

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**ระบบการกระจายเสียงไร้สาย  
Wireless Audio Broadcasting System**



โดย  
นางสาวจรินทร์ แก้วมุลมุข  
นางสาวศรีสุดา สว่างศรี

มท.  
ร118ร  
2550

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 82953  
วัน,เดือน,ปี..... 29 ก.ค. 2551

b..... 11956982  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ระบบการกระจายเสียงไร้สาย**  
**Wireless Audio Broadcasting System**



โดย

นางสาวจรินทร์ แก้วมูลมุข 48015030

นางสาวศรีสุดา สว่างศรี 48015036

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

**ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**ปีการศึกษา 2550**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบการกระจายเสียงไร้สาย

Wireless Audio Broadcasting System

ผู้จัดทำ

1. นางสาวจรินทร์ แก้วมุลมุข 48015030
2. นางสาวศรีสุดา สว่างศรี 48015036

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ระบบการกระจายเสียงไร้สาย

### Wireless Audio Broadcasting System

โดย นางสาวจรินทร์ แก้วมุลมุข 48015030

นางสาวศรีสุภา สว่างศรี 48015036

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบ และการสร้างเครื่องส่ง/เครื่องรับสัญญาณวิทยุเพื่อใช้สำหรับระบบการกระจายเสียงแบบไร้สายโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงความถี่ในย่านความถี่ยูเอชเอฟ และทำการควบคุมความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูป สำหรับส่วนประกอบของโครงการในภาคส่งประกอบด้วย วงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรขับและขยายกำลังและวงจรขยายสัญญาณเสียง ส่วนภาครับประกอบด้วย วงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรผสมสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรคีมอดูเลต และวงจรขยายสัญญาณเสียง

#### Abstract

This project presents the design and fabrication of the transmitter/receiver for wireless audio broadcasting system by frequency modulation scheme at the ultra high frequency band. The frequency control is carried out by using phase lock loop. On the transmitting side, there are frequency synthesizer, driver and power amplifier and audio amplifier. The receiving side is composed of frequency synthesizer, band pass filter, mixer, low noise amplifier, demodulator and audio amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์                      อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. รศ.ดร.สมพล โกศลวิตร                                      อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
3. นายศุภกิต แก้วดวงตา

และบุคคลอื่นที่มีได้กล่าวถึงในที่นี้ ในที่นี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	1
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	7
2.1 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน	7
2.2 วงจรกรองความถี่	15
2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ	24
2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน	36
2.5 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์	41
2.6 การมอดูเลตทางความถี่	46
2.7 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก	50
2.8 ควอดคราเจอร์คี่เทกชัน	56
2.9 วงจรมิกเซอร์	57
2.10 เซรามิกฟิลเตอร์	59
2.11 วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล	60
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	
3.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง	64
3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ	65
3.3 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ ที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	67
3.4 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม	72
3.5 การออกแบบวงจรขับกำลังสัญญาณ	72
3.6 วงจรขยายกำลังสัญญาณ	72
3.7 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)	74
3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบที่ความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์	74
3.9 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	79
3.10 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	79
3.11 วงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)	80
3.12 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	80
3.13 การออกแบบกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)	81
3.14 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	83
3.15 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณ (Power Audio Amplifier)	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง(Audio Amplifier)	87
4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ อันดับที่ 2 ความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ (Active low Pass Filter)	87
4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	89
4.4 ผลการทดลองการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม (FM Modulator)	91
4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier)	91
4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง	92
4.7 การทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)	94
4.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)	95
4.9 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)	97
4.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ( IF Amplifier 10.7 MHz)	99
4.11 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์	102
4.12 ผลการทดลองวงจรคิมมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซี SA 636	104
4.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ (Active Low Pass Filter)	108
4.14 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	109
4.15 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง ( Power Audio Amplifier)	110
<b>บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป</b>	111
<b>ภาคผนวก</b>	
<b>กิตติกรรมประกาศ</b>	
<b>หนังสืออ้างอิง</b>	

