตซ์หรือ ω เรเดียนต่อวินาที (Rad/Sec) เราจะรู้จาก (2-4) ได้ว่า $\phi_{DSB-SC}(\omega)$ จะมีแบนด์วิธเป็น 2ω เรเดียนต่อวินาที ดังแสดงที่รูป 2.3 เป็นที่หน้าสังเกต ว่าค่าความถี่กึ่งกลางแบนด์ของสัญญาณ $m(t)$ นั้น คือ ω_c ซึ่งแกนด์ที่ ω_c ในโดเมนของความถี่นี้จะแบ่งสเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณเป็นสองส่วนที่สมมาตรกัน ซึ่งเรียกว่าไซด์แบนด์ทางด้านความถี่สูง (Upper Side Band) และไซด์แบนด์ทางด้านความถี่ต่ำ (Lower Side Band) ในทำนองเดียวกันแบนด์ความถี่ด้านลบก็จะแบ่งค่าความถี่ ω_c ก็จะแบ่งเป็นไซด์แบนด์ทางด้านความถี่สูง และไซด์แบนด์ทางด้านความถี่ต่ำ เช่นเดียวกัน ควรสังเกตอีกด้วยว่า ถ้าสัญญาณ $m(t)$ ไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไฟตรงไซด์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างกันอย่างชัดเจน และสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มก็จะไม่เกิดองค์ประกอบความถี่ที่ $\omega = +\omega_c$ และ $-\omega_c$ กล่าวคือมันจะไร้สัญญาณคลื่นพาห์ ในกรณีดังกล่าวดังนั้นจึงเรียกรวมการมอดูเลตแบบนี้ว่า ดีเอบี เอสซี (AM double sideband-suppress carrier) ในการที่จะแยกสัญญาณ $m(t)$ ออกจาก $\phi_{DSB-SC}(t)$ นั้นกระบวนการที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า การดีเทกต์ (detect) หรือ การดีมอดูเลตสัญญาณ สามารถทำได้โดยการนำเอาสัญญาณ $\phi_{DSB-SC}(t)$ ไปมอดูเลตกับ คลื่นพาห์อีกครั้งหนึ่งซึ่งเมื่อทำเช่นนี้แล้วจะได้ผลลัพธ์เป็น $v_d(t)$ เป็น

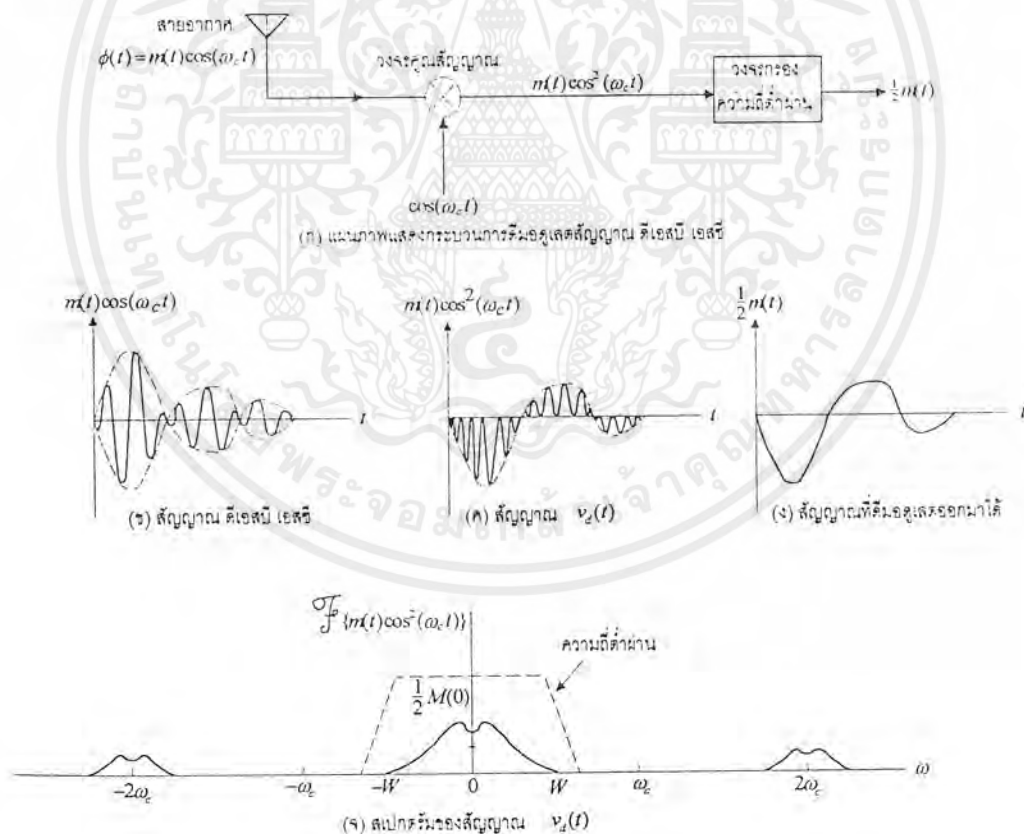
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= \phi_{\text{DSB-SC}}(t) \cos(\omega_c t) \\
 &= \{m(t) \cos(\omega_c t)\} \cos(\omega_c t) \\
 &= m(t) \cos^2(\omega_c t)
 \end{aligned}
 \tag{2-5}$$

และ โดยคุณสมบัติของการแปลงฟูริเยร์จะได้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}\cos(2\omega_c t) \\
 \phi_{\text{DSB-SC}}(t) \cos(\omega_c t) &\leftrightarrow \frac{1}{2}M(\omega) + \frac{1}{4}[M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega - 2\omega_c)]
 \end{aligned}
 \tag{2-6}$$

เมื่อนำสัญญาณ $\phi_{\text{DSB-SC}}(t) \cos(\omega_c t)$ นี้ ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อขจัดสัญญาณที่มีความถี่สูง คือพจน์ที่อยู่ในวงเล็บใหญ่ของ (2-6) ออกก็จะเหลือเพียงแต่ส่วนของสเปกตรัม $(1/2)M(\omega)$ ออกมา ซึ่งก็คือสัญญาณเดิม $(1/2)m(t)$ เหมือนสัญญาณใน (2-3) นั่นเอง รูปที่ 2.4 แสดงถึงการตีมอดูเลตสัญญาณดังกล่าวเพื่อช่วยประกอบให้ผู้อ่านเห็นภาพพจน์ในกระบวนการนี้ดีขึ้น



รูปที่ 2.4 การตีมอดูเลตสัญญาณดิเอสบี เอสซีและสัญญาณต่างๆ พร้อมทั้งค่าความหนาแน่นสเปกตรัมของ

สัญญาณที่อินพุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ดี ในการตีเทกต์สัญญาณด้วยวิธีการดังกล่าวนี้ มักจะพบปัญหาอันเนื่องมาจากคลื่นพาห์ที่เครื่องรับสร้างขึ้นมา นั้นมักจะมีค่าที่ และเฟสไม่เท่ากับค่าของคลื่นพาห์จากเครื่องส่ง การที่จะเข้าใจถึงผลของความคลาดเคลื่อนของคลื่นพาห์นั้น ทำได้โดยสมมติว่า เมื่อมีสัญญาณจากเครื่องส่ง คือ $\phi_{\text{DSB-SC}}(t) = m(t) \cos(\omega_c t)$ นั้น คลื่นพาห์จากออสซิลเลเตอร์ทางเครื่องรับมีความคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อย เป็น $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$ คือค่าความคลาดเคลื่อนทางความถี่ และเฟสตามลำดับ ตามกระบวนการตีมอดูเลตเครื่องรับจะทำการตีมอดูเลตสัญญาณโดยใช้คลื่นพาห์ $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$ คูณกับ $\phi_{\text{DSB-SC}}(t)$ ทำให้ได้สัญญาณลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} v_a(t) &= \phi_{\text{DSB-SC}}(t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\ &= m(t) \cos(\omega_c t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\ &= \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t + \delta) + \frac{1}{2} m(t) \cos\{(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \end{aligned} \quad (2-7)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเครื่องรับจะขจัดส่วนของความถี่สูง คือพจน์หลังสุดของ (2-7) ออก คงเหลือสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ ของวงจรตีเทกต์เตอร์ คือ

$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t + \delta) \quad (2-8)$$

ถ้าเครื่องรับผลิตคลื่นพาห์ขึ้นมาโดยไม่มี ความคลาดเคลื่อน กล่าวคือ $\Delta\omega$ และ δ เท่ากับศูนย์ จะพบว่า $v_o(t) = (1/2) m(t)$ ซึ่งก็คือ สัญญาณข้อมูล $m(t)$ ที่ถูกต้อง แต่ถ้าเครื่องรับสร้างคลื่นพาห์ที่มีความถี่ถูกต้อง (คือ $\Delta\omega = 0$) แต่มีความคลาดเคลื่อนทางเฟส (คือ $\delta \neq 0$) เอาต์พุตตาม (2-8) จะกลายเป็น

$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\delta) \quad (2-9)$$

เนื่องจาก $|\cos(\delta)| \leq 1$ ดังนั้นผลที่เกิดขึ้นก็คือสัญญาณเอาต์พุต จะมีระดับลดลง และถ้า $\delta = \pm(\pi/2)$ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเป็นศูนย์ (เพราะ $\cos[\pm\pi/2] = 0$) ถ้าสมมติว่าเครื่องรับสร้างคลื่นพาห์ที่มีเฟสเริ่มต้นถูกต้อง ($\delta = 0$) แต่มีความถี่คลาดเคลื่อน ($\Delta\omega \neq 0$) จะพบว่าเอาต์พุตตาม (2-8) จะได้เป็น

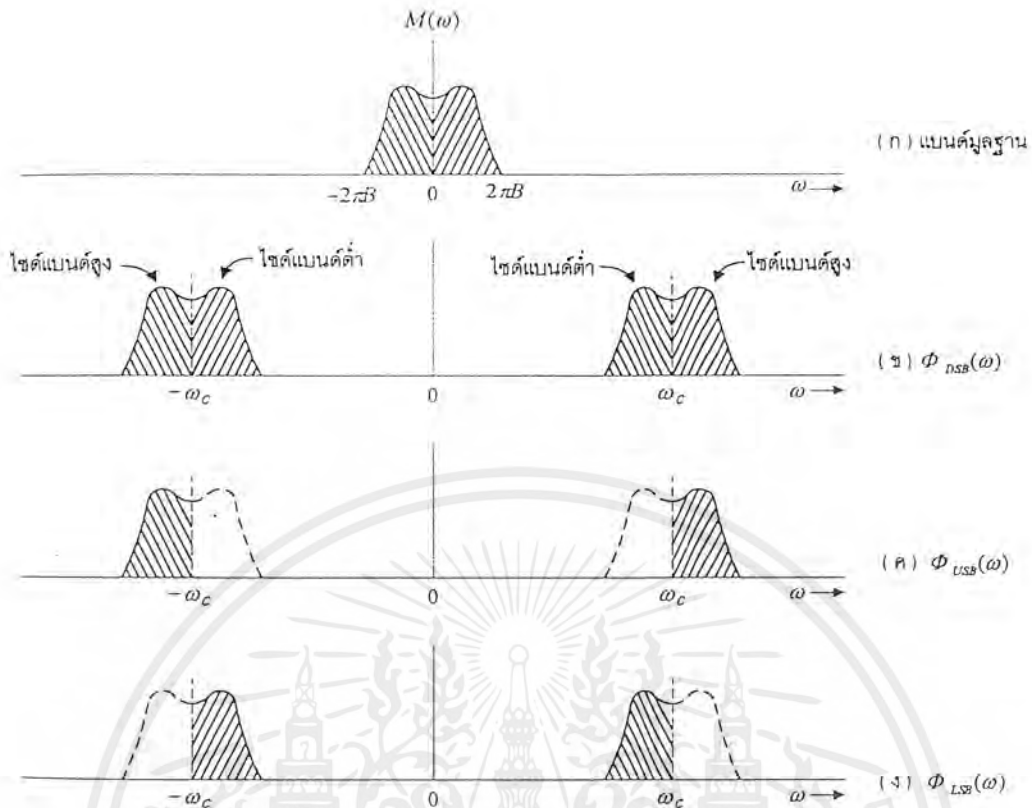
$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t) \quad (2-10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า $v_o(t)$ มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจาก $m(t)$ ด้วยอิทธิพลของการบังคับขนาด(การคูณ) ด้วยคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ต่ำ $\Delta\omega$ ผลที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า มีการบีต (beating) ด้วยความถี่ต่ำนั้น ทำให้เอาท์พุทไม่เป็นไปตามคาดหมาย ตามที่ได้อธิบายมาแล้ว เราได้รู้ว่าการตีเทกต์สัญญาณดีเอสบี เอสซี นั้นทำได้ด้วยการมอดูเลตคลื่นพาห์ ที่สร้างขึ้นทางเครื่องรับเข้าเข้ากับสัญญาณนั้น ($\phi_{DSB-SC}(t)$) อีกครั้งหนึ่งแล้วใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มาจัดส่วนประกอบที่เป็นความถี่สูงออก ก็จะได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมา ประเด็นสำคัญในกระบวนการนี้ก็คือ คลื่นพาห์ทางเครื่องรับ จะต้องมีความถี่และเฟสตรงกับคลื่นพาห์จากเครื่องส่งพอดี การตีเทกต์สัญญาณจึงจะมีประสิทธิภาพเต็มที่ ด้วยสาเหตุดังกล่าวนี้เองจึงทำให้กระบวนการตีเทกต์สัญญาณแบบนี้ มีชื่อเรียกว่าการตีเทกต์แบบสัมพันธ์ (synchronous detection) หรือการตีเทกต์แบบร่วมนัย (coherent detection)

2.2.2 การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบแถบข้างเดี่ยว (SSB-SC)

จากการสังเกตลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มแบบ ดีเอสบี เอสซี จะเห็นว่าสัญญาณจะมีแบนด์วิดท์เป็นสองเท่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร โดยส่วนหนึ่งของสัญญาณจะมีย่านความถี่สูงกว่าความถี่ของคลื่นพาห์ เป็นส่วนที่มีชื่อเรียกว่าแถบข้างส่วนบน เรียกว่า ยูเอสบี (USB) และอีกส่วนหนึ่งของสัญญาณที่เหลือ คือส่วนที่มีความถี่ต่ำกว่าคลื่นพาห์ จะมีชื่อว่า แถบข้างส่วนล่าง เรียกว่า แอลเอสบี (LSB) จะเห็นอย่างชัดเจนว่า ถ้าทำการกรองเอาสัญญาณ ยูเอสบี หรือ แอลเอสบี ส่วนใดส่วนหนึ่งออกดังแสดงในรูป 2.5ค หรือ รูป 2.5ง จะเกิดการประหยัดแถบความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณลงได้ครึ่งหนึ่ง ดังนั้นแนวความคิดที่จะทำการส่งสัญญาณเอเอ็มที่มีแถบข้างเดี่ยวได้เกิดขึ้น เนื่องจากการส่งสัญญาณแบบนี้มีข้อดีที่เห็นได้ชัดคือ การที่จะประหยัดช่วยความถี่ในการส่งสัญญาณให้น้อยลง และก็นับว่าเป็นการโชคดีที่เมื่อเราจัดแถบข้าง ข้างใดข้างหนึ่งออกไปแล้ว เราก็ยังสามารถทำการดีมอดูเลตเอาสัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนได้ สัญญาณเอเอ็ม ที่สร้างขึ้นตามวิธีการนี้ มีชื่อเรียกเฉพาะว่า สัญญาณเอเอ็มแบบแถบข้างเดี่ยว (single sideband AM) ซึ่งเรียกว่า เอสเอสบี (SSB) และนิยมเรียก การมอดูเลตชนิดนี้ที่ทับศัพท์เดิมว่า การมอดูเลตแบบซิงเกิลไซด์แบนด์



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณเอมเอสบี

2.2.3 การคีมอดูเลตสัญญาณเอมเอสบี

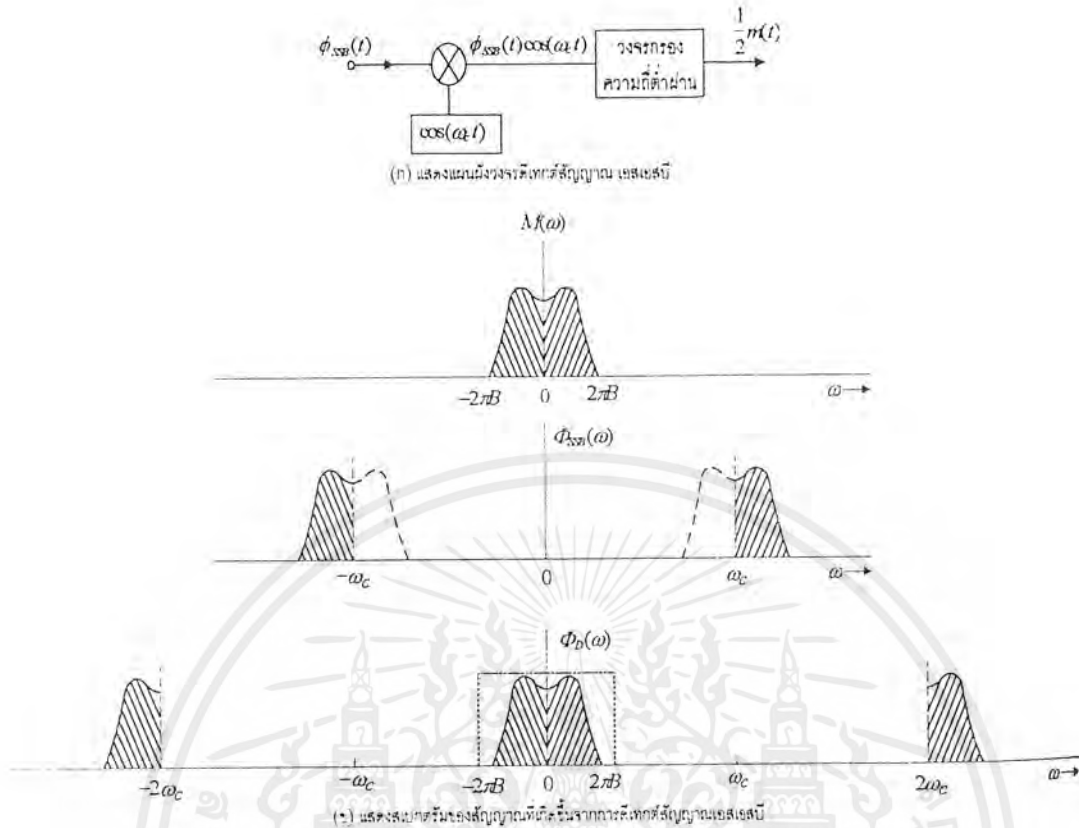
สัญญาณเอมเอสบี จะถูกคีมอดูเลตได้โดยง่าย ด้วยการคีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ เช่นเดียวกับที่ใช้ในการคีมอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี กล่าวคือทำได้โดยการใช้สัญญาณคลื่นพาห้ $\cos(\omega_c t)$ ที่มีความถี่และเฟสเท่ากับคลื่นพาห้ จากเครื่องส่งมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณเอมเอสบีที่รับมาได้นั้นสัญญาณ $\phi_D(t)$ ที่ได้จากการมอดูเลตเข้าทางเครื่องรับนั้นดังนี้คือ

$$\begin{aligned}\phi_D(t) &= m(t) \cos^2(\omega_c t) \pm m_u(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) \{1 + \cos(2\omega_c t)\} \pm m_u(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} \{m(t) \cos(2\omega_c t) \pm m_u(t) \sin(2\omega_c t)\}\end{aligned}\quad (2-11)$$

พจน์กลางและพจน์สุดท้ายของ (2-11) แสดงถึงสัญญาณที่มีความถี่สูงประมาณ $2\omega_c$ ซึ่งสามารถจะขจัดออกไปได้โดย ไขว้งจรกรองความถี่เพราะฉะนั้นเราจึงสามารถที่จะแยกเอาสัญญาณในแบนด์พื้นฐาน $m(t)$ ออกได้ตามต้องการกระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการคีมอดูเลตสัญญาณเอมเอสบี

นี้มีดังแสดงในรูป 2.6

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 กระบวนการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมที่เกิดในการค้ำอคูเลตสัญญาณ เอสเอสบี

ในการค้ำอคูเลตสัญญาณเอสเอสบี โดยใช้หลักการค้ำเทคต์แบบสัมพันธ์นี้ ถ้าสัญญาณคลื่นพาห้ที่สร้างขึ้นในทางเครื่องรับมีค่าความถี่ และเฟสคลาดเคลื่อนไปจากค่าจากเครื่องส่ง สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ ออกมาจากการค้ำอคูเลตจะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม $m(t)$ ผลของความคลาดเคลื่อนดังกล่าว พิจารณาได้ดังต่อไปนี้ คือ สมมติค่าความถี่และเฟสของคลื่นพาห้ที่สร้างขึ้นทางเครื่องรับมีความคลาดเคลื่อนไป $\Delta\omega$ และ δ ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อทำการค้ำอคูเลตสัญญาณแล้วจะได้

$$\begin{aligned} \phi_{ssb}(t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} &= m(t) \cos(\omega_c t) \pm m_n(t) \sin(\omega_c t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\ &= \frac{1}{2}m(t) \{ \cos(\Delta\omega t + \delta) + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta] \} \\ &\quad \pm \frac{1}{2}m_n(t) \{ \sin(\Delta\omega t + \delta) + \sin[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta] \} \end{aligned} \quad (2-12)$$

ปกติค่าความถี่ที่คลาดเคลื่อน คือ $\Delta\omega$ นี้จะมีค่าไม่มากนัก ดังนั้นเมื่อสัญญาณตาม(2-12) ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแล้ว ส่วนของสัญญาณที่มีความถี่สูงจะถูกขจัดออกไปเหลือเพียงส่วนของความถี่ต่ำที่ปรากฏออกมาเท่านั้น คือ เอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนเวสสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_n(t) = \frac{1}{2} \{m(t) \cos(\Delta\omega_c + \delta) \pm m_n(t) \sin(\Delta\omega_c + \delta)\} \quad (2-13)$$

ซึ่งจะพบว่าแม้ความถี่จะไม่มี ความคลาดเคลื่อน คือ $\Delta\omega = 0$ ก็ตาม ถ้าเพียงมีความต่างทางเฟสของคลื่นพาห้ กล่าวคือ $\delta \neq 0$ แล้วเอาที่พหุของวงจรถะออกมาเป็น

$$c_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\delta) \pm m_n(t) \sin(\delta) \quad (2-14)$$