## สารบัญภาพ

	หน้า
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ	4
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์	7
รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์	8
รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์	9
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่	10
รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	12
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา	12
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีของนอร์ตัน	12
รูปที่ 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting-Amplifier)	14
รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสมมูลของบัฟเฟอร์	14
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของบัคเตอร์เวิร์ท	15
รูปที่ 2.11 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรรองความถี่แบบบัคเตอร์เวิร์ท	16
รูปที่ 2.12 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำเป็นความถี่ช่วงผ่าน	18
รูปที่ 2.13 การแปลงองค์ประกอบจากวงจรความถี่ต่ำผ่านไปเป็นความถี่ช่วงผ่าน	19
รูปที่ 2.14 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ	20
รูปที่ 2.15 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านกรณี $K=1$ และ $R_1 = R_2 = 1$	21
รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเซบีเซฟ	22
รูปที่ 2.17 รีปเปิ้ลและฟังก์ชันการลดทอน	23
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	24
รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป	26
รูปที่ 2.20 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	26
รูปที่ 2.21 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน	27
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูป	31
รูปที่ 2.23 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	32
รูปที่ 2.24 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป	33
รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น (Step Function)	33
รูปที่ 2.26 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	36
รูปที่ 2.28 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	37
รูปที่ 2.29 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	37
รูปที่ 2.30 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	38
รูปที่ 2.31 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดัน	39
รูปที่ 2.32 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟด	39
รูปที่ 2.33 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลลิพิทท์	40
รูปที่ 2.34 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลลิพิทท์ที่ปรับค่าได้ตามแรงดัน	41
รูปที่ 2.35 วงจรรูปอันดับที่ 1	41
รูปที่ 2.36 วงจรรูปอันดับที่ 2	42
รูปที่ 2.37 วงจรรูปอันดับที่ 3	45
รูปที่ 2.38 สัญญาณเอฟเอ็ม	47
รูปที่ 2.39 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม	49
รูปที่ 2.40 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ $4.0$	49
รูปที่ 2.41 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	51
รูปที่ 2.42 การแมตซ์อิมพีแดนซ์	55
รูปที่ 2.43 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง	56
รูปที่ 2.44 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์คีย์เทกชัน	57
รูปที่ 2.45 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์	57
รูปที่ 2.46 วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode	58
รูปที่ 2.47 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	59
รูปที่ 2.48 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกส์ฟิลเตอร์	59
รูปที่ 2.49 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล	60
รูปที่ 2.50 ผลึกควอร์ตซ์และการตัดผลึก	61
รูปที่ 2.51 วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ (Pierce Oscillator)	63

**บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง**

รูปที่ 3.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	64
รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยาย 100 เท่า	65
รูปที่ 3.3 วงจรคั่นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key	66
รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่ความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิรตซ์	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.5 การต่อวงจรของไอซี MAX2608	67
รูปที่ 3.6 การต่อวงจรของไอซี MC12054	68
รูปที่ 3.7 ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152DW2	68
รูปที่ 3.8 โครงสร้างรูปฟิลเตอร์	69
รูปที่ 3.9 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง	71
รูปที่ 3.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	71
รูปที่ 3.11 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	72
รูปที่ 3.12 วงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	72
รูปที่ 3.13 วงจรรวมภาคส่ง	73
รูปที่ 3.14 การต่อวงจรของ ไอซี MAX2611	74
รูปที่ 3.15 การต่อวงจรของ ไอซี MAX2608	74
รูปที่ 3.16 การต่อวงจรของ ไอซี MC12054	75
รูปที่ 3.17 ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152DW2	75
รูปที่ 3.18 โครงสร้างรูปฟิลเตอร์	76
รูปที่ 3.19 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง	78
รูปที่ 3.20 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์	78
รูปที่ 3.21 วงจรภายในของ ELCM-5	79
รูปที่ 3.22 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	79
รูปที่ 3.23 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	80
รูปที่ 3.24 การต่อวงจรของ ไอซี MAX2611	80
รูปที่ 3.25 วงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์	81
รูปที่ 3.26 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key	82
รูปที่ 3.27 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่ความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิร์ตซ์	83
รูปที่ 3.28 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	83
รูปที่ 3.29 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยาย 100 เท่า	84
รูปที่ 3.30 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	84
รูปที่ 3.31 วงจรรวมภาครับ	85
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง	87
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	89
รูปที่ 4.4 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.5 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ ความถี่ด้วยเฟสล็อก รูปที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วกับความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	91
รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านวงจรจับกำลังความถี่ความถี่วิทยุ	91
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังความถี่ความถี่วิทยุ	92
รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขยายกำลัง	93
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	94
รูปที่ 4.11 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์	95
รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ	95
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์	96
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์	96
รูปที่ 4.15 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	98
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ ผ่านวงจรกรองแถบความถี่	98
รูปที่ 4.17 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณ ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	100
รูปที่ 4.18 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	101
รูปที่ 4.19 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณ ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	101
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์	102
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	103
รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ที่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์	104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.23 สเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ ( ขา 4 ) ของ SA636	104
รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ SA636	105
รูปที่ 4.25 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณ	105
รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	106
รูปที่ 4.27 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	107
รูปที่ 4.28 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของ วงจรมอดูเลเตอร์ (ขา8) ของ SA636	107
รูปที่ 4.29 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรอง ความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	109
รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณเสียง	109
รูปที่ 4.31 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถยายกำลังสัญญาณเสียง	110

## สารบัญตาราง

	หน้า
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	
<b>ตารางที่ 2.1</b> ค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ	17
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	
<b>ตารางที่ 3.1</b> ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่อันดับต่างๆ	65
<b>ตารางที่ 3.2</b> ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่อันดับต่างๆ	81
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
<b>ตารางที่ 4.1</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	88
<b>ตารางที่ 4.2</b> ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง	93
<b>ตารางที่ 4.3</b> ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต	94
<b>ตารางที่ 4.4</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	97
<b>ตารางที่ 4.5</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	99
<b>ตารางที่ 4.6</b> ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต	100
<b>ตารางที่ 4.7</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์	106
<b>ตารางที่ 4.8</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	108
<b>ตารางที่ 4.9</b> ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	110

# บทที่ 1

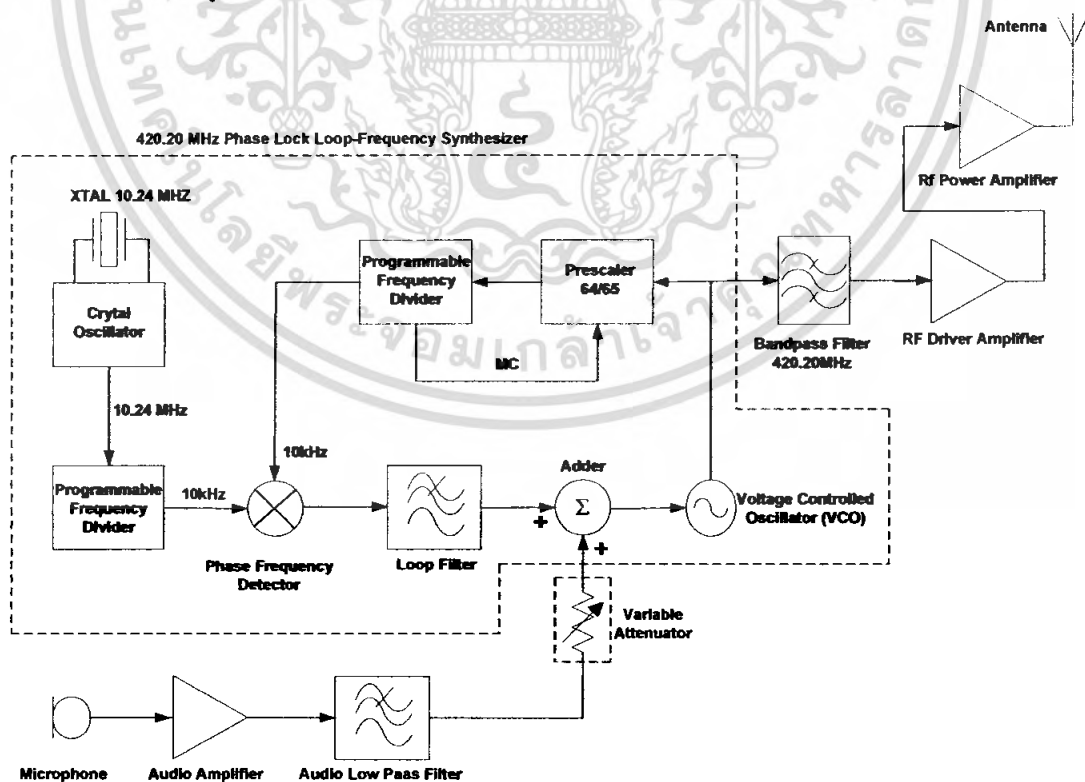
## บทนำ

การติดต่อสื่อสารเป็นกิจกรรมหนึ่งในชีวิตประจำวันของบุคคลทุกคนในสังคม การติดต่อสื่อสารที่มีประสิทธิภาพย่อมได้เปรียบและนำมาซึ่งของการติดต่อสื่อสารนั้นๆ จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีในปัจจุบันก่อให้เกิดรูปแบบในการติดต่อสื่อสารขึ้นมากมาย การสื่อสารในแต่ละประเภทมีจุดเด่นและจุดด้อยแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ที่ใช้ในการติดต่อสื่อสาร ซึ่งในปัจจุบันในการติดต่อสื่อสารข้อมูลด้วยคลื่นวิทยุนั้นมีบทบาทสูงขึ้น เนื่องจากการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุนี้มีข้อดีคือสามารถสื่อสารกันได้แม้มีสิ่งกีดขวางกั้นกลางระหว่างผู้ส่งสารและผู้รับสาร นอกจากนั้นยังเกิดความสะดวกในการเคลื่อนที่เนื่องจากปราศจากสายนำสัญญาณ การสื่อสารไร้สายมีมากมายตัวอย่างเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่หรือระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย เป็นต้น

ในโครงการนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบ และการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุแบบเอฟเอ็ม โดยใช้ย่านความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการส่งสัญญาณเสียงพูดระหว่างกันและกัน โดยสามารถแยกอธิบายทั้งภาคส่งและภาครับแบบพอสังเขปเพื่อให้เห็นโครงสร้างและขอบเขตของโครงการได้ดังนี้