จาก (2-14) แสดงให้เห็นถึงอิทธิพลของความคลาดเคลื่อนทางเฟส ของคลื่นพาห้ในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบี ว่าให้ผลที่เลวร้ายกว่าอิทธิพลที่เกิดขึ้นในทางคิ่มอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี ทั้งนี้ เพราะในการคิ่มอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซีนั้น ค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสของคลื่นพาห้ทางเครื่องรับ มีผลเพียงทำให้สัญญาณที่ตีเทกต์ได้มีขนาดลดลงไปเพียงเท่านั้น แต่สำหรับในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีนั้น จะเห็นได้ชัดจาก (2-14) ว่าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ นอกจากจะถูกลดทอนขนาดลงโดยค่า $\cos(\delta)$ แล้ว ($|\cos(\delta)| \leq 1$) มันยังถูกรบกวนโดยสัญญาณ $m_n(t) \sin(\delta)$ อีกด้วย ($m_n(t)$ นั้นปรกติจะมีรูปร่างต่างจาก $m(t)$ อย่างมาก) ในการใช้งานจริง ค่าความคลาดเคลื่อนทางความถี่ ($\Delta\omega \neq 0$) จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในคุณภาพของสัญญาณ ถ้าสัญญาณ $m(t)$ เป็นเสียงพูดก็จะเกิดความผิดเพี้ยนของเสียงเกิดขึ้น ในลักษณะที่เราเรียกกันว่า เสียงกลายเป็นเสียงเป็ดขึ้น และถ้าเป็นการส่งข้อมูลที่เป็นพัลส์ ความคลาดเคลื่อนนี้ก็จะจำกัดขีดการใช้งานของระบบเอสเอสบีลง ดังนั้นในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอสเอสบีนี้ จึงต้องคำนึงถึงการสัมพันธ์กันระหว่างคลื่นพาห้ ของเครื่องรับกับเครื่องส่งให้มีความแน่นอนเป็นอย่างดี

2.2.4 การมอดูเลตแอมพลิจูดสำหรับวิทยุกระจายเสียง

ตามที่อธิบายแล้ว เราได้รู้ว่าการตีเทกต์สัญญาณดีเอสบี เอสซี และสัญญาณเอสเอสบี สามารถทำได้ด้วยวิธีการตีเทกต์สัมพันธ์ ซึ่งเป็นวิธีการที่จะต้องให้การผลิตคลื่นพาห้ทางด้านรับให้มีค่าความถี่และเฟสให้เท่ากับค่าของคลื่นพาห้จากเครื่องส่ง และการที่จะควบคุมให้เครื่องรับสามารถสร้างคลื่นพาห้ ที่ถูกต้องได้ จะต้องอาศัยวงจรมีความซับซ้อนพอควรซึ่งย่อมเป็นการแน่นอนว่าเมื่อเป็นเช่นนี้ ต้นทุนในการสร้างเครื่องรับดังกล่าวก็ย่อมจะต้องมีราคาสูงด้วย เพื่อลดปัญหาในเรื่องนี้ จึงได้เกิดการคิดหาวิธีการที่จะคิ่มอดูเลตสัญญาณดีเอสบี เอสซี ชนิดที่ไม่จำเป็นต้องมีการสร้างคลื่นพาห้ ทางด้านเครื่องรับขึ้น วิธีการนี้ทำได้เมื่อมีคลื่นพาห้ $\cos(\omega_c t)$ ส่งรวมไปกลับสัญญาณดีเอสบี เอสซี จากเครื่องส่งด้วยขนาดที่เหมาะสม การกระทำเช่นนี้ทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งมีรูปฟังก์ชันเป็น

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2-15)$$

โดยในที่นี้ A_c คือ ค่าแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ที่ใช่เพิ่มเข้ามาและเมื่อจัดรูป (2-15) ใหม่จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมทางการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{AM}(t) = A_c \left\{ 1 + \frac{m(t)}{A_c} \right\} \cos(\omega_c t) \quad (2-16)$$

ปกติค่าความถี่ของคลื่นพาห้ ω_c จะมีค่าสูงกว่าค่าความถี่ที่เป็นองค์ประกอบอยู่ในสเปกตรัมของสัญญาณ $m(t)$ มาก ดังนั้นถ้าขนาดของคลื่นพาห้ A_c มีค่ามากพอที่จะทำให้พจน์ในวงเล็บแรกของ (2-16) มีค่าไม่เป็นลบตลอดเวลาทุกค่า t ใด ๆ แล้วสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ ตาม (2-16) จะมีขอดคลื่นที่เปลี่ยนแปลงอยู่ในแนวที่เรียกว่า เอนเวโลป (envelope) หรือกรอบที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณ $m(t)$ ทุกประการ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ นี้ถูกป้อนให้กับ วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ (envelope detector) ก็จะทำให้เกิดการดีเทกต์แยกสัญญาณ $m(t)$ กลับออกมาได้ สมมติว่า

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad , \omega_m \ll \omega_c \quad (2-17)$$

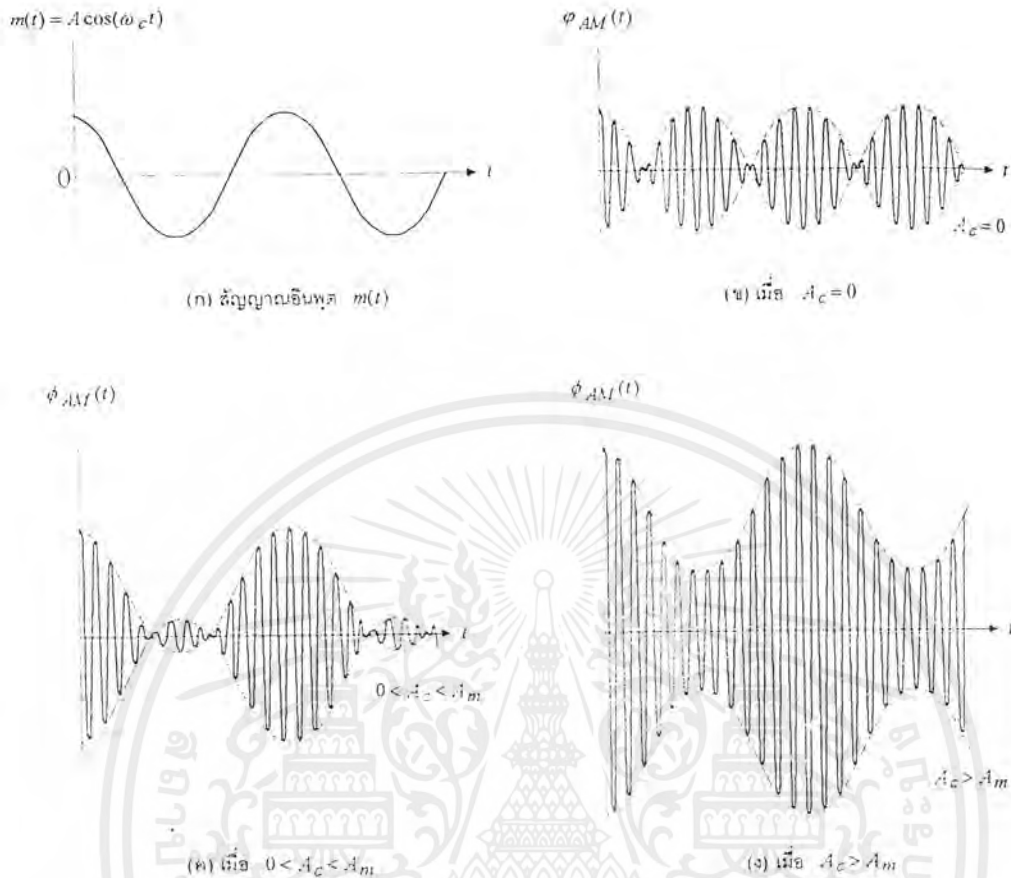
เมื่อแทนค่า (2-17) ใน (2-16) จะได้

$$\phi_{AM}(t) = A_c \{ 1 + \mu \cos(\omega_m t) \} \cos(\omega_c t) \quad (2-18)$$

โดยในที่นี้

$$\mu = \frac{A_m}{A_c} \quad (2-19)$$

เพื่อที่เทอมในวงเล็บปีกกาของ (2-18) จะมีค่าไม่เป็นลบ ค่าของ A_c จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ A_m หรือ $\mu \leq 1$ ทั้งนี้เพราะ $|\cos(\omega_m t)| \leq 1$ รูปคลื่นของสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ เมื่อใช้ A_c ที่มี $\mu > 1$ มีดังแสดงในรูป 2.7 จากรูปจะพบว่าเมื่อคลื่นพาห้ มีแอมพลิจูด A_c น้อยกว่า A_m แนวการเปลี่ยนแปลงของขอดคลื่นในทิศทางบวกของ $\phi_{AM}(t)$ นั้นจะอยู่ในกรอบ หรือเอนเวโลปที่แตกต่างไปจากสัญญาณ $m(t)$ บ้างในบางส่วน ดังแสดงในรูป 2.7x และ ค แต่เมื่อ $A_c \geq A_m$ เอนเวโลปของสัญญาณจะมีลักษณะดังในรูป 2.7g จะเห็นว่าแนวของขอดคลื่น (ตามเส้นประ) นั้นมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณ $m(t)$ ตลอดเวลา



รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตาม (2-18) เมื่อ μ หรือ A_c มีค่าต่างๆ กัน

จากตัวอย่างนี้ สามารถสรุปได้ว่าเพื่อให้กรอบของ $\phi_{AM}(t)$ มีลักษณะเหมือนสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะต้องทำเงื่อนไข $A_c \geq A_m$ หรือ $\mu \leq 1$ ให้ได้จะเห็นว่าค่า μ นี้สามารถใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขที่บอกว่าเราจะใช้วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณมาทำการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็ม ได้หรือไม่และค่า μ นี้ยังจะใช้เป็นตัวดัชนีที่บอกถึงระดับความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห์ กับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเดือสปีเอสซีได้ด้วยดังนั้นจึงได้มีการนิยามให้ค่า μ นี้คือ ดัชนีของการมอดูเลตแอมพลิจูด (Amplitude modulation index) ควรสังเกตด้วยว่า ถ้า $\mu > 1$ เราจะไม่สามารถทำการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มได้ โดยใช้วิธีการดีเทกต์กรอบสัญญาณ ซึ่งเราเรียกว่าเกิดโอเวอร์มอดูเลชั่น (Over modulation) หรือการเกิดมอดูเลตเกินปรกติ ค่าดัชนีการมอดูเลตนี้มักจะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ โดยคิดเทียบ $\mu = 1$ เป็นร้อยเปอร์เซ็นต์

2.2.5 วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ

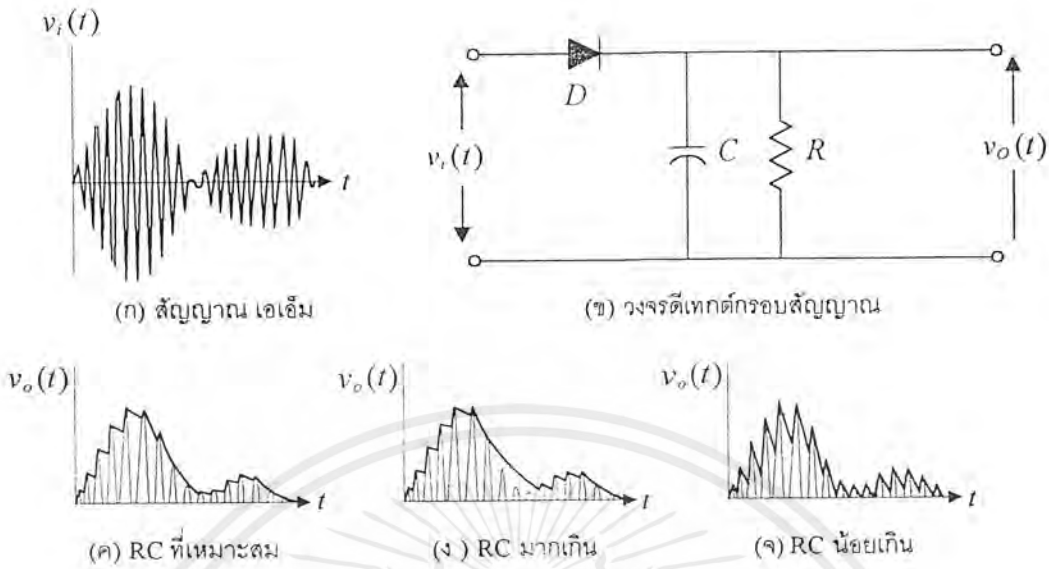
วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ คือวงจรที่ให้เอาท์พุท มีลักษณะเป็นไปตามกรอบ หรือแนวทางเดินของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุทวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น ดังแสดงดังรูป 2-8x การทำงานของวงจรนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้ คือเมื่อมีสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ ตามแสดงในรูป 2-8ก

เข้ามาสู่วงจรในตอนแรก ขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแส เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C เมื่อสัญญาณมีค่าลดลงในทางลบ ไดโอด D จะนำกระแสกลับเข้าสู่อุปกรณ์ให้ประจุลบของตัวเก็บประจุ C ทำให้ประจุในตัวเก็บประจุ C ไม่ว่างกรณิดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีก (peak) หรือยอดของสัญญาณและจากนั้นอินพุต $\phi_{AM}(t)$ จะมีค่าลดลง ซึ่งทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางคาโธดของ D สูงกว่าเอาโนดในสถานะการนำเช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแส และกันไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียว คือคายประจุผ่าน R ไปอย่างช้า ๆ ครั้นเมื่อเวลาผ่านไป $\phi_{AM}(t)$ ก็จะมีค่ากลับเป็นบวก และมีค่าเพิ่มขึ้น ครั้นเมื่อ $\phi_{AM}(t)$ มีค่ามากกว่า แรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด D ก็จะนำกระแสและจะเกิดการประจุของ C ทำให้เอาต์พุตเป็นไปตามค่าของสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ ไปจนถึงค่ายอดของสัญญาณถัดไป แล้วพฤติกรรมการทำงานก็จะเกิดซ้ำในลักษณะเดิมอีก กล่าวคือ เกิดการคายประจุของ C ผ่าน R อีกครั้ง พฤติกรรมนี้จะเกิดซ้ำแล้วซ้ำอีกเรื่อยไป ถ้าเราเลือกค่าคงตัวเชิงเวลา (time constant) RC ที่ใช้ให้เหมาะสม ก็จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นไปตามเส้นที่แสดงในรูป 2-8ค แต่ถ้าค่าคงตัวเชิงเวลาของวงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่าคาบเวลาของสัญญาณที่ประกอบอยู่ใน $m(t)$ แล้วเอาต์พุตของวงจรก็จะเกิดตามยอดคลื่นของ $\phi_{AM}(t)$ ไม่ทัน และจะทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงในรูป 2-8ง และในกรณีที่ใช้ RC มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับคาบเวลาของคลื่นพาห้ก็จะทำให้เกิดการกระเพื่อม (ripple) บนสัญญาณเอาต์พุตมาก ดังแสดงในรูป 2-8จ อย่างไรก็ตาม ค่าความถี่ของคลื่นพาห้ ω_c ที่ใช้ทางปฏิบัติจะมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของ $m(t)$ มากหรือกล่าวในอีกนัยหนึ่งได้ว่า $m(t)$ เปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับคลื่นพาห้ที่ใช้ ทำให้การเลือกค่าเวลาคงตัวของวงจร RC ทำได้อย่างเหมาะสมที่จะทำให้เกิดการกระเพื่อมบนเอาต์พุตของวงจรมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องคำนึงถึงได้ สำหรับเงื่อนไขในการเลือกค่า RC ที่เหมาะสมคือ

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m} \quad (2-20)$$

โดยในที่นี้ f_c และ f_m คือค่าความถี่ของคลื่นพาห้ และค่าความถี่สูงสุดที่ประกอบอยู่ในสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ตามลำดับ ตามที่อธิบายนั้นจะเห็นว่า วงจรดีเทกต์กรอบสัญญาณ เป็นวงจรที่มีส่วนประกอบน้อยมาก ดังนั้นถ้าเกิดมีความจำเป็นที่จะต้องสร้างเครื่องรับจำนวนมากการใช้วิธีการดีเทกต์กรอบสัญญาณนี้จะช่วยให้ประหยัดได้มาก ด้วยข้อดีดังกล่าวนี้ ในการส่งวิทยุกระจายเสียงแบบเอเอ็มทั่วไป จึงใช้การส่งสัญญาณดีเอสบี เอสซี พร้อมคลื่นพาห้ทั้งสิ้น ทั้งนี้เพื่อที่จะได้ประหยัดอุปกรณ์ในการสร้างเครื่องรับ ดังนั้นเมื่อกล่าวถึงการส่งวิทยุเอเอ็มธรรมดาแล้ว จะหมายถึงการส่งสัญญาณดีเอสบี เอสซี พร้อมคลื่นพาห้ (AM with carrier) เป็นเกณฑ์



รูปที่ 2.8 วงจรดีเทกต์สัญญาณแบบง่ายชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

2.2.6 กำลังที่เสียไปกับคลื่นพาห้ในการส่งสัญญาณเอเอ็ม

ในระบบวิทยุกระจายเสียงเอเอ็มได้ส่งคลื่นพาห้ ไปพร้อมกับสัญญาณเดือสบี เอสซี เพื่อประโยชน์ที่จะดีเทกต์สัญญาณที่เครื่องรับได้ง่าย ดังกล่าวแล้วในหัวข้อ การมอดูเลตแอมพลิจูดสำหรับวิทยุกระจายเสียง แต่ข้อเสียของวิธีการนี้มีอยู่ กล่าวคือจะมีการเสียกำลังส่งเพิ่มขึ้นในการส่งคลื่นพาห้ โดยกำลังที่เสียเพิ่มขึ้นนี้ไม่ได้ไปช่วยขับกำลังของการส่งข่าวสาร $m(t)$ เลย ทั้งนี้เพราะข่าวสารต่าง ๆ จากสัญญาณ $m(t)$ นั้น จะรวมอยู่ในแถบข้างทั้งสองเท่านั้น กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าเรายอมสิ้นเปลืองกำลังในการส่งคลื่นพาห้เพิ่มขึ้น ก็เพื่อที่จะทำให้ทำการดีเทกต์สัญญาณได้ง่ายขึ้นเท่านั้น

เพื่อแสดงให้เห็นว่ามีการสูญเสียกำลังของเครื่องส่งในคลื่นพาห้มากน้อยอย่างไร เราจะพิจารณาเปรียบเทียบกำลังนั้น กับกำลังที่ใช้เพื่อส่งข่าวสารในแถบข้าง ในกรณีนี้ $m(t)$ เป็นสัญญาณรูปชายน้เหมือนในสมการ (2-17) โดยการกระจาย (2-18) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_{AM}(t) &= A_c \cos(\omega_c t) + A_c \mu \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \\ &= \cos(\omega_c t) + \left[\frac{A_c \mu}{2} \right] \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \left[\frac{A_c \mu}{2} \right] \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \end{aligned} \quad (2-21)$$

พจน์ที่ 1 2 และ 3 ทางขวามือของ (2-21) นั้นแสดงถึงส่วนประกอบของสัญญาณส่วนที่เป็นคลื่นพาห้ สัญญาณแอลออสบี และสัญญาณยูเอสบี ตามลำดับเนื่องจากค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นรูปชายน้ จะเท่ากับค่ากำลังสองของค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของแอมพลิจูดของคลื่น ดังนั้นจะได้ค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นทั้ง

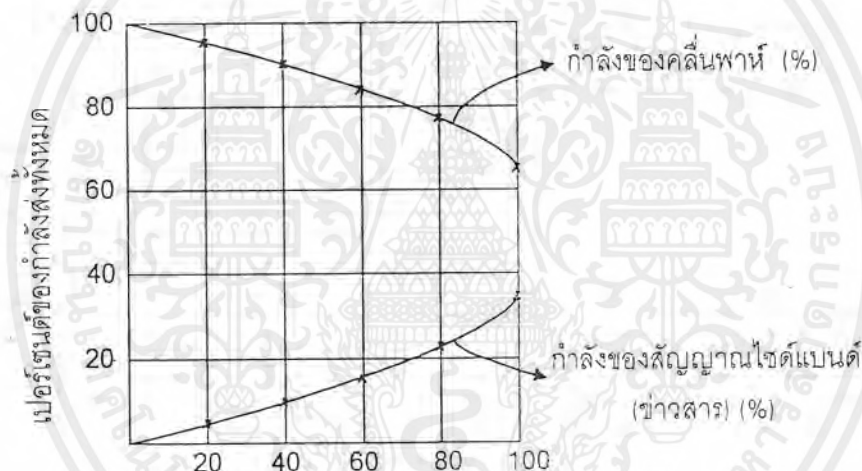
สามส่วนตาม (2-21) นั้นจะเท่ากับ $A_c^2/2$, $A_c^2\mu^2/8$ และ $A_c^2\mu^2/8$ ตามลำดับ ดังนั้นค่ากำลังเฉลี่ยรวมทั้งหมดจะเท่ากับ $(A_c^2/2)(1+\mu^2/2)$ และค่าอัตราส่วนของกำลังของคลื่นต่างๆ จะหาได้ดังนี้คือ กำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห่หารกับกำลังเฉลี่ยรวม

$$\phi_{AM}(t) = \frac{2}{2+\mu^2} \quad (2-22)$$

และกำลังเฉลี่ยของสัญญาณแถบข้างหารกับกำลังเฉลี่ยรวม

$$\phi_{AM}(t) = \frac{\mu^2}{2+\mu^2} \quad (2-23)$$

เมื่อนำ (2-22) และ (2-23) ไปเขียนกราฟโดยใช้ μ ค่าต่างๆ จะได้ความสัมพันธ์ดังแสดงในรูป 2-9



รูปที่ 2.9 รูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกำลังสัญญาณคลื่นพาห่ และกำลังของสัญญาณไซด์แบนด์ เมื่อเทียบกับกำลังส่งทั้งหมด

จากรูป 2.9 จะพบว่า การส่งสัญญาณเอเอ็มในแบบนี้จะสิ้นเปลืองกำลังส่งไปกับการส่งคลื่นพาห่อย่างมาก แม้เมื่อกรณีที่มีการมอดูเลตเต็มที่ คือ $\mu = 100\%$ ความสูญเสียจะมีสูงถึงประมาณ 67% ของกำลังส่งทั้งหมด และในทางปฏิบัติจริงการส่งวิทยุแบบนี้จะใช้ค่า μ ประมาณ 75 - 80% เท่านั้น เพราะสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะมีระดับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไม่แน่นอนตลอดเวลา ดังนั้นจึงต้องเตรียมค่าไว้เพื่อไม่ให้เกิดโอเวอร์มอดูเลชัน เมื่อสัญญาณมีระดับแรงดันขึ้นด้วย ในกรณีนี้เห็นจากกราฟในรูป 2.9 ว่า กำลังสูญเสียในคลื่นพาห่ มีถึงประมาณ 75 - 78% ซึ่งนับว่ามาก ด้วยเหตุนี้ในการสื่อสารที่ต้องการประหยัดกำลังส่งจึงไม่ใช้การมอดูเลตแบบนี้ คงมีแต่การส่งวิทยุกระจายเสียงเพียงเท่านั้นที่ใช้มันอยู่เป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.7 การมอดูเลตแบบแถบข้างเหลือ

ตามที่ศึกษาผ่านมา จะพบว่า การมอดูเลตแบบเอสเอสบี นั้น จะใช้แบนด์วิดธ์ในการส่งสัญญาณน้อยที่สุด คือขนาดแบนด์วิดธ์ที่จำเป็นมีเท่ากับแบนด์วิดธ์ของสัญญาณในแบนด์มูลฐาน ดังนั้นจึงนิยมใช้หลักการนี้ในการส่งสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณผ่านตัวกลางที่แบนด์วิดธ์จำกัด เพื่อให้ได้จำนวนสัญญาณที่ผ่านไประยะที่สุด อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณข่าวสารที่นำมามอดูเลตนั้น มีความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมมากในช่วงความถี่ต่ำ การสร้างสัญญาณเอสเอสบี จะไม่สามารถทำได้อย่างสมบูรณ์ ทั้งนี้เพราะการสร้างวงจรกรองสัญญาณ ที่เป็นไปตามอุดมคตินั้น จะมีปัญหาในทางปฏิบัติ กล่าวคือเราไม่สามารถสร้างวงจรกรองสัญญาณที่มีความคมของการแยกความถี่ที่สามารถตัดเอาสัญญาณแถบข้างใดข้างหนึ่งไว้ และทำการขจัดแถบข้างอีกข้างหนึ่งที่เราไม่ต้องการออกไปให้หมดได้อย่างสมบูรณ์ การที่มีส่วนของแถบข้างที่ไม่ต้องการส่งผ่านวงจรกรองสัญญาณออกมาปนกับสัญญาณในแถบข้างหลักนั้น จะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณข่าวสารภายหลังจากการดีมอดูเลตสัญญาณได้ เพื่อแก้ปัญหาที่นี้จึงได้เกิดมี การมอดูเลตแบบแถบข้างเหลือ หรือ แบบเวสต์แกิลเจียนไซด์แบนด์ (Vestigial sideband transmission) ที่เรียกอ่าวว่า วีเอสบี (VSB) ขึ้น

เมื่อไม่สามารถที่จะสร้างวงจรกรองสัญญาณที่ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนมีความถี่ในการแยกแถบข้างออกได้อย่างสมบูรณ์ ก็จำยอมที่จะต้องให้สัญญาณจากแถบข้างที่ไม่ต้องการนั้นผ่าน ไปบ้างแล้วคิดจัดกระบวนการที่จะควบคุมสมบัติเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนให้เหมาะสม เพื่อให้ได้สัญญาณที่ออกมาจากวงจรกรองสัญญาณนั้น เมื่อนำไปดีมอดูเลตอย่างเหมาะสมแล้วจะได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับออกมาอย่างถูกต้อง การจัดการส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลตแบบวีเอสบี เอสซี ก่อนแล้วจัดส่งสัญญาณออกไปเพียงบางส่วนนี้มีชื่อเรียกว่า การส่งสัญญาณแบบแถบข้างเหลือ (Vestigial sideband transmission) เพราะต้องอาศัยการส่งสัญญาณที่มีแบนด์วิดธ์มากกว่าความกว้างของแถบข้างเดี่ยว แต่กว้างไม่ถึงความกว้างของแถบข้างคู่ตนเอง

เพื่อที่จะกำหนดว่าวงจรกรองสัญญาณที่ใช้การส่งสัญญาณวีเอสบีนี้ ควรมีคุณสมบัติเช่นไรนั้นเราจะเริ่มต้นด้วยการสมมติให้วงจรกรองสัญญาณที่ใช้ใช้นั้น มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $H_v(\omega)$ เป็นฟังก์ชันที่เราไม่รู้ถึงคุณสมบัติของมัน เราจะหาค่าเฉลี่ยเกี่ยวกับคุณสมบัติของมันโดยการหาเงื่อนไขที่จำเป็นในการดีเทกต์สัญญาณมาใช้ และจะกำหนดคุณสมบัติของมันในที่สุด ซึ่งขั้นตอนต่าง ๆ นั้นมีดังต่อไปนี้คือ เมื่อสัญญาณดีเอสเอสบี เอสซี ผ่านวงจรกรองสัญญาณ $H_v(\omega)$ จะได้เอาท์พุทเป็นสัญญาณวีเอสบี คือ

$$\phi_{\text{VSB}}(\omega) = H_v(\omega) \phi_{\text{DSB-SC}}(\omega) \quad (2-24)$$

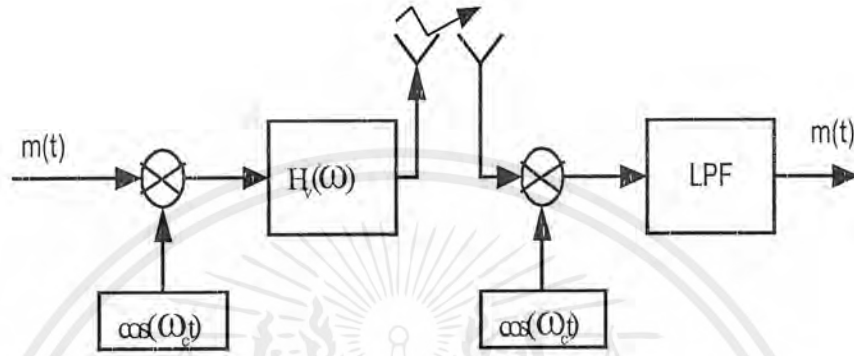
โดยอาศัย (2-23) จะทำให้สามารถจัด (2-24) ได้ใหม่เป็น

$$\phi_{\text{VSB}}(\omega) = \frac{1}{2} H_v(\omega) [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2-25)$$

เมื่อทำการตีเทคต์แบบสลับพัทธ์โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่ ω_c มอดูเลตเข้ากับสัญญาณวีเอสบี จะได้สัญญาณเอาท์พุท คือ

$$v_o(t) = \phi_{vSB}(t) \cos(\omega_c t) \quad (2-26)$$

โดยในที่นี้ $\phi_{vSB}(t)$ คือการแปลงฟูริเยร์กลับของ $\phi_{vSB}(\omega)$



รูปที่ 2.10 ระบบวีเอสบี

โดยการแปลงฟูริเยร์ (2-26) จะได้

$$V_o(\omega) = \frac{1}{2} \phi_{vSB}(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2} \phi_{vSB}(\omega + \omega_c) \quad (2-27)$$

เมื่อแทน (2-25) ใน (2-27) จะได้

$$V_o(\omega) = \frac{1}{4} H_v(\omega - \omega_c) [M(\omega) + M(\omega - 2\omega_c)] + \frac{1}{4} H_v(\omega + \omega_c) [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)]$$

ซึ่งเมื่อจัดเทอมแล้วจะได้

$$V_o(\omega) = \frac{1}{4} H_v(\omega - \omega_c) M(\omega - 2\omega_c) + \frac{1}{4} M(\omega) [H_v(\omega - \omega_c) + H_v(\omega + \omega_c)] + \frac{1}{4} H_v(\omega + \omega_c) M(\omega + 2\omega_c) \quad (2-28)$$

เมื่อใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรองสัญญาณส่วนที่มีความถี่สูงทิ้ง จะทำให้สัญญาณเอาท์พุทของวงจรเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_v(\omega) = \frac{1}{4} M(\omega) [H_v(\omega - \omega_c) + H_v(\omega + \omega_c)] \Big|_{\text{LFF}} \quad (2-29)$$

จะเห็นว่าเพื่อที่จะให้เอาท์พุท $V_v(\omega)$ นั้น แปรผันตามสัญญาณ $M(\omega)$ เราจะต้องกำหนดเงื่อนไขสำหรับฟังก์ชันถ่ายโอน $H_v(\omega)$ ให้ค่าในวงเล็บใหญ่มีค่าคงที่กล่าวคือ

$$[H_v(\omega - \omega_c) + H_v(\omega + \omega_c)] \Big|_{\text{LFF}} = k \quad (2-30)$$

โดย k ใน(2-30) เป็นค่าคงที่ใดๆ และถ้าใช้เงื่อนไข (2-30) นี้ แล้วจะทำให้สามารถกำหนดฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านได้ และในกรณีนี้จะได้ (2-29) เป็น

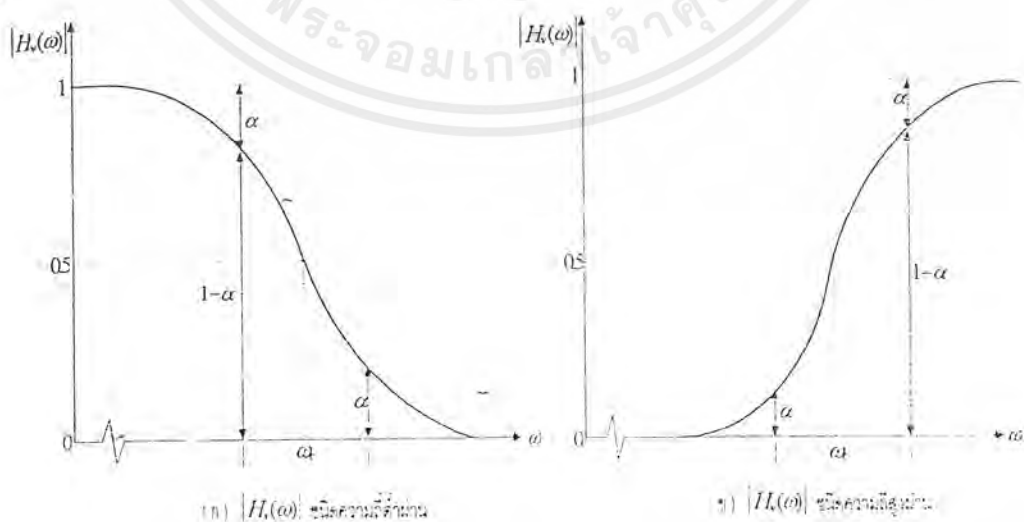
$$V_v(\omega) = \frac{k}{4} M(\omega) \quad (2-31)$$

ซึ่งหมายความว่าสัญญาณเอาท์พุท $V_v(t)$ คือ $(k/4)M(t)$ หรือ สัญญาณเดิม $m(t)$ ที่มีขนาดเป็น $k/4$ เท่านั้นเอง โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูรีเยร์ที่ว่าเมื่อ $h_v(t)$ เป็นฟังก์ชันค่าจริง จะทำให้ได้

$|H_v(\omega)| = |H_v(-\omega)|$ ซึ่งเงื่อนไขนี้จะแสดงผลทำให้ $|H_v(\omega + \omega_c)| = |H_v(-\omega - \omega_c)|$ ดังนั้นถ้ากำหนดให้ $k = 2|H_v(\omega_c)|$ เงื่อนไขจาก (2.2-30) ที่เป็นได้ก็คือ

$$\begin{aligned} |H_v(\omega - \omega_c)| + |H_v(-\omega - \omega_c)| &= 2|H_v(\omega_c)| \\ |H_v(\omega - \omega_c)| - |H_v(\omega_c)| &= [|H_v(-\omega - \omega_c)| - |H_v(\omega_c)|] \end{aligned} \quad (2-32)$$

ซึ่งเงื่อนไข (2-32) มีความหมายว่า $|H_v(\omega)|$ จะต้องมีความสมมาตรแบบคี่ (odd symmetry) เมื่อเทียบกับแกนแนวตั้งที่ $\omega = \omega_c$ ลักษณะหาเงาของ $H_v(\omega)$ ที่มีคุณสมบัติตาม (2-31) มีดังแสดงในรูปแบบที่ 2.11



รูปที่ 2.11 คุณสมบัติแบบความถี่ของวงจรรองวีเอสบี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสังเกตให้ดีแล้ว เงื่อนไข (2-30) นั้นมีความเข้มงวดกว่าเงื่อนไข (2-32) เกี่ยวกับผลตอบสนองทางเฟสซึ่งยุ่งยากในการสร้าง แต่อย่างไรก็ดีทางปฏิบัติผลตอบสนองทางเฟสอาจจะไม่ค่อยมีความสำคัญในหลายกรณี ดังนั้นโดยปกติเงื่อนไขตาม (2-32) จึงมักใช้ได้ดีในการกำหนดคุณสมบัติ $H_p(\omega)$ ของวงจรกรองวีเอสบี โดยทั่วไป การส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตแบบวีเอสบี ที่พบกันอยู่เสมอ ก็คือการส่งสัญญาณโทรทัศน ทั้งนี้เพราะสัญญาณภาพนั้นมีแบนด์วิดท์ที่ไม่เหมาะสมในการส่งโดยการมอดูเลตแบบวีเอสบี แต่ครั้งจะใช้การส่งแบบเอสเอสบี ก็ไม่เหมาะสมทั้งนี้เพราะในส่วนประกอบของสัญญาณภาพนั้นส่วนของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำก็มีความสำคัญต่อคุณสมบัติของภาพจึงไม่สามารถที่จะละทิ้งได้ และถ้าใช้วงจรกรองความถี่แถบข้างมาแยกสัญญาณก็จะไม่สามารถที่จะแยกแถบข้างออกได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจะทำให้ส่วนของสัญญาณภาพที่เป็นความถี่ต่ำขาดความสมบูรณ์ไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกวิธีการส่งแบบวีเอสบี ตามที่ได้อธิบายมาแล้วว่าการตัดสัญญาณจากคลื่นวีเอสบีนั้น ทำได้ด้วยการตีเทคต์แบบสัมพัทธ์ แต่อย่างไรก็ดีโดยหลักการแล้วถ้ามีการส่งคลื่นพาห้ที่มีความแรงเหมาะสมมาพร้อมกับสัญญาณวีเอสบี (VSB with carrier) แล้วก็สามารถที่จะใช้วงจรตีเทคต์กรองสัญญาณมาตีเทคต์สัญญาณข่าวสารจากสัญญาณวีเอสบี นั้นได้ แต่ในการส่งแบบนี้จะมีการสูญเสียกำลังส่งคลื่นพาห้มาก

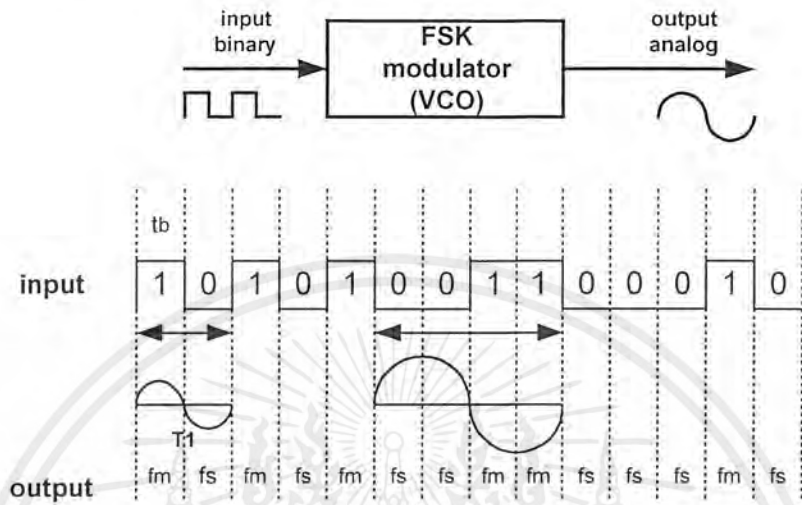
2.3 เอฟเอสเค

ตัวกำเนิดสัญญาณเอฟเอสเค ก็คือ ตัวส่งสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Transmitter) ซึ่งมีหลักการที่ว่า มีลักษณะเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารีจะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเอาท์พุท ของตัวกำเนิดเอฟเอสเค จะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Frequency Continuous) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุทเปลี่ยนแปลงจากสถานะโลจิก “1” เป็นโลจิก “0” (หรือในทางกลับกันคือโลจิก “0” เป็นโลจิก “1”) สัญญาณเอาท์พุท จาก FSK ก็จะเลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกันคือ ความถี่ที่โลจิก “1” หรือ Mark Frequency (fm) และความถี่ที่โลจิก “0” หรือ Space Frequency (fs)

การเปลี่ยนแปลง(หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของโลจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลงนั่นคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณออกจะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเข้า ซึ่งในดิจิทัลสมอดูเลชันนั้น อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุทของ เอฟเอสเค เจนเนอเรเตอร์ จะเรียกว่า “อัตราบิท” หรือบิทเรท (Bit Rate) มีหน่วยเป็นบิทต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุทของเอฟเอสเค เจนเนอเรเตอร์เรียกว่า “อัตราบอร์ด” หรือบอร์ดเรท (Baud Rate) ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้วยเทคนิคเอฟเอสเค อัตราบิทจะเท่ากับอัตราบอร์ดเสมอ

ในระบบการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอนาล็อก หรือสัญญาณความถี่นั้นแบนด์วิดท์ (Bandwidth) เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของเอฟเอสเค อยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการของเอฟเอ็ม (FM) ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่าง ๆ ก็ใช้หลักการของเอฟเอ็มทุกอย่างจากรูปที่ 2.12 แสดงถึงตัวเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์ ซึ่งใช้หลักการเดียวกับเอฟเอ็ม มอดูเลเตอร์ คือ ใช้หลักการของวีซีโอ (Voltage

Control Oscillator) จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุท จะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีมีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกัน ซึ่งก็คือ สัญญาณสี่เหลี่ยมมันเอง (Square Wave) ตามตัวอย่างในรูปที่ 2.12 เป็นสัญญาณในช่วง T1



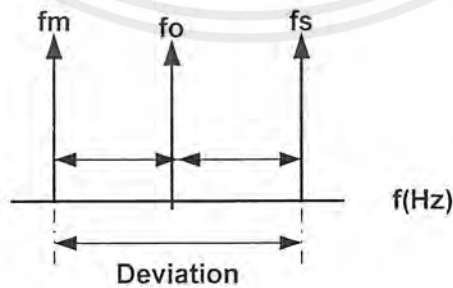
รูปที่ 2.12 เอฟเอสเค มอดูเลเตอร์

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของบิตเรต ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวแล้ว ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบ เอฟเอสเค จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของบิตเรต คือ

$$F_{a \max} = \text{Bit rate}/2 \tag{2-33}$$

เมื่อ $F_{a \max}$ = ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่จะนำมามอดูเลต

ความถี่กลาง (Centre Frequency = f_0) ของวีซีโอ จะอยู่ในตำแหน่งกลาง ระหว่างความถี่ของข้อมูลที่เป็น 1 (Mark Frequency) กับความถี่ของข้อมูลที่เป็น 0 (Space Frequency) ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การเบี่ยงเบนความถี่

โลจิก 1 ด้านอินพุทจะเลื่อนความถี่ของวีซีโอจาก f_0 ไปเป็น f_s จะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุทจาก “1” ไป “0” หรือ “0” ไป “1” จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของวีซีโอเลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเบี่ยงเบนกลับไป-มา ระหว่าง f_m กับ f_s เนื่องจากได้กล่าวมาแล้วว่าเอฟเอสเค นั้นก็คือการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม ดังนั้น ดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index = MI) ในเอฟเอสเคก็ทำได้จากเอฟเอ็ม คือ

$$MI = \frac{\Delta F}{F_a} \quad (2-34)$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

ΔF = การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (เฮิร์ตซ์)

F_a = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เฮิร์ตซ์)

ค่า MI ที่ยอมให้มีได้สูงสุดคือ ค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุด ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ การเบี่ยงเบนของความถี่มอดูเลตแล้วและความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในเอฟเอสเคมอดูเลต ค่า ΔF เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง f_0 กับ f_m หรือ f_s ซึ่งก็คือ ครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง f_m กับ f_s นั่นคือ

$$\Delta F = \frac{(f_s - f_m)}{2}$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางโลกเป็น "1" ก็จะทำให้แรงดันออกมามีค่าหนึ่งคงที่ตามสถานะ (เช่น 5 โวลต์) หรือถ้าเป็นโลก "0" ก็จะทำให้แรงดันออกมามีค่าในระดับโลก "0" เช่นกัน (เช่น 0 โวลต์) ดังนั้นความถี่ที่เบี่ยงเบนของเอฟเอสเค มอดูเลต จะเบี่ยงเบนคงที่และอยู่ในระดับการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดเสมอ F_a เป็นความถี่หลักของข้อมูลไบนารีด้านอินพุท ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุด

เมื่อ

$F_a = \text{Bit rate}/2$ เท่านั้นเพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = \left(\frac{f_s - f_m}{2} \right) / \left(\frac{F_b}{2} \right)$$

$$MI = \left(\frac{f_s - f_m}{F_b} \right)$$

เมื่อ $F_s - f_m$ = ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

F_b = อัตราบิตของไบนารีอินพุท

ในการส่งสัญญาณเอฟเอ็มโดยทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับเอฟเอสเค ที่ค่า MI โดยทั่วไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็น เอฟเอ็มแบบแคบ ค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bndwidth (F_n) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบเอฟเอสเค มีความถี่

กลาง (f_o) = 7 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่สเปส (f_s) = 6 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่มาร์ค (f_m) = 8 กิโลเฮิร์ตซ์ ข้อมูลไบนารีอินพุตมี บิตเรท = 2 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถหา F_n ได้ดังนี้

$$MI = \left(\frac{f_s - f_m}{F_b} \right)$$

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

$$MI = 2 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์} / 2 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์}$$

$$MI = 1.0$$

จากตารางเบสเซลฟังก์ชันในตารางที่ 1 เมื่อ $MI = 1.0$ จะได้แถบความถี่ข้าง (Sideband Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากความถี่กลาง (f_o) ช่วงละ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ (ซึ่งก็คือ $F_b/2$) เมื่อ F_b คือ บิตเรท = 2 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถเขียนเป็นสเปกตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 2.13 มีข้อน่าสังเกตคือ MI ที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้แบนด์วิดท์มีค่าประมาณ 2-3 เท่าของ บิตเรท เสมอ

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

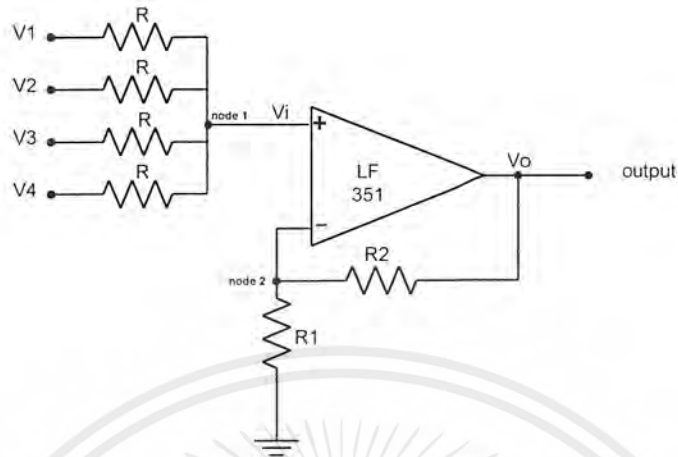
ตารางที่ 2 เบสเซลฟังก์ชัน

เอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์ คือตัวรับสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Receiver) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณเอฟเอสเคโดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟสล็อกคูล (Phase lock loops)