### ภาคส่ง (Transmitter)

ภาคส่งของเครื่องรับสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. ไมโครโฟน ( Microphone ) ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานเสียงให้เป็นพลังงานไฟฟ้า
2. วงจรขยายสัญญาณเสียง ( Audio Amplifier ) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น
3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Audio Low pass Filter ) ทำหน้าที่กำจัดแถบความถี่ของสัญญาณเสียงสัญญาณเสียงที่รับได้จากไมโครโฟน เพื่อให้เหลือเพียงแถบความถี่ของสัญญาณเสียงที่ต้องการเท่านั้น
4. วงจรลดทอนขนาดสัญญาณ ( Variable Attenuator ) ทำหน้าที่ลดทอนขนาดของสัญญาณก่อนส่งไปทำการมอดูเลชันแบบเอฟเอ็มให้มีขนาดสัญญาณที่เหมาะสม เพื่อให้กำหนดค่าการเบี่ยงเบนความถี่ของการมอดูเลชันให้เป็นไปตามที่ต้องการ วงจรลดทอนขนาดสัญญาณใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้เป็นตัวลดทอนขนาดสัญญาณ
5. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ ( 420.20 MHz Phase Lock Loop – Frequency Synthesizer ) ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่ในช่วง 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม โดยประกอบด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้คือ

5.1 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ ( 10.24 MHz Crystal Oscillator ) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้ตามแรงดันควบคุม (VCO) โดยใช้คริสตัลเป็นตัวเรโซแนนซ์ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ำ

5.2 วงจรหารความถี่ ( Frequency Divider ) ทำหน้าที่หารความถี่จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ หารด้วย 1024 จะทำให้เหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสต่อไป

5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ( Voltage Control Oscillator ) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณวิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปโดยต้องการล็อกความถี่ในช่วง 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์

5.4 วงจรพรีสเกลเลอร์ ( Prescaler ) ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีที่ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งค่าการหารได้ สามารถทำงานได้ พรีสเกลเลอร์ใช้แบบมอดูลัส (Dual Modulus Prescaler) ซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control)