เฟสล็อกคูลในเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์มีหลักการการทำงานเหมือนกับเฟสล็อกคูล ใน เอฟเอ็ม ดีเทกต์เตอร์ (FM Detector) ทุกอย่างคือจะมีความถี่ฟรีรันนิ่ง เท่ากับความถี่กึ่งกลาง (Centre Frequency, f_o) และในขณะที่ความถี่อินพุตของเฟสล็อกคูล เลื่อนไป-มา ระหว่าง f_m กับ f_s จะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากความถี่อินพุตที่เข้ามายังเฟสล็อกคูล มีเพียง 2 ความถี่คือ f_m และ f_s ดังนั้น ค่าแรงดันดังกล่าวจึงมีเพียง 2 ระดับเท่านั้น ซึ่งสามารถแทนด้วยลอจิก "1" และ ลอจิก "0" เมื่อความถี่ทางอินพุตเป็น f_m และ f_s ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณเอาต์พุต จากเฟสล็อกคูล กลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่เราส่งมาทุกประการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 2.14 วงจรรวมสัญญาณ

$$n_1: \left(\frac{V_i - V_1}{R} \right) + \left(\frac{V_i - V_2}{R} \right) + \left(\frac{V_i - V_3}{R} \right) + \left(\frac{V_i - V_4}{R} \right) = 0$$

$$V_i \left[\left(\frac{1}{R} \right) + \left(\frac{1}{R} \right) + \left(\frac{1}{R} \right) + \left(\frac{1}{R} \right) \right] = (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$$

$$V_i = \left(\frac{R}{4} \right) (V_1 + V_2 + V_3 + V_4) \quad (2-35)$$

$$n_2: \left(\frac{V_i - 0}{R_2} \right) + \left(\frac{V_i - V_o}{R_1} \right) = 0$$

$$\left(\frac{V_i}{R_2} \right) + \left(\frac{V_i}{R_1} \right) - \left(\frac{V_o}{R_1} \right) = 0$$

$$V_i \left[\left(\frac{1}{R_2} \right) + \left(\frac{1}{R_1} \right) \right] = \frac{V_o}{R_1}$$

$$V_i \left[\left(\frac{R_2 + R_1}{R_1 R_2} \right) \right] = \frac{V_o}{R_1}$$

$$V_i = \left[\left(\frac{R_2}{R_1 R_2} \right) V_o \right] \quad (2-36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2-36) → (2-35) จะได้

$$\left[\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_n \left(\frac{4}{R} \right) \right] = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$$

$$V_n = \left(\frac{R}{4} \right) \left[\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right] (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$$

$$V_n = \left(\frac{R}{4} \right) \left[\left(\frac{1 + R_2}{R_1} \right) \right] (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$$

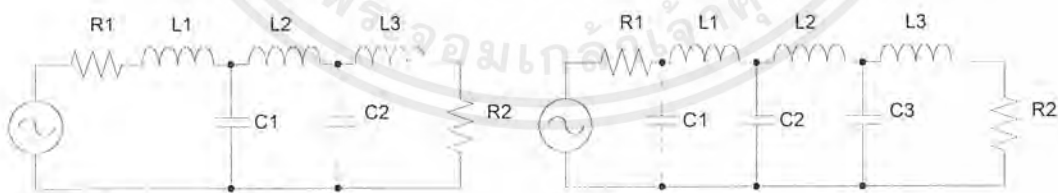
$$V_n = K(V_1 + V_2 + V_3 + V_4), K = \left(\frac{R}{4} \right) \left(\frac{1 + R_2}{R_1} \right)$$

2.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่

วงจรการกรองสัญญาณความถี่ หรือวงจรฟิลเตอร์ที่เรารู้จักกันนี้มีหน้าที่สำคัญ คือยอมให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้ ในขณะที่เดียวกันก็จะกำจัด หรือลดทอนความถี่อื่นใดที่นอกเหนือจากความถี่ที่ต้องการ เราสามารถแบ่งวงจรกรองขึ้นพื้นฐานตามอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองได้ 2 แบบด้วยกันคือ

2.5.1 วงจรกรองแบบพาสซีฟ

วงจรกรองความถี่ในลักษณะนี้จะประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductor) ตัวเก็บประจุ (Capacitor) และอาจจะมิตัวต้านทานประกอบรวมอยู่ด้วย ดังแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรกรองแบบพาสซีฟ

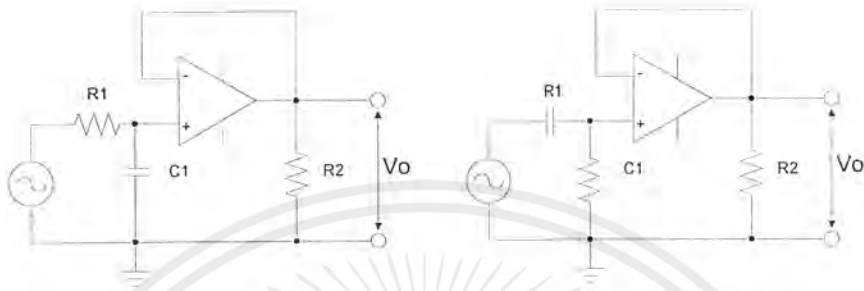
วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟนี้บางความถี่มักประสบปัญหาในเรื่องขนาดของอุปกรณ์ คือไม่สามารถหาขดลวดเหนี่ยวนำได้ตามขนาดที่ต้องการจากการคำนวณออกแบบวงจร ทำให้มีข้อจำกัดในเรื่องความสามารถหรือประสิทธิภาพของวงจร แต่สามารถตอบสนองความถี่สูงได้ดี และสามารถใช้งาน

ได้โดยไม่ต้องมีแหล่งจ่ายใด ๆ ทั้งสิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

วงจรกรองความถี่ประเภทนี้จะใช้อุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ ทรานซิสเตอร์มาต่อร่วมกันกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ซึ่งจะช่วยให้ประสิทธิภาพของวงจรกรองดีขึ้นแสดงในรูปที่ 2.16

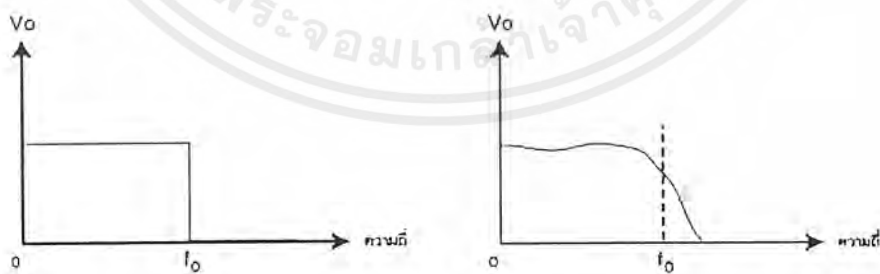


รูปที่ 2.16 แสดงวงจรกรองแบบแอกทีฟ

วงจรกรองประเภทนี้มีข้อดีกว่าวงจรแบบพาสซีฟ คือการออกแบบและการปรับแต่งง่าย ขนาดเล็ก มีราคาถูก และมีเสถียรภาพในการทำงานสูง ดังนั้นจึงนิยมใช้วงจรกรองชนิดนี้มากกว่า เมื่อพิจารณาในด้านการใช้งานแล้ววงจรกรองจะถูกใช้งาน 4 ลักษณะ ดังจะกล่าวต่อไปนี้

2.5.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ชนิดนี้จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 0 เฮิรตซ์ไปจนถึงความถี่ที่กำหนด (f_0) ผ่านวงจรความถี่ไปได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ความถี่ที่กำหนดขึ้นไปจนถึงความถี่อื่นนั้นจะไม่สามารถผ่านไปได้ ดังรูปที่ 2.17

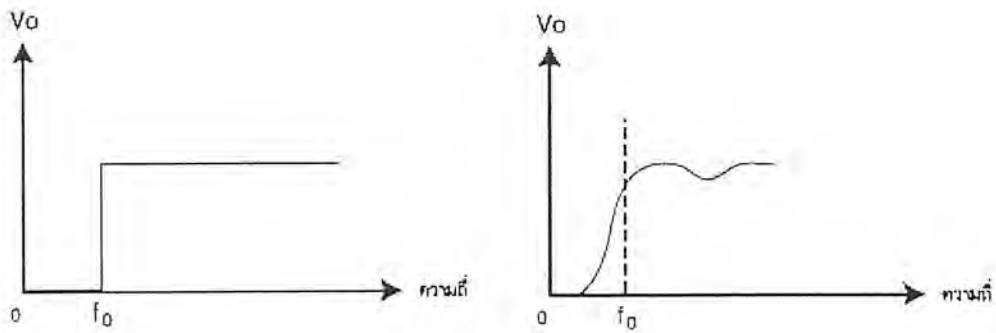


รูปที่ 2.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.5.4 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

วงจรกรองความถี่ชนิดนี้จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ f_0 ไปจนถึงความถี่อื่นนั้น (f_0) ผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนดจะไม่สามารถผ่านไปได้ ดังรูปที่ 2.18

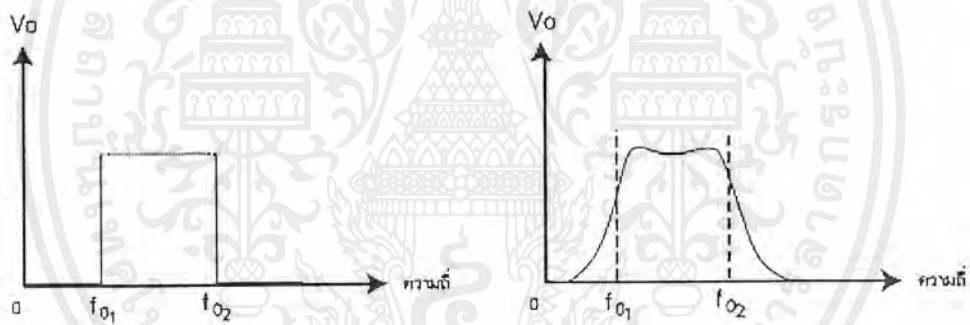
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

2.5.5 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน

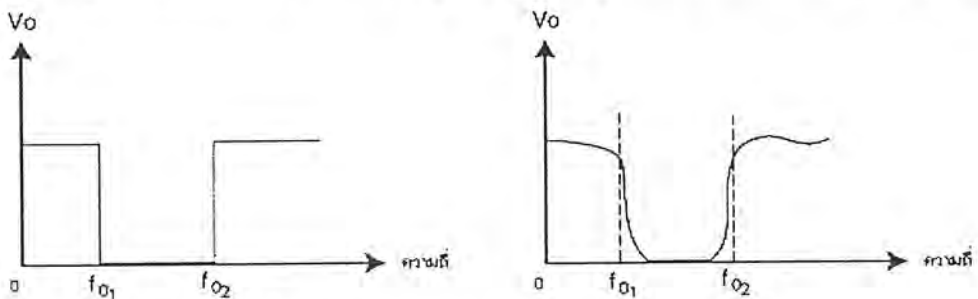
วงจรกรองความถี่ชนิดนี้จะยอมให้ความถี่ผ่านไปได้เป็นย่านความถี่ โดยความถี่ที่ผ่านไปได้นั้นจะอยู่ในย่านความถี่ โดยความถี่ที่ผ่านไปได้นั้นจะอยู่ในความถี่ที่เรากำหนด 2 จุด คือ f_{01} และ f_{02} คือความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่าความถี่ f_{02} จะไม่สามารถผ่านไปได้ ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน

2.5.6 วงจรกรองตัดแถบความถี่

วงจรกรองความถี่ชนิดนี้บางครั้งเรียกว่า แบนด์รีเจก (Band – Reject Filter) หรือ แบนด์อีลิมีเนชัน (Band Elimination) วงจรนี้ตรงข้ามกับการใช้งานลักษณะแถบความถี่ผ่าน ความถี่ในช่วงที่สูงกว่า f_{01} และต่ำกว่า f_{02} จะถูกตัดทิ้งไป แต่ความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่า f_{02} จะสามารถผ่านไปได้ ดังรูปที่ 2.20



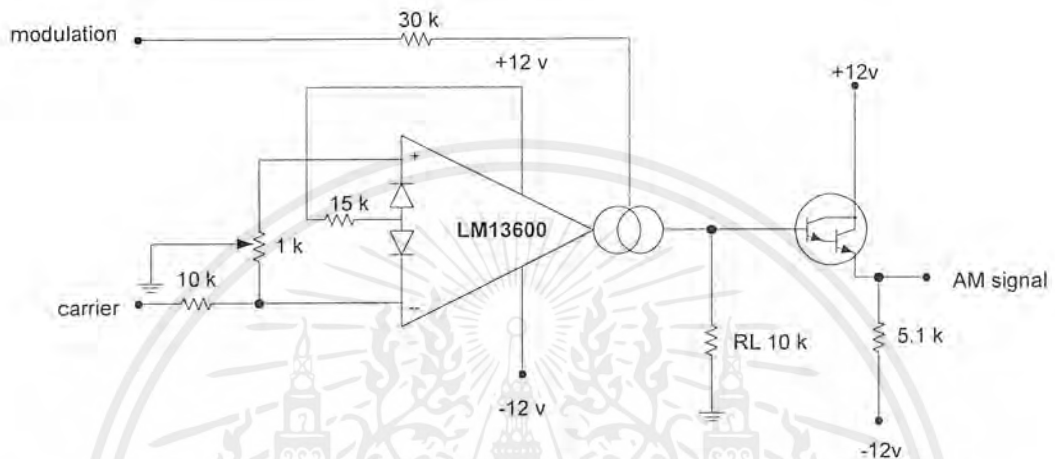
รูปที่ 2.20 วงจรกรองแบบตัดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจร

3.1 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์

วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ใช้คุณสมบัติ ของไอซีเบอร์ LM 13600 ค่ามอดูเลชั่นอินเด็กซ์ (Modulation Index) สามารถกำหนดได้โดย

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

เมื่อ A_c = แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห้

A_m = แอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร

μ = ค่ามอดูเลชั่นอินเด็กซ์

จะเห็นได้ว่า เราสามารถที่จะเปลี่ยนค่ามอดูเลชั่นอินเด็กซ์ได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า A_c และ A_m แต่ในที่นี้จะให้ค่า A_c คงที่และเปลี่ยนแปลงค่า A_m เพื่อให้ได้ค่าตามต้องการ

3.2 วงจรเอฟเอสเค (FSK Generator)

ในการออกแบบได้นำเอาไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นโมโนลิธิคฟังก์ชัน เชนเนอเรเตอร์(Monolithic Generator) กำเนิดรูปคลื่นเอาท์พุทได้ทั้งคลื่นซายน์ คลื่นสามเหลี่ยม คลื่นสี่เหลี่ยม หรือแรมป์(Ramp) โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 0.01 เฮิรตซ์ถึง 1.0 เมกกะเฮิรตซ์ในกรณีนี้เราจะใช้ XR-2206 ในการกำเนิดคลื่นรูปซายน์ ในลักษณะเอฟเอสเค (FSK Generator) โดยใช้โทมิ่งรีซิสเตอร์ R_1 และ R_2 ที่ต่อระหว่างขา 7 และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 8 กับกราวด์ตามลำดับ โดยที่สัญญาณดิจิทัล (หรือ keying Signal) ที่ป้อนเขามายังขา 9 ของ ไอซี เป็นตัวกำเนิดสัญญาณทางเอาต์พุต (ขา2) ถ้าขา 9 อยู่ในสภาวะวงจรเปิดหรือมี V_{in} มากกว่าหรือเท่ากับ 2 V แล้ว R_1 จะเป็นตัวกำหนด timing ร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมระหว่างขา 5 และขา 6 (หรือในทำนองกลับกัน ถ้าขา 9 มี V_{in} น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1V แล้ว R_2 จะเป็นตัวกำหนด timing ร่วมกับตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 และ ขา6 เช่นเดียวกัน) จึงทำให้ความถี่เอาต์พุตจะอยู่ในช่วงระหว่าง f_m และ f_s โดยทั้ง f_m และ f_s จะอิสระต่อกันและสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการเลือกค่า R_1 และ R_2 ตามสมการข้างล่าง

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

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

ตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 และขา 6 จะอยู่ในช่วง 1,000 พิโกฟารัด(pF) ถึง 100ไมโครฟารัด(uF) ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะอยู่ในช่วง 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์

ในการออกแบบด้านส่งนั้นเราจำเป็นต้องกำหนดค่า f_m และ f_s ก่อน ซึ่งจะกำหนดเองก็ได้ แต่ในทางปฏิบัติจริงแล้วบางครั้งการกำหนด f_m และ f_s เองนั้นมักจะเป็นปัญหาในเรื่องความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic) และการกำหนด f_m และ f_s นั้นจะเกี่ยวข้องไปถึงบอर्डเรท ในการรับ-ส่งด้วย ดังนั้นจึงมีการกำหนด f_m และ f_s ซึ่งเรียกว่า เอฟเอสเคแบนด์ และจะแตกต่างกันตามบอर्डเรทดังตารางที่ 3

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

ตารางที่ 3 เอฟเอสเคแบนด์

จากตาราง เอฟเอสเคแบนด์ (ตารางที่ 3) ที่ความเร็วของการรับ-ส่ง 1200 บอर्ड $f_m = 1200$ เฮิร์ตซ์ $f_s = 2200$ เฮิร์ตซ์ เมื่อทราบค่า f_m และ f_s ก็สามารถหาค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ได้ โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุระหว่างขา 4 กับขา 5 เป็น 0.01 ไมโครฟารัด(ยังอยู่ในช่วงที่กำหนด) จากสมการ

$$f_m = \frac{1}{R_1 C} \quad \text{ดังนั้น} \quad R_1 = \frac{1}{f_m C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = 83.3 \text{ กิโลโอห์ม}$$

เนื่องจากเราต้องสามารถปรับความถี่ได้อิสระ ดังนั้นจึงใช้โพเทนซิโอมิเตอร์ 30 กิโลโอห์ม ต่ออนุกรมกับค่าความต้านทาน 68 กิโลโอห์ม ระหว่างขา 7 กับกราวด์ และสามารถหา R_2 ได้จากสมการเดียวกัน

$$R_2 = \frac{I}{f_s C} \quad \text{ดังนั้น} \quad R_2 = 45.45 \text{ กิโลโอห์ม}$$

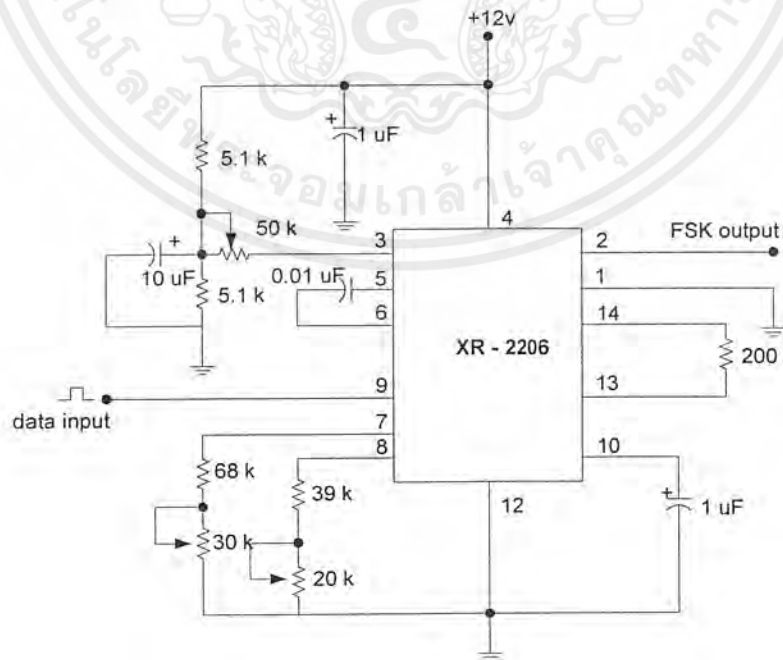
ใช้โพเทนซิโอมิเตอร์ 20 กิโลโอห์ม อนุกรมกับค่าความต้านทาน 39 กิโลโอห์ม ต่อระหว่างขา 8 กับ กราวด์ วงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.2

3.2.1 การปรับแต่งระดับเอาต์พุตไฟตรง

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

3.2.2 การปรับการบิดเบี้ยวรูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุต

ขา 13 และ 14 มีไว้สำหรับปรับแต่งรูปคลื่นเพื่อปรับการบิดเบี้ยว (distortion) ของรูปร่างสัญญาณ อันเนื่องมาจากความบิดเบี้ยวฮาร์โมนิก โดยการต่อค่าความต้านทานเข้าไประหว่างขา 13 และ 14 แต่ในคู่มือ XR-2206 แนะนำให้ใช้ค่า 200โอห์ม โดยไม่มีการปรับแต่งแต่อย่างใด



รูปที่ 3.2 วงจรเอฟเอสเค มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 พิจารณาค่าแบนด์วิดท์

ในการหาค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดจำเป็นต้องรู้ค่า f_m f_s และ บิทเรท จากตัวอย่างที่ความเร็ว 1200 บอร์ด เราหา F_n ได้ดังนี้

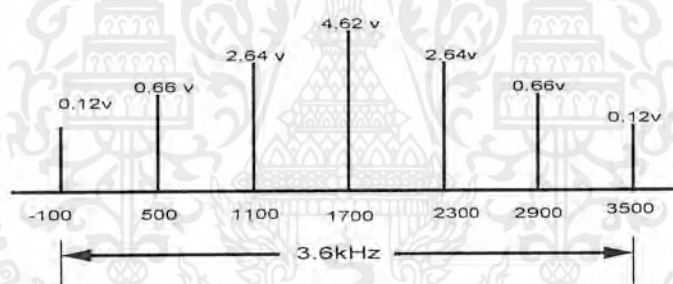
$$\text{จาก } MI = \frac{\Delta F}{F_a}$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } \Delta F &= |f_m - f_s| \\ &= |1200 - 2200| \\ &= 1000 \text{ เฮิร์ตซ์} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_a &= \text{บิทเรท ซึ่งก็คือ บอร์ดเรท} \\ &= 1200 \text{ บิท/วินาที (b/s)} \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้น } MI = 0.83$$

จากตารางเบสเซลฟังก์ชัน นั้นค่า MI 0.83 ไม่มีจึงประมาณเป็น 1.0 ซึ่งจะได้ความถี่ไซด์แบนด์ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละช่วงจะห่างกันเท่ากับ บิทเรท/2 คือ 600 เฮิร์ตซ์ จากสเปกตรัมความถี่เอาท์พุทจะได้ $F_n = 3,600$ เฮิร์ตซ์และมีลักษณะดังรูปที่ 3.3

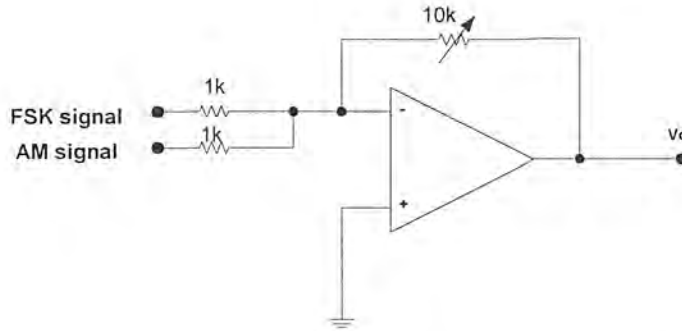


รูปที่ 3.3 สเปกตรัมความถี่ ณ ความเร็ว 1200 บอร์ด

จะเห็นว่าด้านไซด์แบนด์ด้านต่ำค่าความถี่ที่ติดลบเป็นไปไม่ได้แต่เกิดขึ้นเพราะเราประมาณค่า MI เป็น 1.0 จะได้แบนด์วิดท์ ประมาณ 3 เท่าของบอร์ดเรท แต่จริงๆแล้ว MI เป็น 0.83 ดังนั้นแบนด์วิดท์จริงๆแล้วไม่ถึง 3 เท่าของบอร์ดเรทซึ่งก็จะมีค่าถึง -100 เฮิร์ตซ์ ปรากฏแต่อย่างใด

3.3 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณใช้ในการรวมสัญญาณเอฟเอสเค และสัญญาณเอเอ็มทางภาคส่งก่อนที่จะส่งไปยังภาครับ



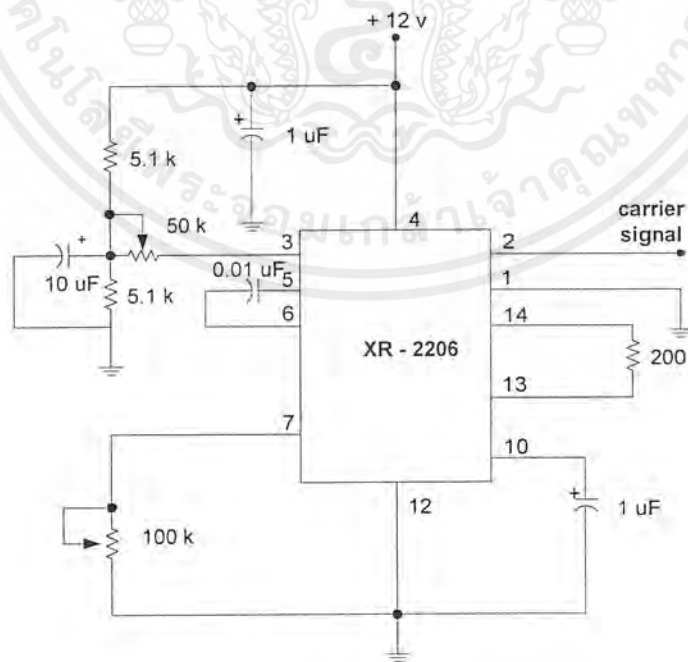
รูปที่ 3.4 วงจรรวมสัญญาณที่ใช้ในโครงงานนี้

3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณ คลื่นพาจะใช้ IC เบอร์ XR-2206 ในการสร้างสัญญาณ โดยใช้สมการดังนี้

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

เนื่องจากว่าต้องการใช้สัญญาณคลื่นพาที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 120 กิโลเฮิร์ตซ์จากสมการ จะทำการตั้งค่าตัวเก็บประจุ (Capacitor) ที่ต่อระหว่างขา 5 และขา 6 ให้คงที่แล้วทำการเปลี่ยนค่าความต้านทาน (Resistor) เพื่อทำการเปลี่ยนความถี่ตามต้องการ



รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์

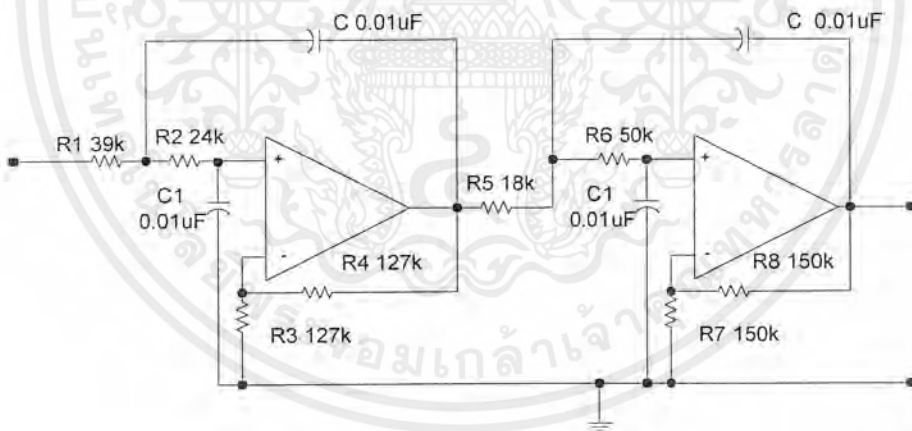
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในส่วนของภาครับจำเป็นจะต้องมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อที่จะกรองเอาสัญญาณเอพเอสเคออกมา เพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปแปลงเป็นสัญญาณข้อมูลกลับมาโดยมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

1. เลือกค่า C และหาค่า K จากรูปที่ภาคผนวก ที่ความถี่ 6 กิโลเฮิร์ตซ์
ในการออกแบบเลือกค่า $C = 0.01$ ไมโครฟารัด และได้ค่า $K = 17$
2. นำค่า K ที่ได้ไปหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ภาคผนวกซึ่งจะได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้
 $R_1 = 36$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 39 กิโลโอห์ม
 $R_2 = 21$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 24 กิโลโอห์ม
 $R_3 = R_4 = 110$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 127 กิโลโอห์ม
 $R_5 = 15$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 18 กิโลโอห์ม
 $R_6 = 50$ กิโลโอห์ม
 $R_7 = R_8 = 160$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 150 กิโลโอห์ม
3. นำอุปกรณ์ต่างๆมาประกอบวงจร



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

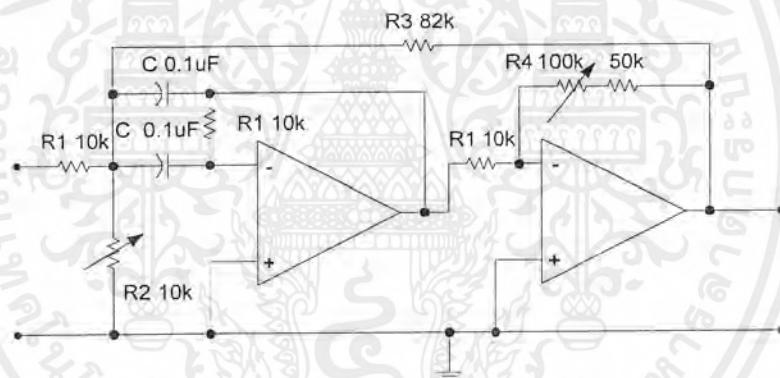
3.6 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน

สัญญาณเอเอ็มจะถูกกรองออกทางภาครับด้วยวงจรกรองความถี่แถบผ่านเนื่องจากว่าในโครงงานนี้เป็นการทำงานแบบพูลคูเพล็กซ์ ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการรบกวนของของสัญญาณทั้งสองจึงต้องสร้างคลื่นพาห์ที่แตกต่างกันโดยในโครงงานนี้เลือกใช้ความถี่ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 120 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะต้องออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านทั้งสองความถี่ซึ่งมีขั้นตอนการออกแบบวงจรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

1. เลือกค่าตัวเก็บประจุ และหาค่า K Parameter จากรูปที่ภาคผนวก ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่าน 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เลือกค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 100 พิโคฟารัด จะได้ค่า K Parameter เท่ากับ 10
2. นำค่า K ที่ได้มาหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ภาคผนวกซึ่งจะได้ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้
 $R1 = 100$ กิโลโอห์ม
 $R2 = 2.7$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า $VR = 10$ กิโลโอห์ม
 $R3 = 85$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 82 กิโลโอห์ม
 $R4 = 160$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า $VR = 100$ กิโลโอห์ม อนุกรมกับค่า 50 กิโลโอห์ม
 $C = 100$ พิโคฟารัด
3. นำค่าอุปกรณ์ต่างมาประกอบและทำการปรับแต่งวงจร



รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

การออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์

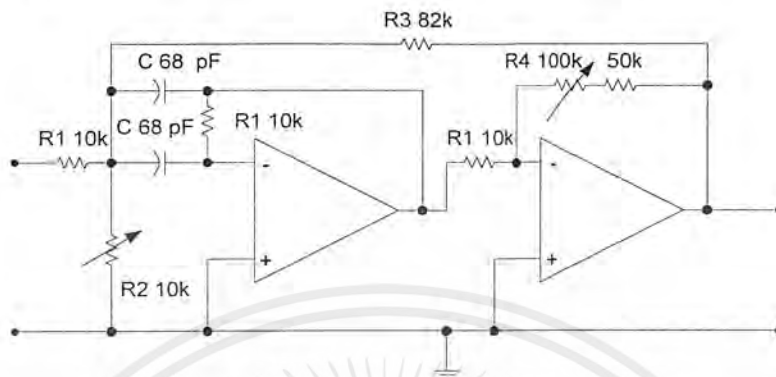
1. เลือก C และหาค่า K จากความถี่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์
 ในการออกแบบเลือกค่า $C = 68$ พิโคฟารัด ได้ค่า $K = 10$
2. นำค่า K ที่ได้มาหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ภาคผนวก ซึ่งจะได้ค่าอุปกรณ์ดังนี้
 $R1 = 100$ กิโลโอห์ม
 $R2 = 2.7$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า $VR = 10$ กิโลโอห์ม
 $R3 = 85$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 82 กิโลโอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R4 = 160$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า $VR = 100$ กิโลโอห์ม อนุกรมกับค่า 50 กิโลโอห์ม

$C = 68$ พิโคฟารัด

3. นำค่าอุปกรณ์ต่างๆมาประกอบและทำการปรับแต่งวงจร



รูปที่ 3.8 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ 120 กิโลเฮิรตซ์

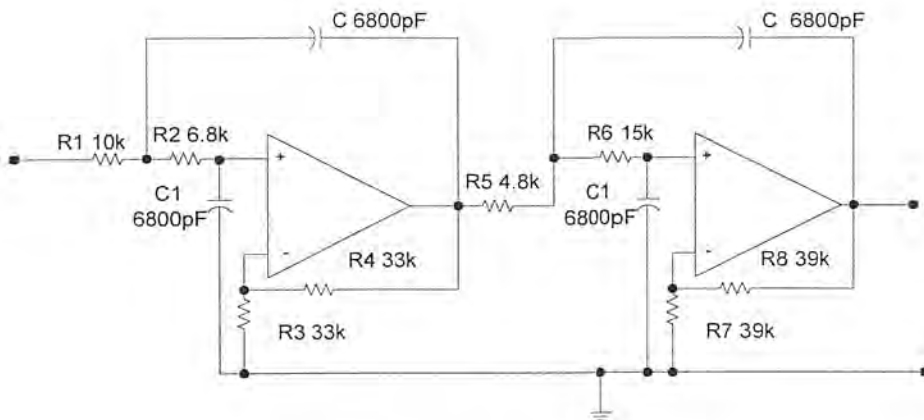
3.7 วงจรเรกทิไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์

ในส่วนของภาครับจะมีวงจรเรกทิไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์ซึ่งใช้ในการเอาสัญญาณเสียงกลับคืนมา เพราะความซับซ้อนของวงจรมีน้อยและง่ายต่อการสร้าง โดยที่วงจรดังกล่าวมีส่วนประกอบอยู่สองส่วนด้วยกันคือ วงจรไดโอด และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 3.5 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

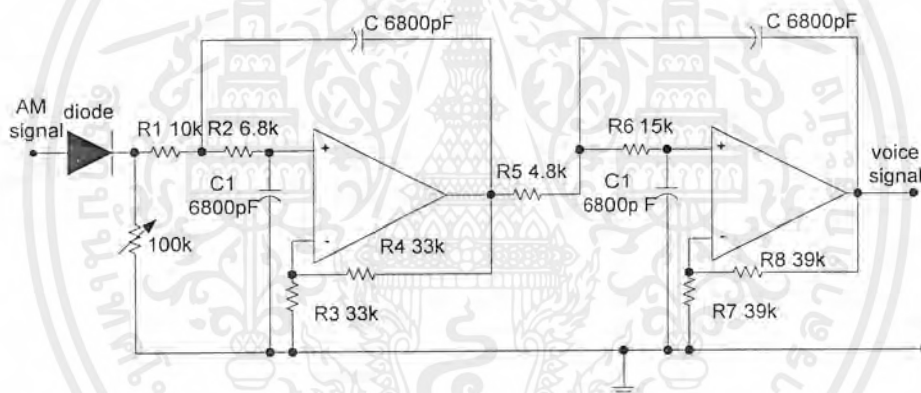
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 3.5 กิโลเฮิรตซ์

- เลือกค่า C และหาค่า K จากความถี่ 3 กิโลเฮิรตซ์ ตามรูปที่ภาคผนวกในการออกแบบเลือกค่า $C = 6800$ พิโคฟารัด และได้ค่า $K = 5$
- นำค่า K ที่ได้ไปหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ภาคผนวก ซึ่งจะได้ ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้
 $R1 = 10$ กิโลโอห์ม
 $R2 = 6$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 6.8 กิโลโอห์ม
 $R3 = R4 = 36$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 33 กิโลโอห์ม
 $R5 = 4.6$ กิโลโอห์ม เลือกใช้ค่า 4.8 กิโลโอห์ม
 $R6 = 15$ กิโลโอห์ม
 $R7 = R8 = 39$ กิโลโอห์ม
 $C = 6800$ พิโคฟารัด
- นำค่าอุปกรณ์ต่างๆ มาประกอบวงจร ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คutoff 3.5 กิโลเฮิรตซ์

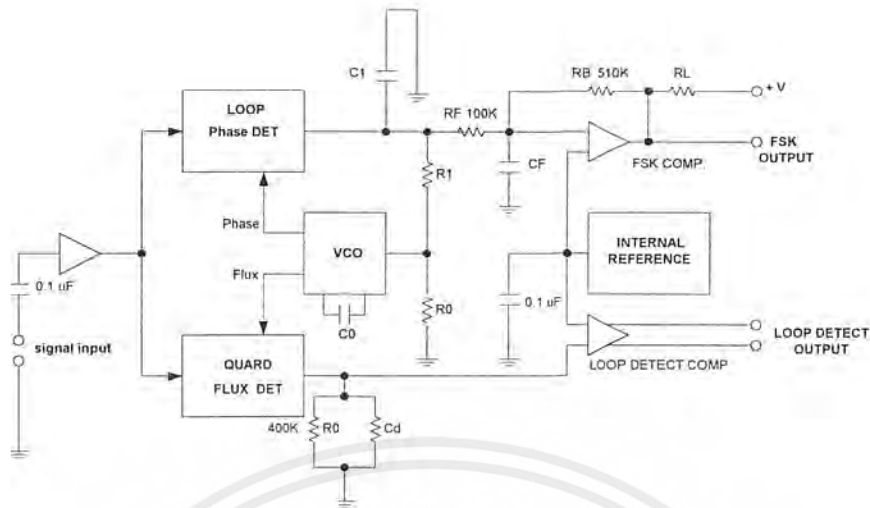


รูปที่ 3.10 วงจรเรคทีไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์

3.8 วงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

FSK Demodulator จะออกแบบกับไอซีเบอร์ XR-2211 ซึ่งเป็นโมโนลิธิกเฟสล็อกคูลูป โดยมีย่านความถี่ในการใช้งานตั้งแต่ 0.01Hz จนถึง 300Hz

โครงสร้างภายในของ XR-2211 เมื่อประยุกต์วงจรเป็น FSK Demodulator จะเป็นดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างภายในของ FSK demodulator

ส่วนประกอบหลักของ PLL ใน XR-2211 ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

1. Signal Pre-Amp มีหน้าที่จำกัดขนาดของสัญญาณอินพุต ให้อยู่ในค่าประมาณ 2 mv RMS.

และขยาย

2. VCO (Voltage Control Oscillator) มีเฟส ดีเท็คเตอร์ เป็นภาคแรก โดยเอาท์พุทจะได้เป็น ความถี่ผลบวก (Sum frequency) และความถี่ผลต่าง (Difference frequency) คือ $2f$ และ 0 เฮิรตซ์ ตามลำดับเมื่อ Phase Detect อยู่ในสถานะ Sum frequency ก็จะได้ DC Error Voltage ออกไปยัง VCO เพื่อควบคุมการผลิตความถี่ออกมาค่าหนึ่ง ในภาวะปกติความถี่ฟรีรันนิ่ง (f_0) จะ Set ค่าโดยความต้านทาน R_0 และคาปาซิเตอร์ C_0 โดยจับผ่านความต้านทาน R_1 ซึ่งสามารถหา f_0 ได้จาก

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

จากวงจรในรูปที่ 3.12 อุปกรณ์ภายนอกคือ $R_0 C_0$ จะ Set Free running frequency หรือ Centre frequency (f_0) ของ PLL R_1 จะเซ็ทแบนด์วิดท์ C_1 เซ็ท Damping factor หรือ filter time constant, C_F และ R_F สำหรับเซ็ท Data FSK output ค่าความต้านทาน R_B (510 กิโลโอห์ม) ระหว่างขา 7 กับ ขา 8 เป็นตัวป้อนกลับทางบวกเพื่อให้ Transition Time ของเอาท์พุท FSK เร็วขึ้น ดังนั้น การออกแบบวงจรจะต้องหาค่าอุปกรณ์ภายนอกที่จะนำมาต่อดังนี้คือ

1. คำนวณค่า Centre frequency (f_0) ของ PLL จาก

$$f_0 = (f_m + f_s) / 2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เลือก Timing Resistor (R_0) ซึ่งจะต้องอยู่ในช่วง 10 กิโลโอห์ม ถึง 100 กิโลโอห์ม

3. หาค่า C_0 จาก ;

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

4. หาค่า R_1 เพื่อตั้ง Bandwidth จาก

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

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

5. หาค่า C_1 เพื่อตั้ง Damping factor จาก Damping factor = $\frac{1}{4} \sqrt{C_0 / C_1}$ โดยทั่ว ๆ ไป Damping

factor กำหนดให้เป็น 0.5 เพราะฉะนั้น $C_1 = C_0 / 4$

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

$$C_F \approx 3 / \text{Baud Rate} \quad \text{ไมโครฟาร์ัด}$$

ค่าอุปกรณ์ทุกตัวจะต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่ามาตรฐานทั่ว ๆ ไป ยกเว้น R_0 ซึ่งเป็น Fine Tune Adjust เพราะ R_0 จะอนุกรมกับ R_x

จากการออกแบบ FSK Generator มาแล้ว ณ ความเร็ว 1200 บอร์ด เราก็สามารถเอาข้อมูลต่าง ๆ มาออกแบบ FSK Demodulator ได้ดังนี้

1. หา f_0 ;

$$f_0 = (1200 + 2200) / 2$$

$$f_0 = 1700 \text{ เฮิรตซ์}$$

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

3. หา C_0 ;

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

$$C_0 = 0.03 \text{ ไมโครฟาร์ัด}$$

4. หา R_1 ;

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

$$R_1 = 34 \text{ กิโลโอห์ม}$$

5. หา C_1 ;

$$C_1 = C_0 / 4$$

$$C_1 = 0.0075 \text{ ไมโครฟาร์ัด}$$

$$C_1 = \text{ใช้ค่า } 0.0067 \text{ ไมโครฟาร์ัด}$$

6. หา C_F ;

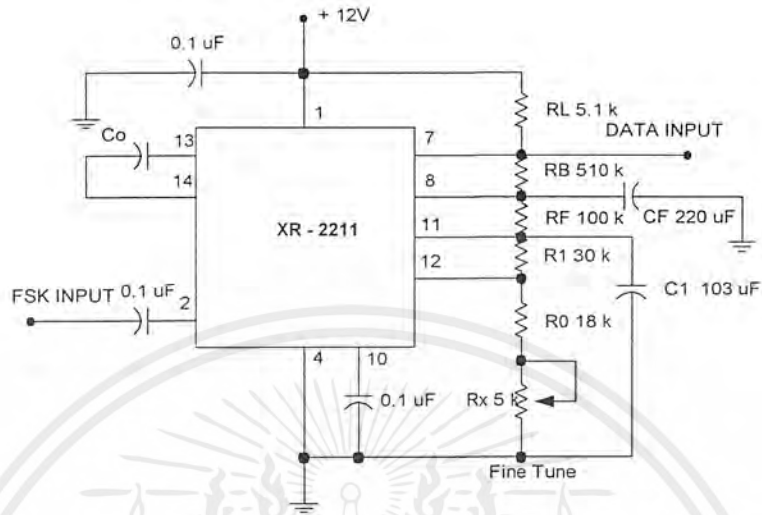
$$C_F = 3 / 1200 \text{ บอร์ด ไมโครฟาร์ัด}$$

$$C_F = 0.0025 \text{ ไมโครฟาร์ัด}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C_f =$ ใช้ค่า 0.0027 ไมโครฟารัด

วงจรที่ได้จากการออกแบบจะเป็นดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรเอฟเอสเค คีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

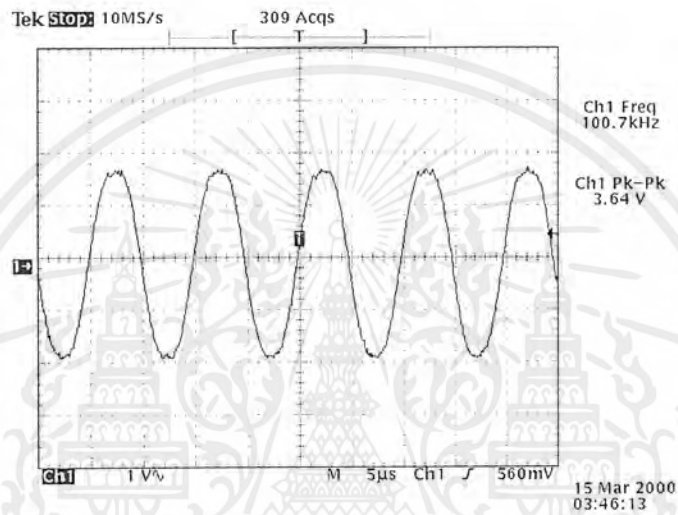
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

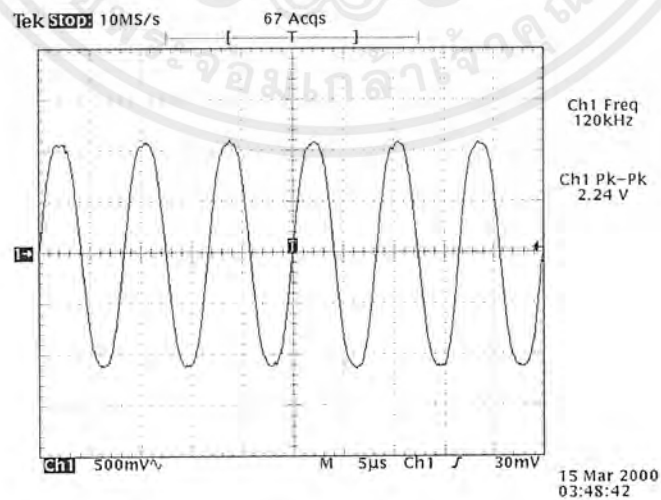
4.1 ผลการทดลองทางด้านภาคส่ง

4.1.1 ผลการทดลองในส่วนของวงจรกำเนิดคลื่นพาร์

ทำการสร้างสัญญาณความถี่คลื่นพาร์ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 120 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการมอดูเลตกับสัญญาณเสียงโดยใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.1 สัญญาณคลื่นพาร์ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