5.5 วงจรหารความถี่อินพุตแบบโปรแกรมค่าการหารได้ ( Programmable Frequency Divider ) เมื่อสัญญาณอินพุตจากวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม หารความถี่ด้วยพรีสเกลเลอร์แล้วความถี่ที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเปรียบเทียบเฟสได้เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่ ตัวหารความถี่แบบตั้งค่าการหารได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมการหารความถี่ของสัญญาณอินพุตและควบคุมจำนวนครั้งในการหาร 64 หรือ 65 ของมอดูลัสพรีสเกลเลอร์ ดังนั้นหากต้องการทราบกระบวนการในการ

หารความถี่ต้องพิจารณาทั้งสองควบคู่กัน ไป คำนวณหารความถี่สามารถ โปรแกรมผ่านขา N9-N0 และ A5-A0

5.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ ( Phase Frequency Detector ) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณ โดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม(VCO)

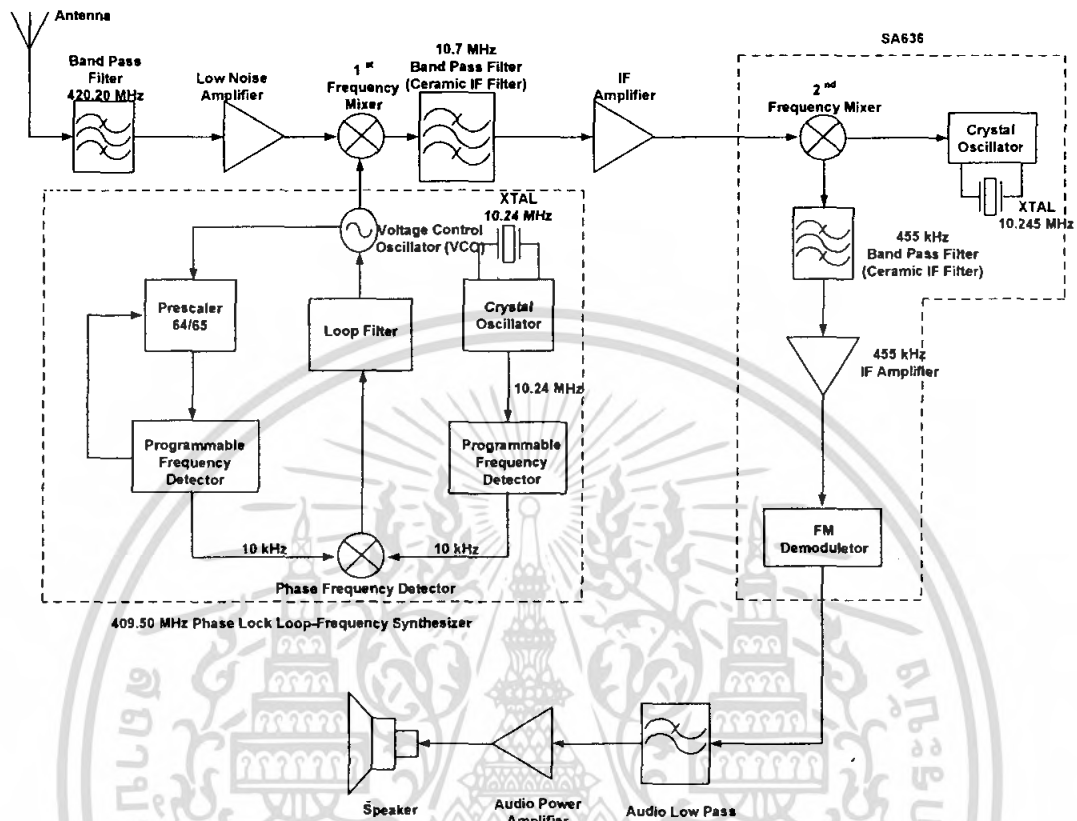
5.7 วงจรลูปฟิลเตอร์ ( Loop Filter ) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบของไฟฟ้ากระแสตรง และไฟฟ้ากระแสสลับ โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบของไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม(VCO)

5.8 วงจรรวมสัญญาณ ( Adder ) ทำหน้าที่รวมสัญญาณ ไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์เข้ากับสัญญาณเสียงที่มีการจำกัดแถบความถี่และลดทอนขนาดของสัญญาณแล้วเข้าด้วยกัน โดยขนาดของสัญญาณจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของการมอดูเลชันแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงต้องมีการปรับขนาดของสัญญาณเสียงที่เข้าตัวรวมสัญญาณให้เหมาะสมด้วยวงจรลดทอนขนาดของสัญญาณเสียงก่อน