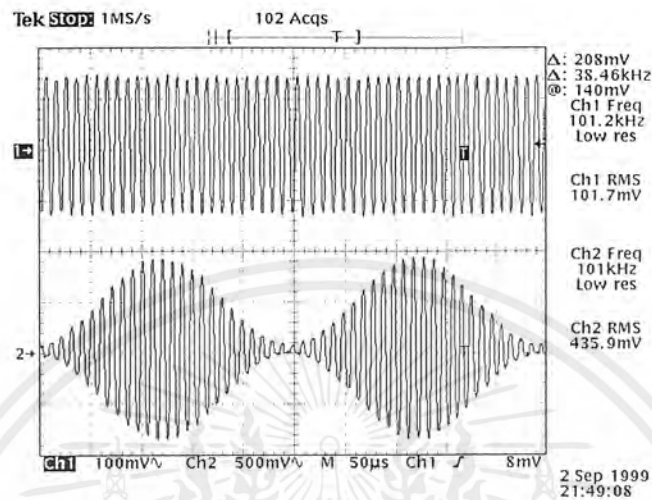


รูปที่ 4.2 สัญญาณคลื่นพาร์ความถี่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ผลการทดลองในส่วนของวงจรมอดูเลตแบบแอมพลิฟิเคชัน

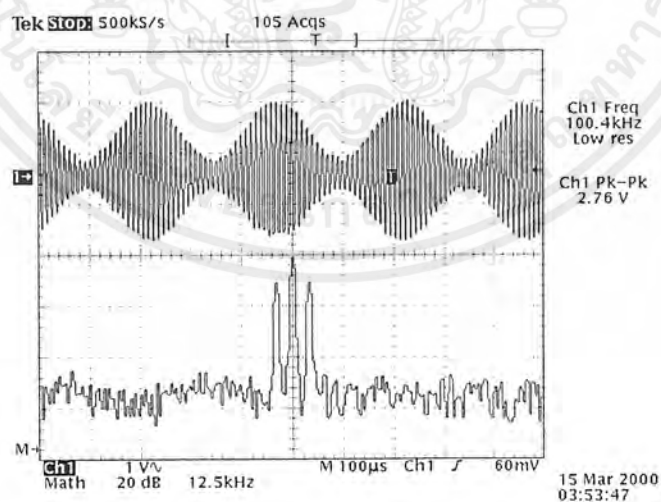
นำสัญญาณคลื่นพาห์ที่สร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์มาทำการมอดูเลตซึ่งได้ทำการทดลองโดยการนำมอดูเลตกับสัญญาณชายน์ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งผลการทดลองสามารถแสดงให้เห็นได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 สัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตด้วยสัญญาณชายน์ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์

ch1. สัญญาณคลื่นพาห์ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

ch2. สัญญาณเอเอ็ม

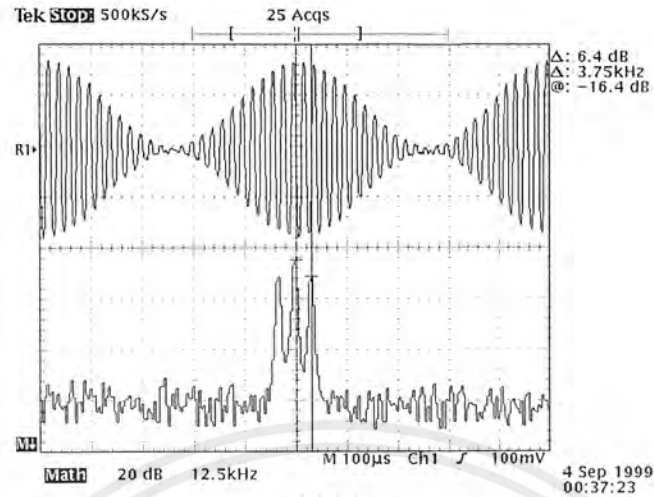


รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตด้วยสัญญาณชายน์ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์

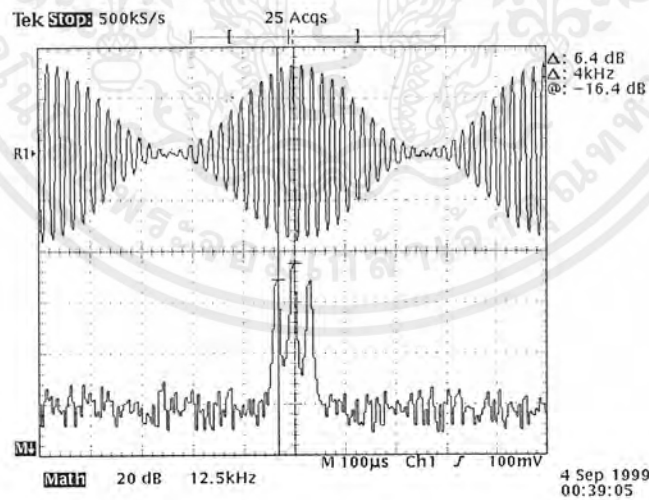
ch1. สัญญาณเอเอ็ม

ch2. สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สเปกตรัมทางด้านบนของสัญญาณเอเอ็ม
 ch1. สัญญาณเอเอ็ม
 ch2. สเปกตรัมทางด้านบนของสัญญาณเอเอ็ม

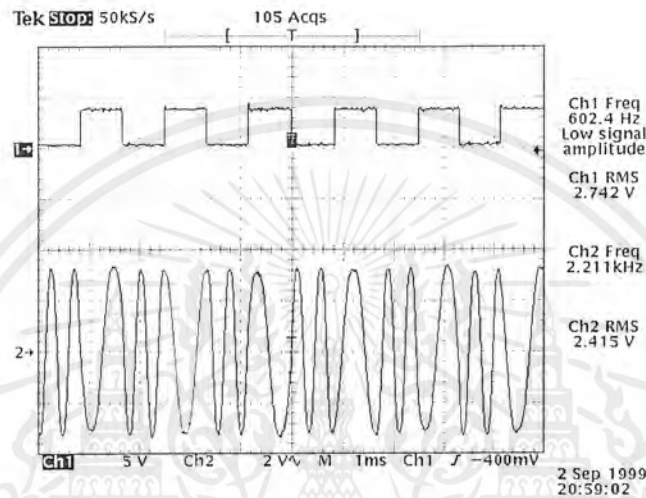


รูปที่ 4.6 สเปกตรัมทางด้านล่างของสัญญาณเอเอ็ม
 ch1. สัญญาณเอเอ็ม
 ch2. สเปกตรัมทางด้านล่างของสัญญาณเอเอ็ม

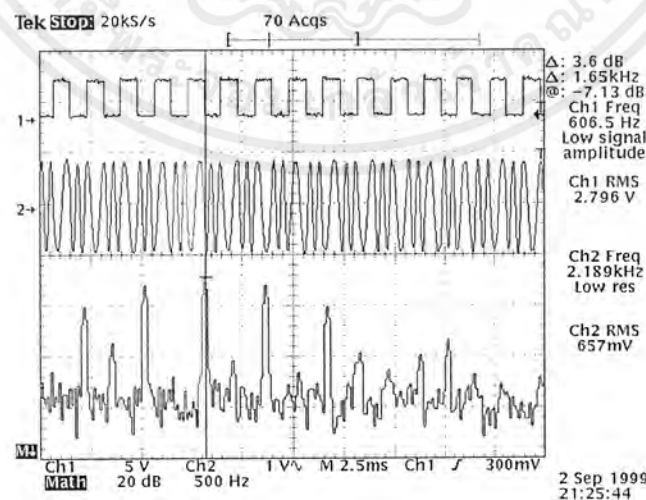
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 ผลการทดลองในส่วนของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์

ในโครงการนี้ได้กำหนดอัตราบอร์คเลทของสัญญาณเอฟเอสเคไว้ที่ 1200 บอร์ค โดยที่มีความถี่ที่แทนด้วยสถานะที่สัญญาณข้อมูลที่มีค่าเป็นหนึ่งเท่ากับ 1.2 กิโลเฮิร์ตซ์ และสถานะที่สัญญาณข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์มีค่าเท่ากับ 2.2 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำการทดลองการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณข้อมูลให้กับวงจรแล้วทำการสังเกตสัญญาณที่ได้พร้อมทั้งสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเค ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

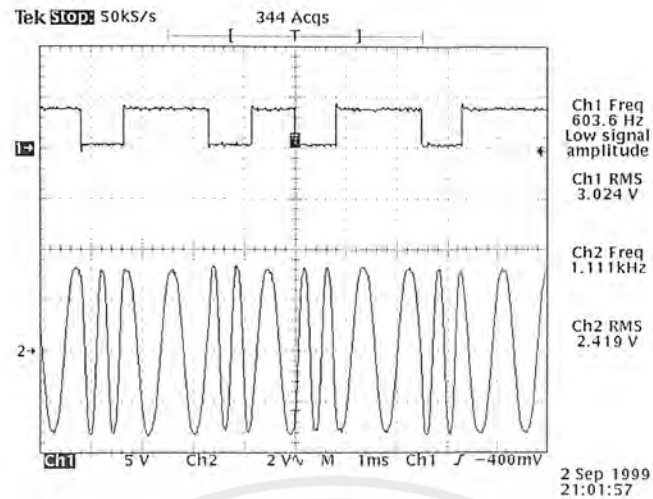


รูปที่ 4.7 สัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที่ 1
ch1. สัญญาณข้อมูลที่ 1
ch2. สัญญาณเอฟเอสเค



รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที่ 1

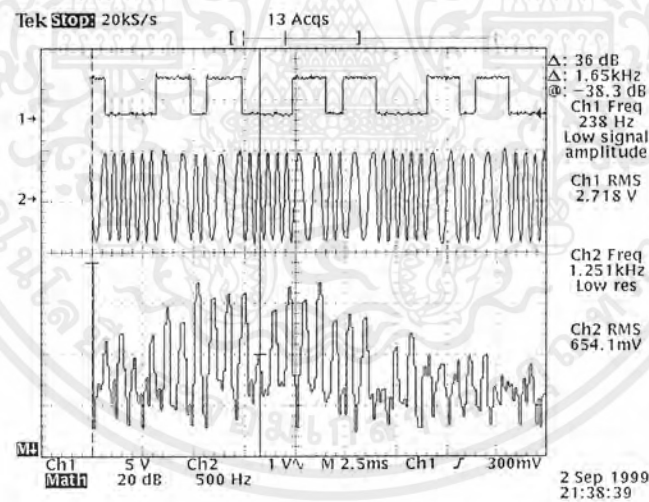
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณเอพเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที่ 2

ch1. สัญญาณข้อมูลที่ 2

ch2. สัญญาณเอพเอสเค

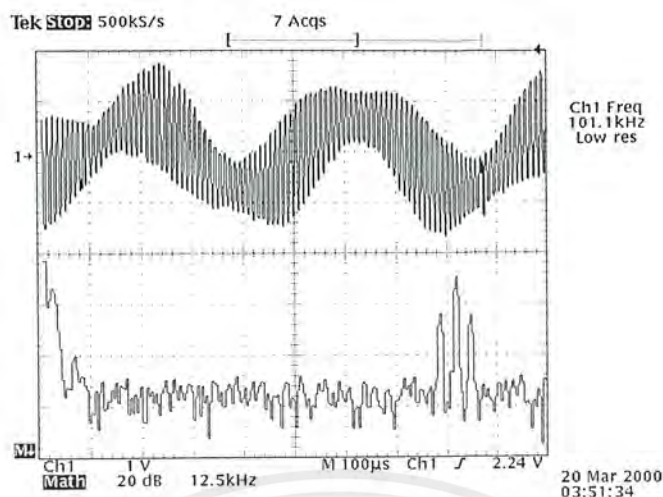


รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเอพเอสเคที่สัญญาณข้อมูลที่ 2

4.1.4 ผลการทดลองในส่วนของวงจรรวมสัญญาณ

นำสัญญาณที่มอดูเลตแบบแอมพลิจูด และสัญญาณข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสด้วยสัญญาณเอพเอสเคมา รวมกันเพื่อที่จะส่งออกไปยังสายโทรศัพท์ที่วงจรรวมสัญญาณ โดยทำการวัดสัญญาณที่ได้และสังเกต สเปกตรัมของสัญญาณ โดยได้ผลการทดลองดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ออกมาจากวงจรรวมสัญญาณ

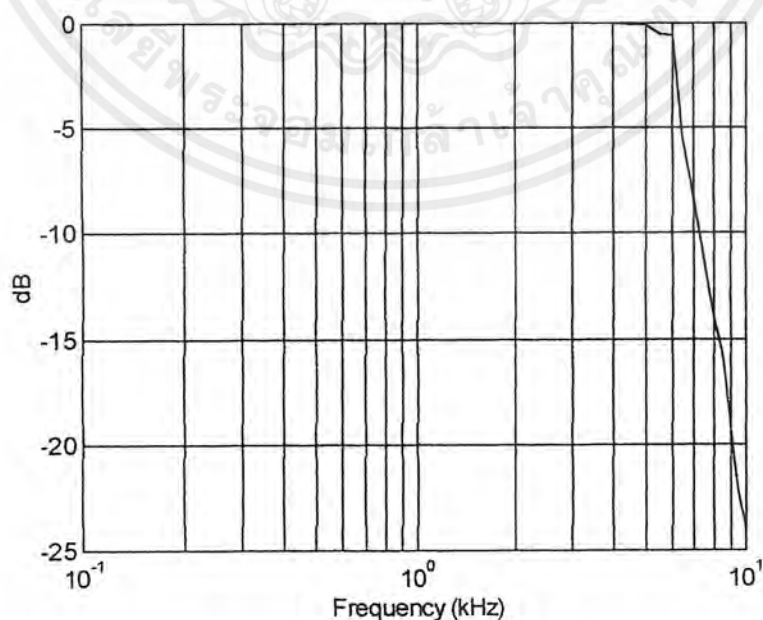
ch1. สัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ

ch2. สเปกตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรรวมสัญญาณ

4.2 ผลการทดลองในส่วนของภาครับ

4.2.1 ผลการทดลองในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

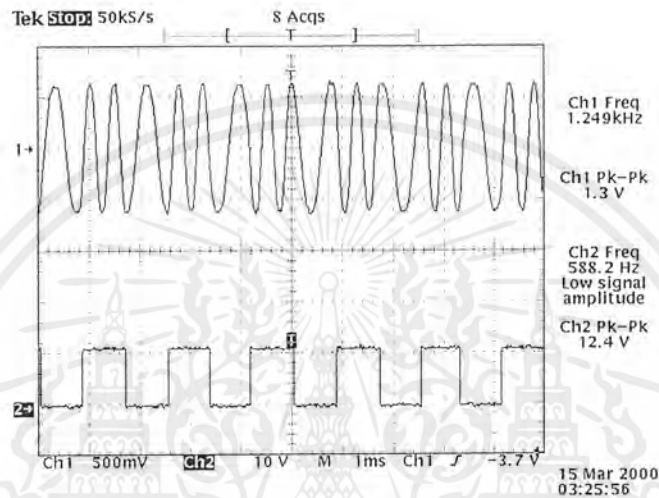
เพื่อที่จะสามารถนำสัญญาณเอฟเอสเคออกมาจากสัญญาณที่ผ่านการรวมสัญญาณกันระหว่างสัญญาณเอเอ็มและสัญญาณเอฟเอสเคที่ส่งมาทางภาคส่ง ทางภาครับจะต้องสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อใช้ในการกรองเอาเฉพาะสัญญาณเอฟเอสเค ออกมาโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังกล่าวให้ผลตอบสนองของความถี่ดังผลการทดลองนี้



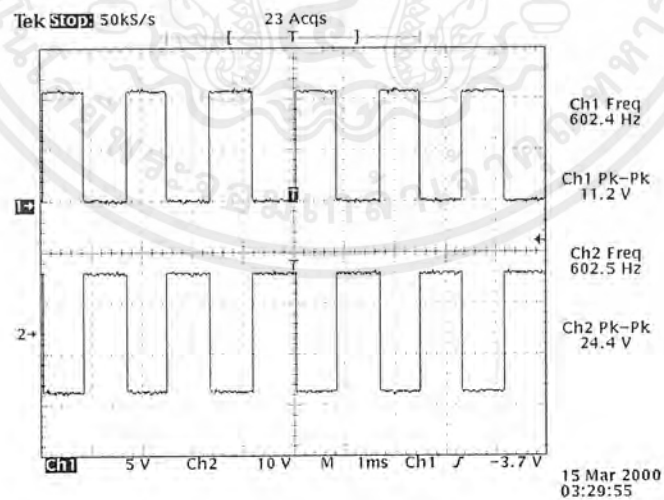
เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.12 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ผลการทดลองในส่วนของวงจรเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์

หลังจากที่สัญญาณได้ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณเอฟเอสเคที่ส่งมาจากภาคส่งก็จะถูกนำไปผ่านยังวงจรเอฟเอสเค ดิมอดูเลเตอร์ เพื่อที่จะใช้ในการนำสัญญาณข้อมูลกลับคืนมา และเนื่องจากสัญญาณข้อมูลที่ได้นี้ต้องส่งไปยังคอมพิวเตอร์ดังนั้นจะต้องมีการแปลงสัญญาณข้อมูลที่ได้ให้เป็นสัญญาณที่คอมพิวเตอร์นำไปประมวลผลได้โดยการใช้ไอซี MAX 232 ในการแปลงระดับสัญญาณนี้



รูปที่ 4.13 สัญญาณข้อมูลที่ได้ทางภาครับ

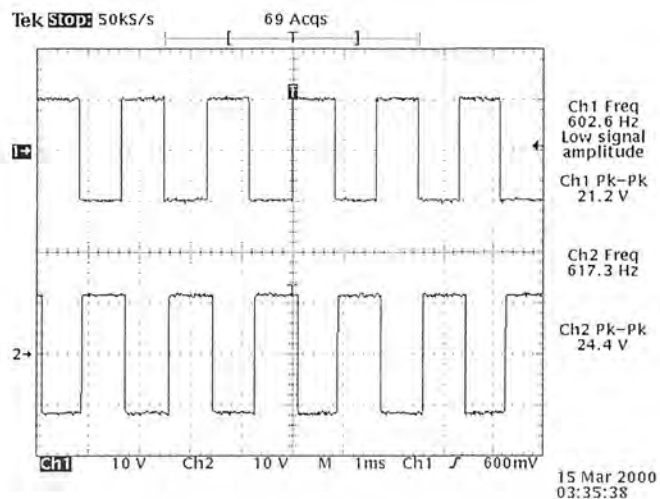


รูปที่ 4.14 สัญญาณข้อมูลที่ได้ทำการแปลงระดับสัญญาณแล้ว

ch1. สัญญาณข้อมูลที่ได้ทางภาครับ

ch2. สัญญาณข้อมูลที่ถูกแปลงระดับสัญญาณด้วย MAX 232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



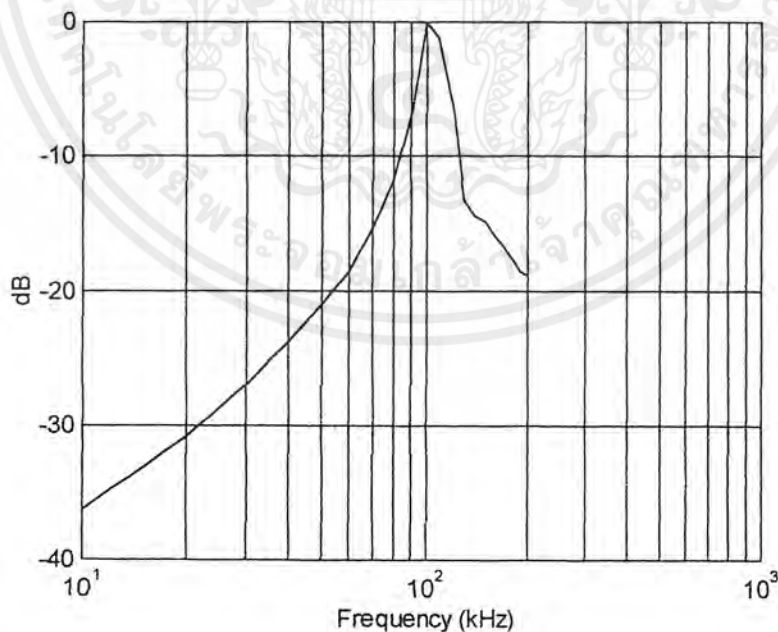
รูปที่ 4.15 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณข้อมูล

ch1. สัญญาณข้อมูลทางภาคส่ง

ch2. สัญญาณข้อมูลทางภาครับ

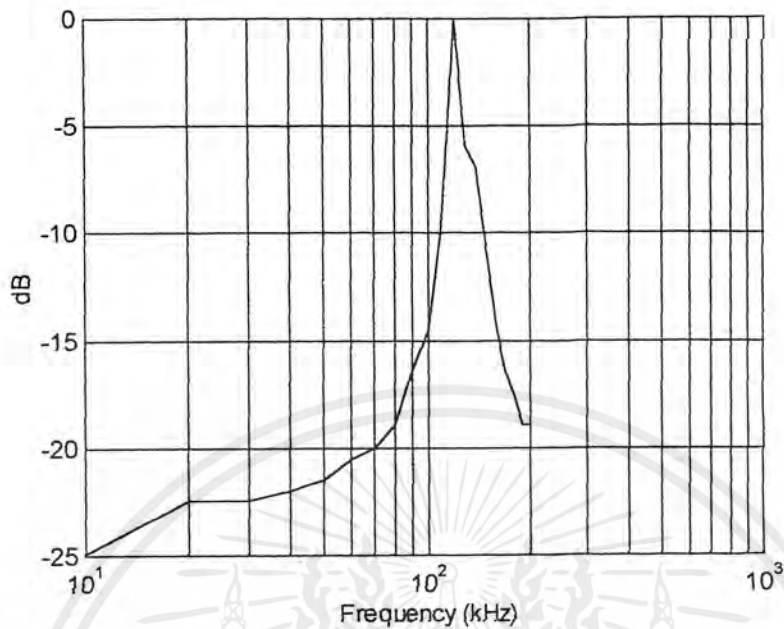
4.2.3 ผลการทดลองในส่วนของวงจรความถี่แถบผ่าน

เพื่อที่จะสามารถกรองเอาสัญญาณเอเอ็มออกมาจากสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณเอฟเอสเคและสัญญาณเอเอ็มที่รับได้จากภาคส่ง ทางภาครับจะต้องใช้วงจรความถี่แถบผ่านในการกรองเอาสัญญาณดังกล่าวออกมาโดยมีผลตอบสนองของความถี่ของวงจรที่ออกแบบไว้ดังนี้



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

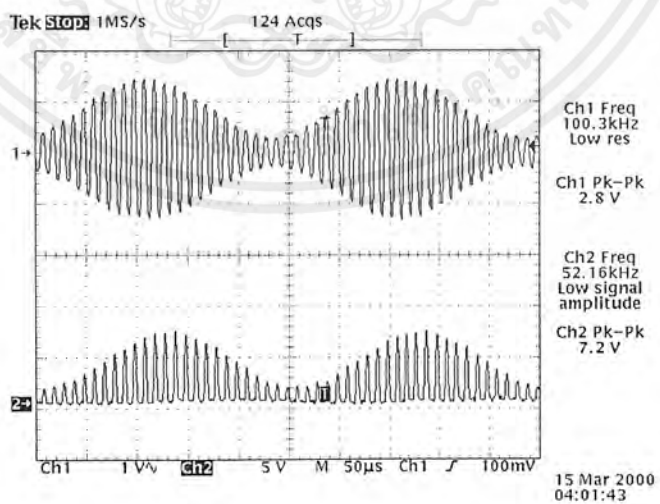
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ 120 กิโลเฮิร์ตซ์

4.2.4 ผลการทดลองในส่วนของวงจรเรคทีไฟเออร์ดีเทกต์เตอร์

ทำการทดสอบการทำงานของวงจรไดโอดดีเทกต์เตอร์ที่ออกแบบไว้โดยทดสอบโดยใช้สัญญาณชาน์ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยได้ผลการทดลองดังนี้

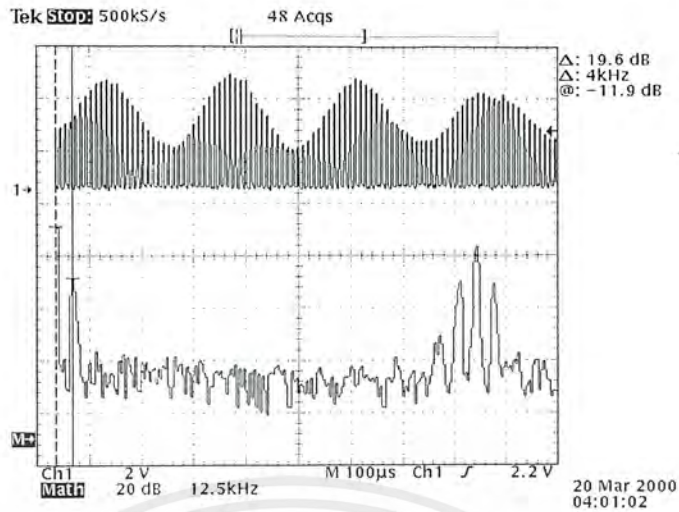


รูปที่ 4.18 สัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรไดโอด

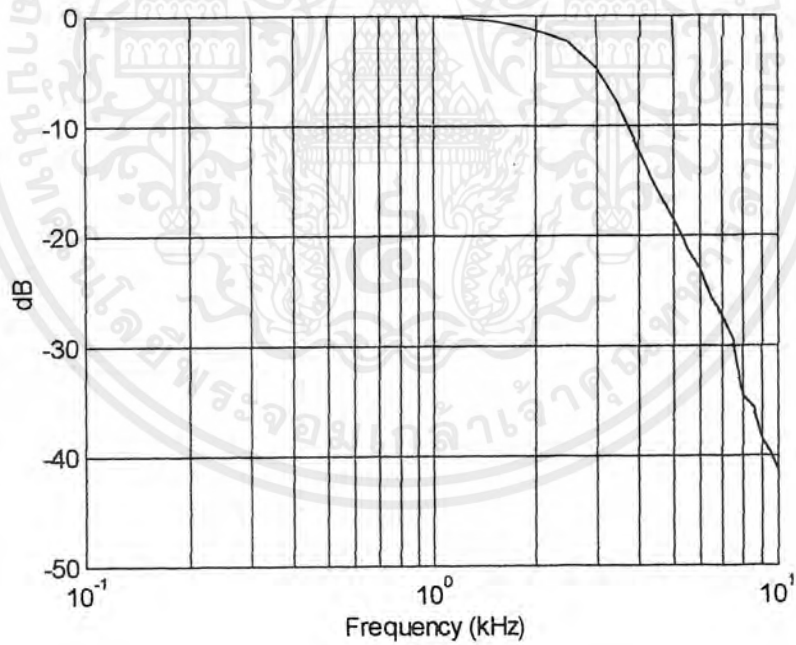
ch1. สัญญาณเอเอ็ม

ch2. สัญญาณเอเอ็ม หลังจากผ่านวงจรไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นจำเป็นต้องใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

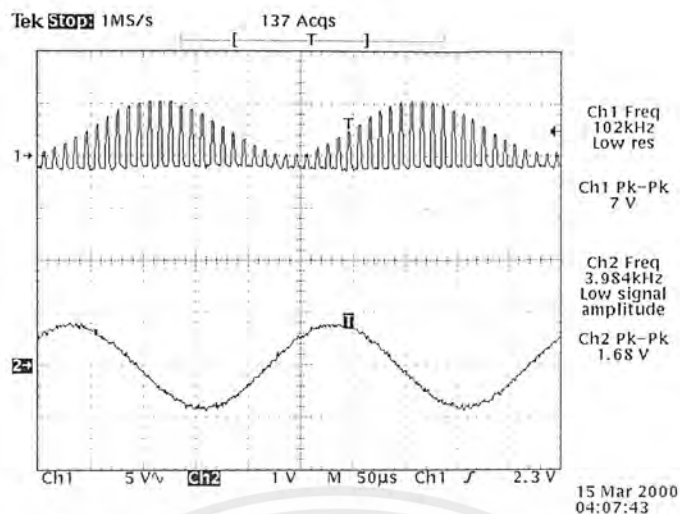


รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรไดโอด

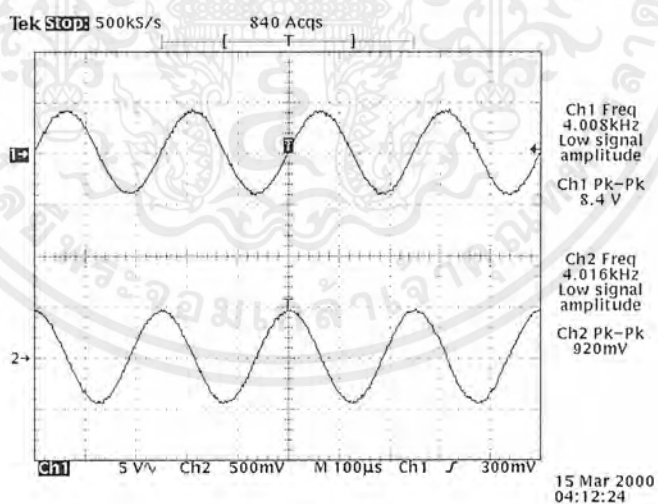


รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 สัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
ch1. สัญญาณเอเอ็มหลังจากผ่านวงจร ไดโอด
ch2. สัญญาณซายน์ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ได้ทางภาครับ



รูปที่ 4.22 เปรียบเทียบสัญญาณซายน์ 4 กิโลเฮิร์ตซ์
ch1. สัญญาณซายน์ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ทางด้านภาคส่ง
ch2. สัญญาณซายน์ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ ทางด้านภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากผลการทดลองและการทดสอบการใช้งานจริงของโครงการที่ได้จัดทำขึ้นสามารถที่จะสรุปผลของแต่ละส่วนของโครงการได้ดังนี้

5.1 วงจรกำเนิดคลื่นพาห้

โครงการนี้ต้องการสร้างความถี่คลื่นพาห้ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 120 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อทำงานเป็นฟลูตคูเพิล็กซ์ดังนั้นจึงเลือกใช้ ไอซีเบอร์ XR-2206 ในการทำหน้าที่นี้ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นได้ว่าสามารถสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ตามความถี่ที่ต้องการได้

5.2 วงจรมอดูเลทแบบแอมพลิจูด

สัญญาณเอเอ็มที่ได้จากการทำงานของวงจรมอดูเลทแบบแอมพลิจูดโดยใช้ ไอซีเบอร์ LM 13600 สามารถสร้างสัญญาณเอเอ็มออกมาได้แต่จะต้องมีการปรับความสมดุลของรูปสัญญาณ ก่อนที่จะนำไปรวมกับสัญญาณเอฟเอเอสเคเพราะว่าถ้าปรับความสมดุลของสัญญาณไม่ดีจะมีผลทำให้สัญญาณเอเอ็มที่สร้างขึ้นไปรบกวนสัญญาณเอฟเอเอสเคและส่งผลให้รูปสัญญาณเอฟเอเอสเคผิดเพี้ยนไป ทางด้านรับก็ไม่สามารถที่จะสร้างสัญญาณข้อมูลที่ถูกต้องกลับคืนมาได้ นอกจากการปรับความสมดุลของรูปสัญญาณเอเอ็มแล้วค่าขนาดของคลื่นพาห้ที่นำมามอดูเลทก็ยังมีผลต่อสัญญาณเอฟเอเอสเคเช่นเดียวกัน ดังนั้นจะต้องมีการปรับขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้ให้เหมาะสมด้วย

5.3 วงจรสร้างสัญญาณเอฟเอเอสเค

จุดสำคัญของวงจรมีอยู่ที่การปรับความถี่ของสัญญาณเอฟเอเอสเคให้ถูกต้องโดยในโครงการนี้ต้องการความถี่ที่สถานะของข้อมูลเป็นหนึ่งใน 1.2 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่ที่สถานะของข้อมูลเป็นศูนย์เท่ากับ 2.2 กิโลเฮิร์ตซ์ เพราะถ้าความถี่ของสัญญาณเอฟเอเอสเคในแต่ละสถานะผิดพลาดมากก็จะส่งผลให้การสร้างสัญญาณข้อมูลทางด้านภาครับผิดพลาดได้

5.4 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรมีหน้าที่ในการรวมสัญญาณเอเอ็มและสัญญาณเอฟเอเอสเคเพื่อส่งออกไปจากผลการทดลองสามารถแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถรวมสัญญาณทั้งสองได้โดยสังเกตได้จากสเปกตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรรวมสัญญาณแล้ว

แนวทางการพัฒนานั้นเนื่องจากว่าความเร็วในการส่งข้อมูลใน โครงการนี้กำหนดไว้ที่ความเร็ว 1200 บอร์ด ซึ่งยังนับว่ายังมีความเร็วต่ำอยู่ เพื่อที่จะสามารถส่งสัญญาณข้อมูลได้เร็วขึ้นอาจมีการปรับเปลี่ยนอัตราความเร็วให้สูงกว่านี้และใช้เทคนิควิธีอื่นในการส่งสัญญาณข้อมูล ส่วนในการส่งสัญญาณเสียงนั้นใน โครงการนี้ใช้วิธีการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดซึ่งยังมีวิธีการมอดูเลตแบบอื่นๆที่มีข้อดีว่าการมอดูเลตแบบนี้ เช่น การมอดูเลตดีเอสบี เอสซี การมอดูเลตแบบเอสเอสบี เอสซี เพราะว่าวิธีการต่างๆดังกล่าวนี้สามารถที่จะทำให้ประหยัดแถบความถี่ในการส่งลงได้ และเนื่องจากโครงการนี้เป็นการสื่อสารแบบฟูลดูเพล็กซ์ ซึ่งใช้สายโทรศัพท์ภายในชนิด 4 เส้นในการส่ง ดังนั้นจึงเป็นการดีที่จะส่งสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่ง โดยใช้สายโทรศัพท์เพียงแค่ 2 เส้น ซึ่งจะเป็นการลดจำนวนของสายส่งสัญญาณลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

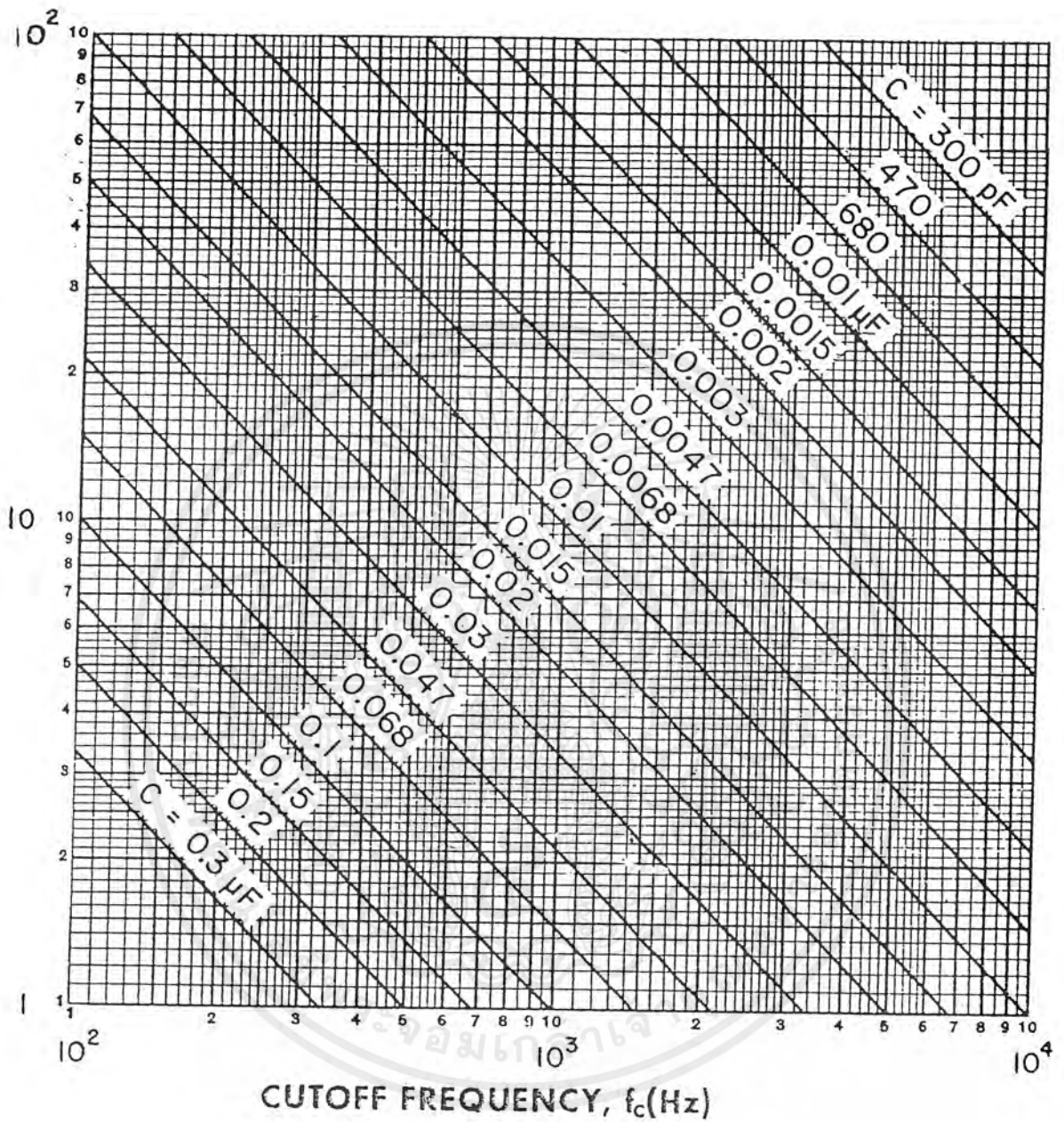


Fig. 2.10. (b) K parameter versus frequency.

ตารางที่ใช้ในการหาค่า C และค่า K สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

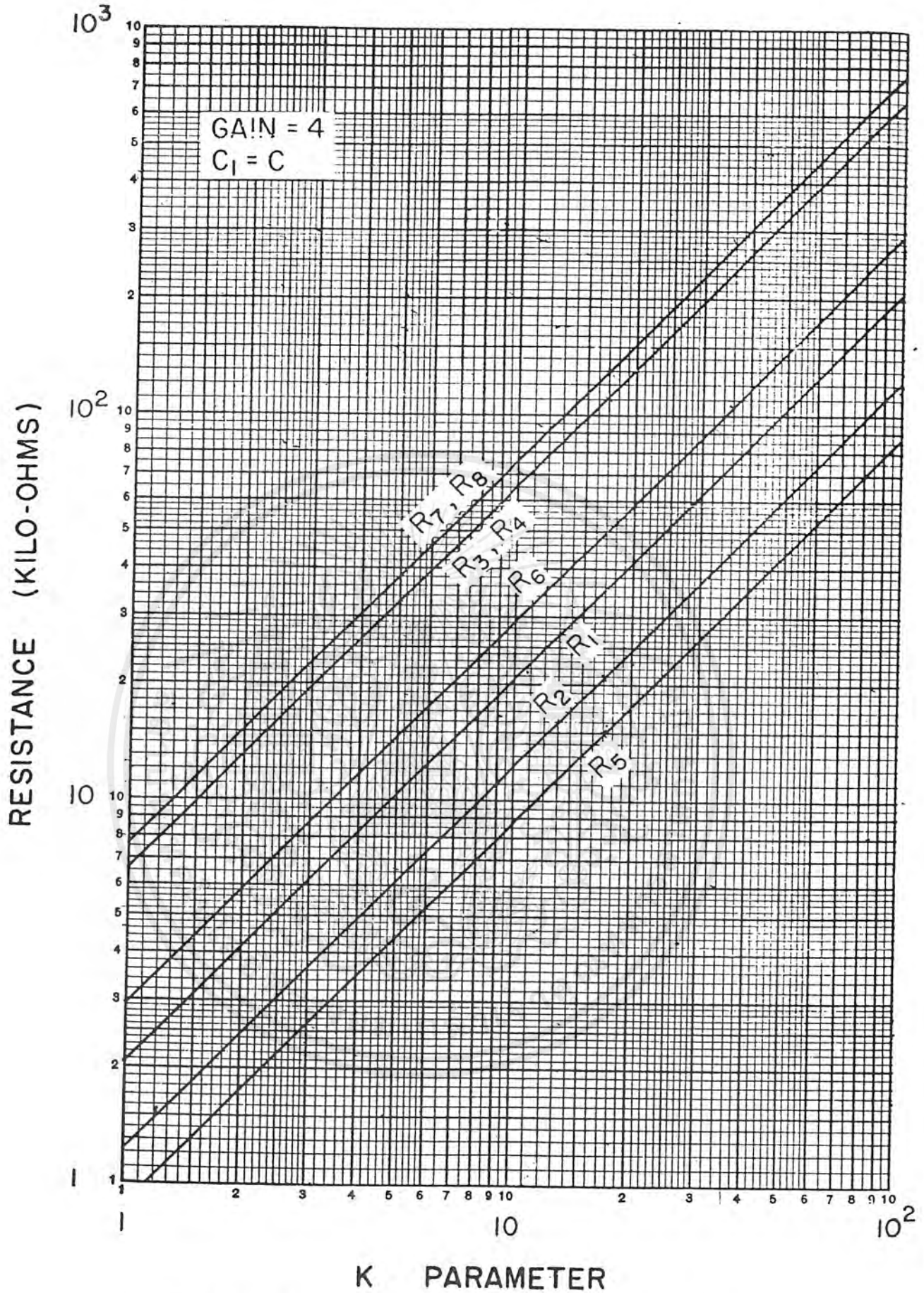


Fig. 2.28. Fourth-order low-pass Butterworth filter.

ตารางที่ใช้ในการหาค่าของอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

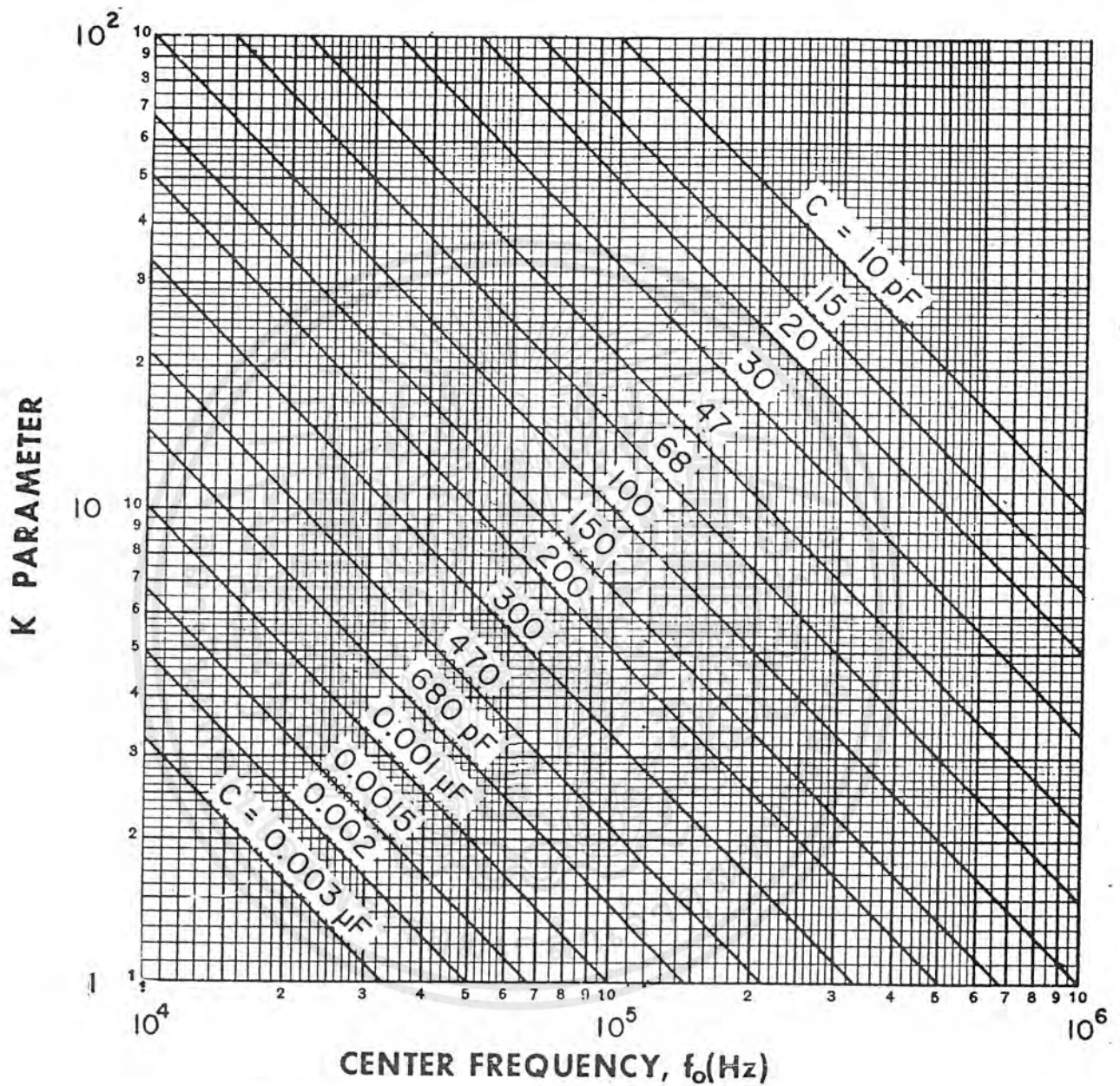


Fig. 4.11. (c) K parameter versus frequency.

ตารางที่ใช้ในการหาค่า C และค่า K สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

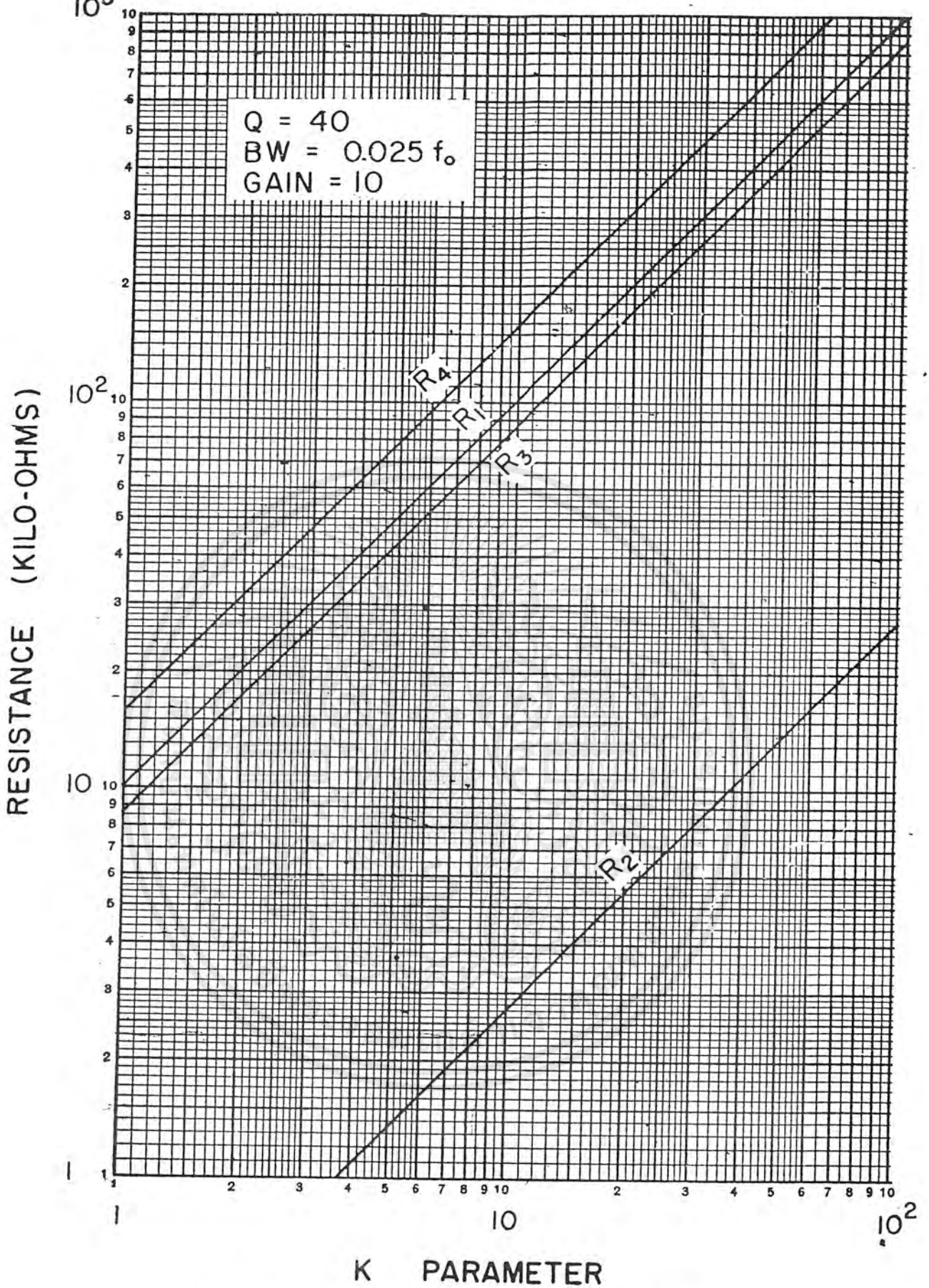


Fig. 4.39. Positive-feedback band-pass filter.

ตารางที่ใช้ในการหาค่าของอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการออกแบบวงจรของความถี่แถบผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

General Description

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

Features

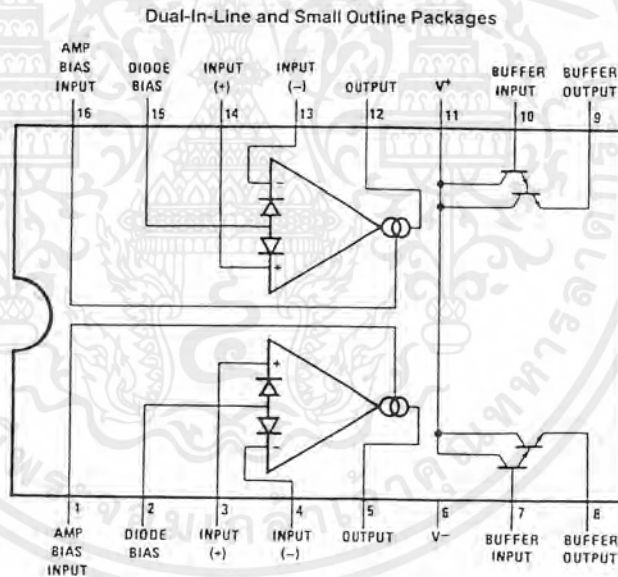
- g_m adjustable over 6 decades
- Excellent g_m linearity

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

Applications

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

Connection Diagram



Top View

TL/H/7980-2

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

Stereo Volume Control

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

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

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

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

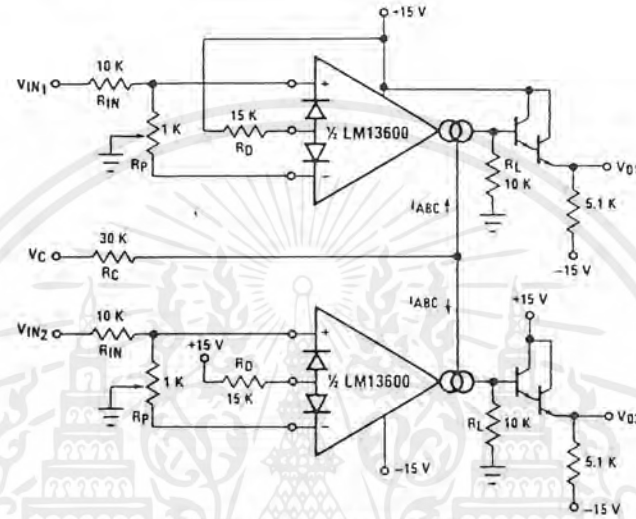


FIGURE 4. Stereo Volume Control

TL/H/7980-11

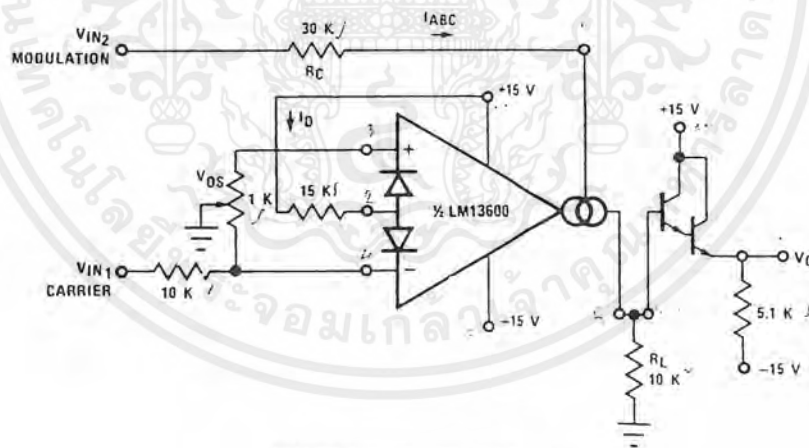


FIGURE 5. Amplitude Modulator

TL/H/7980-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

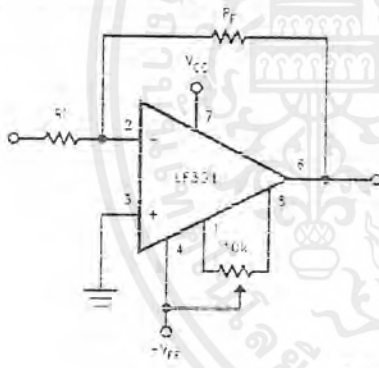
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

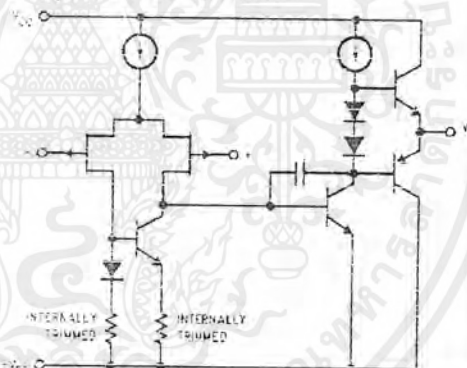
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



TL/H/5646-11

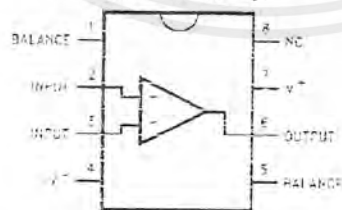
Simplified Schematic



TL/H/5646-12

Connection Diagrams

Dual-In-Line Package



Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

TL/H/5646-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	$\pm 15\text{V}$
Power Dissipation (Notes 1 and 5)	570 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
$T_{j(\text{MAX})}$	+150°C
Differential Input Voltage	$\pm 30\text{V}$
Input Voltage Range (Note 2)	$\pm 15\text{V}$
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

θ_{JA}		
N Package		120°C/W
M Package		(PD)
Soldering Information		
Dual-in-line package		
Soldering (10 sec.)		230°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)		215°C
Infrared (15 sec.)		220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating to be determined.		

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	13	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_I = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_I \leq 70^\circ\text{C}$		25	100	pA
I_B	Input Bias Current	$T_I = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_I \leq 70^\circ\text{C}$		50	200	pA
R_{in}	Input Resistance	$T_I = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 11	-15		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S = 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I_S	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_G = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_G = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_G = 100\Omega, f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_A = 25^\circ C, f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_G = \pm 15V$ and $\theta_{JC} - T_A = 75^\circ C$. V_{GS}, I_G and i_{os} are measured at $V_{GS} = 0$.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $1^\circ C$ increase in the junction temperature T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J - T_A = \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

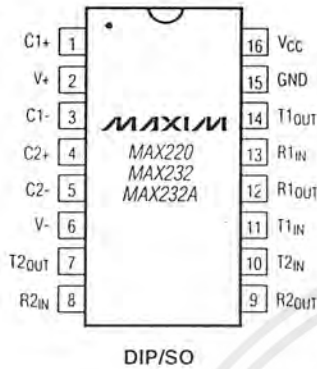


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

TOP VIEW



	CAPACITANCE (μF)				
DEVICE	C1	C2	C3	C4	C5
MAX220	4.7	4.7	10	10	4.7
MAX232	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
MAX232A	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1

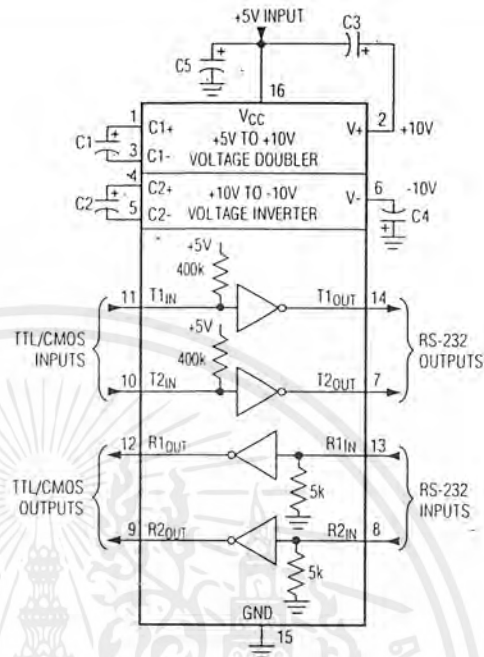


Figure 5. MAX220/MAX232/MAX232A Pin Configuration and Typical Operating Circuit

TOP VIEW



() ARE FOR MAX222 ONLY
PIN NUMBERS IN TYPICAL OPERATING CIRCUIT ARE FOR DIP/SO PACKAGES ONLY

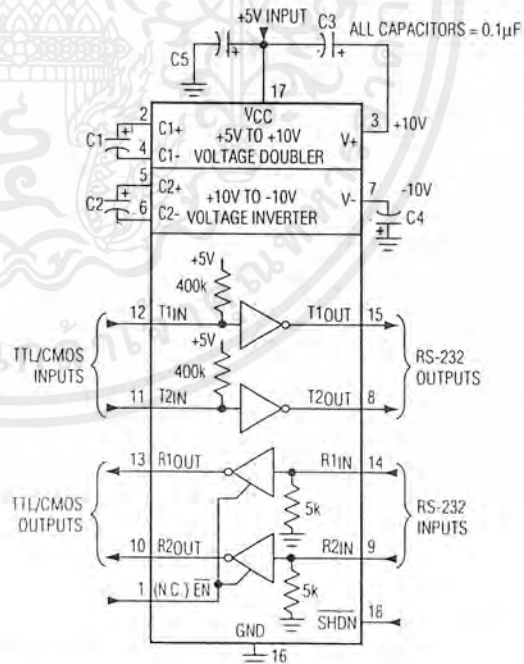


Figure 6. MAX222/MAX242 Pin Configurations and Typical Operating Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

June 1997-3

FEATURES

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

APPLICATIONS

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

GENERAL DESCRIPTION

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

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

ORDERING INFORMATION

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

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	+5		+13	+5		+13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	+4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	+50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $k\Omega$	Figure 2, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/ $k\Omega$	Figure 2, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

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

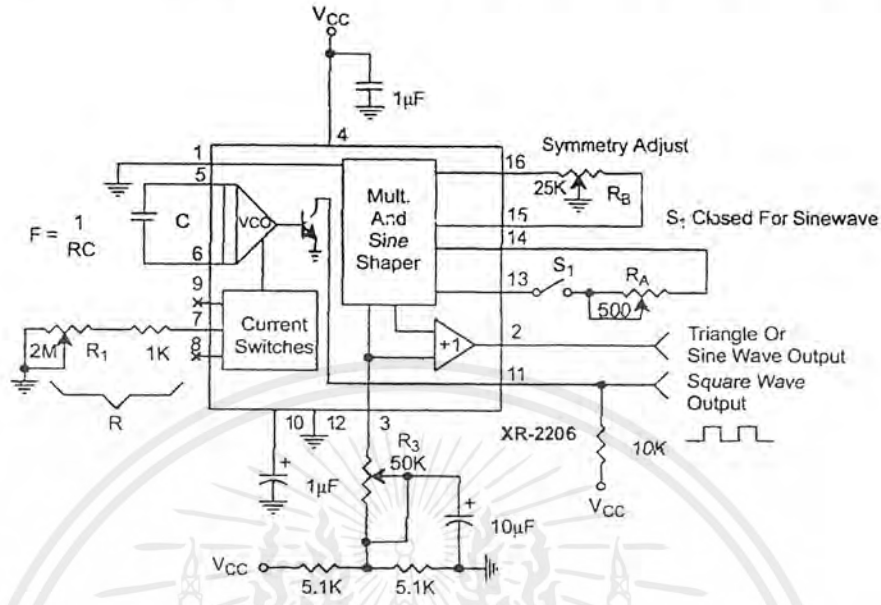


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 3)

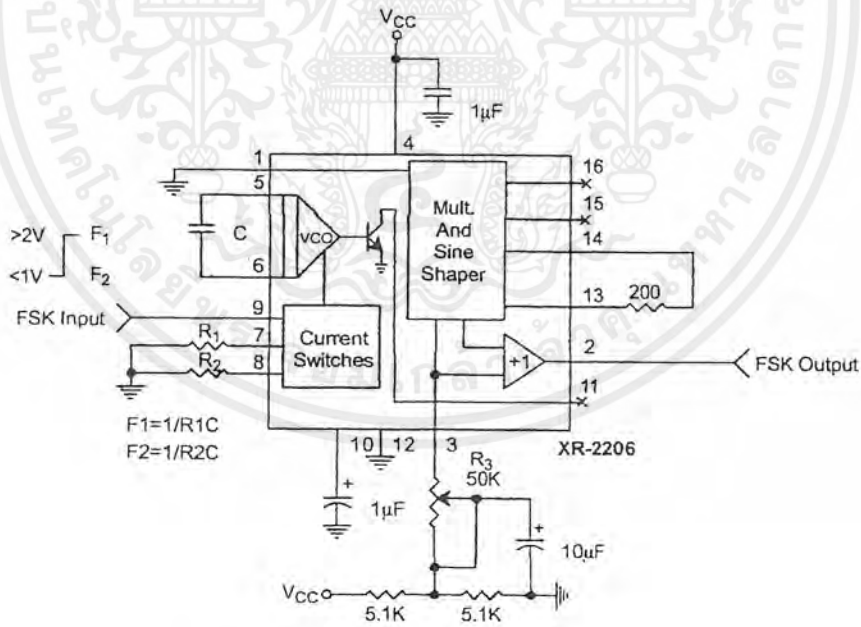


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

With External Adjustment:

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

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

Triangle Wave Generation

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

FSK Generation

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

Pulse and Ramp Generation

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

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

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

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

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

Frequency Sweep and Modulation:

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

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

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

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

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

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

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

FEATURES

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

APPLICATIONS

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

GENERAL DESCRIPTION

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

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

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

ORDERING INFORMATION

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

BLOCK DIAGRAM

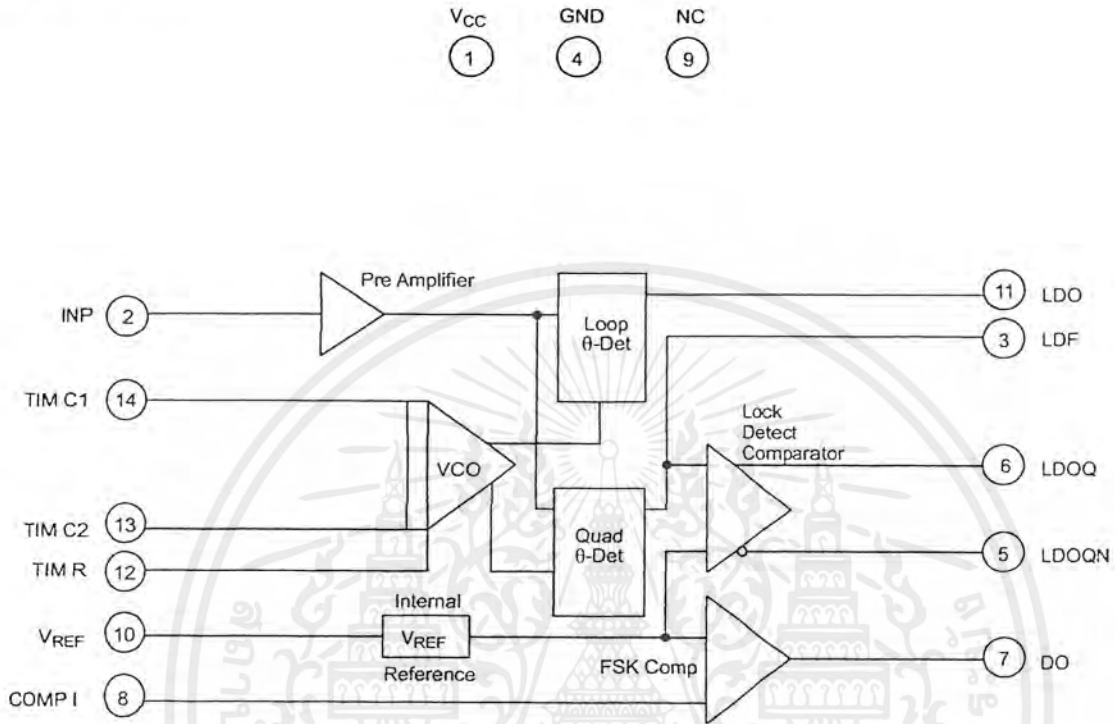


Figure 1. XR-2211 Block Diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

Notes

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

PRINCIPLES OF OPERATION

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

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

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

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

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

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

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

10 must be bypassed to ground with a 0.1 μF capacitor for proper operation of the circuit.

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

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

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

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

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

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

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

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

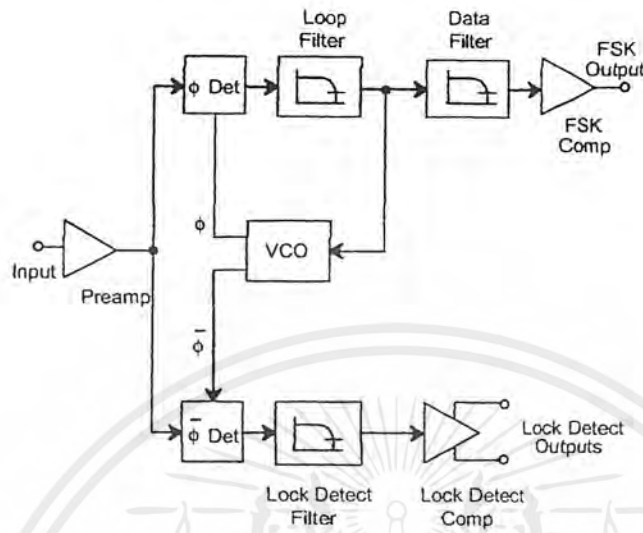


Figure 2. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

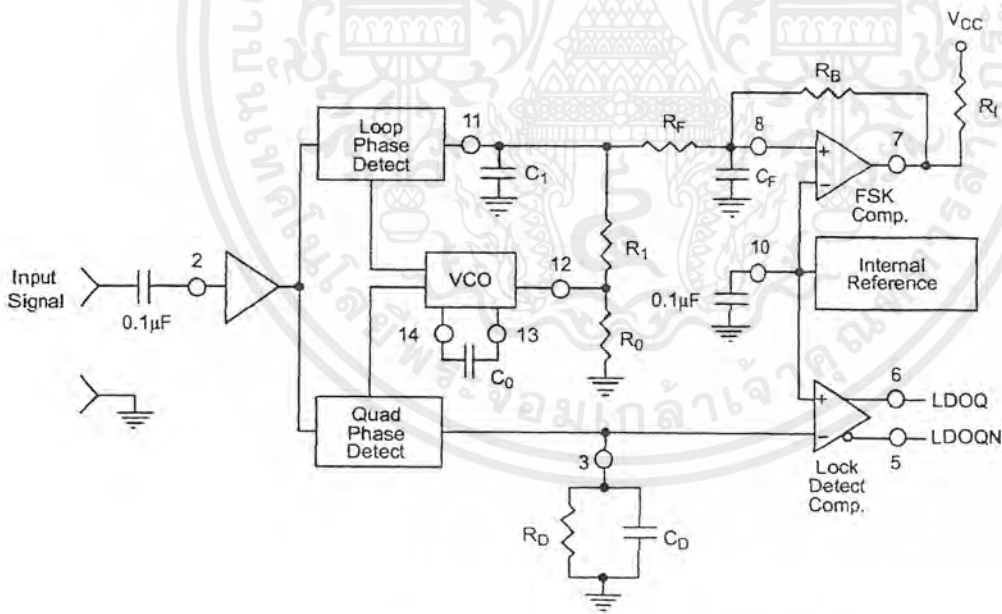


Figure 3. Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

APPLICATIONS INFORMATION

FSK Decoding

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

Design Instructions:

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

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

- a) Calculate PLL center frequency, f_0 :

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

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

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

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

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

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

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

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

Normally, $\zeta = 0.5$ is recommended.

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

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลงได้ด้วยความช่วยเหลือจากหลายฝ่ายอันได้แก่ รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ นายวีระสิทธิ์ แก้วโพธิ์คา นายภาคภูมิ ทองบัญญัติ และเพื่อนๆทุกคนที่ให้คำปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้