6. วงจรกรองความถี่แถบผ่าน 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ( 420.20 MHz Band pass Filter ) ทำหน้าที่ให้เฉพาะแถบความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ เท่านั้นที่ออกไปให้เอาต์พุต ซึ่งความถี่นี้เป็นความถี่คลื่นพาห์ที่ส่งออกอากาศ
7. วงจรขับกำลังความถี่วิทยุ ( RF Driver Amplifier ) วงจรขับกำลังความถี่วิทยุถูกนำมาใช้เพื่อขยายขนาดสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกก่อนนำไปเข้าวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ
8. วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ ( RF Amplifier ) เป็นวงจรขยายกำลังภาคสุดท้ายก่อนส่งสัญญาณออกอากาศ เพื่อให้การส่งได้ระยะทางที่ไกลขึ้น

## ภาครับ (Receiver)

ภาครับของเครื่องรับสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ (420.20 MHz Band pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของ สัญญาณอินพุตที่เข้าสายอากาศเพื่อเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการและป้องกันสัญญาณ ความถี่อื่นที่ขนาดมีขนาดสัญญาณแรงกว่า เพื่อไม่ให้วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำในภาคถัดไปเกิดการอิมพัลส์
2. วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ ( Low Noise Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านการเลือกกรองช่วงความถี่แล้ว ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อส่งต่อไปให้กับวงจรมิกเซอร์ความถี่
3. วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 (1<sup>st</sup>Frequency Mixer) ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (420.20 เมกะเฮิร์ตซ์) โดยทำการผสมกับความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำ โดยมีความถี่กลาง (IF Frequency) ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

4. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ (409.50 MHz Phase Lock Loop Frequency Synthesizer) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล (Local Frequency) โดยผลิตความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 องค์ประกอบภายในเหมือนกันกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปด้านภาคส่ง ยกเว้นปราศจากวงจรรวมสัญญาณเท่านั้น ดังประกอบด้วยวงจรต่อไปนี้

- วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์
- วงจรหารความถี่คริสตอล
- วงจรหารความถี่
- วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
- วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่
- วงจรรูปฟิลเตอร์

5. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ( 10.7 MHz Band pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 เพื่อให้ความถี่อื่นถูกลดทอนลงไป โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาเป็น 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

6. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ( 10.7 MHz IF Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (วงจรกรองแถบความถี่กลาง)

7. วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator 10.245 MHz) ทำหน้าที่กำเนิดความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการลดความถี่กลางจาก 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นความถี่กลางค่าที่ 2 คือ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยวงจรจะเป็นส่วนหนึ่งในไอซีเบอร์ SA636 เพียงทำการต่อคริสตอลจากภายนอกเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้เท่านั้น

8. วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 2 ( 2<sup>nd</sup> Frequency Mixer ) ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (10.7 เมกะเฮิร์ตซ์) โดยผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำ โดยมีความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์

9. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ( 455 kHz Band pass Filter ) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 2 เพื่อให้ความถี่อื่นถูกลดทอนลงไป เหลือแต่ความถี่กลางที่เราต้องการคือ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

10. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ( 455 kHz IF Amplifier ) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 455 กิโลเฮิร์ตซ์

11. วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ ( FM Demodulator) ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงออกมาจากความถี่กลาง (455 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยใช้วงจรดีมอดูเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ (Quadrature) เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารออกมา

12. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Audio Low pass Filter) ทำหน้าที่กำจัดองค์ประกอบของสัญญาณอื่นๆที่ไม่ใช่สัญญาณเสียงออกไปเพื่อให้เหลือเพียงความถี่ของสัญญาณเสียงที่เราต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13. วงจรขยายสัญญาณเสียง ( Audio Amplifier ) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำ ที่ผ่านการกำจัดแถบความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาแล้ว ให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น

14. วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง ( Power Audio Amplifier ) ทำหน้าที่ขยายขนาดและกำลังของ สัญญาณเสียงที่ได้จากการติบอดูเลตให้มีกำลังเพียงพอที่จะสามารถทำให้ลำโพงดังได้

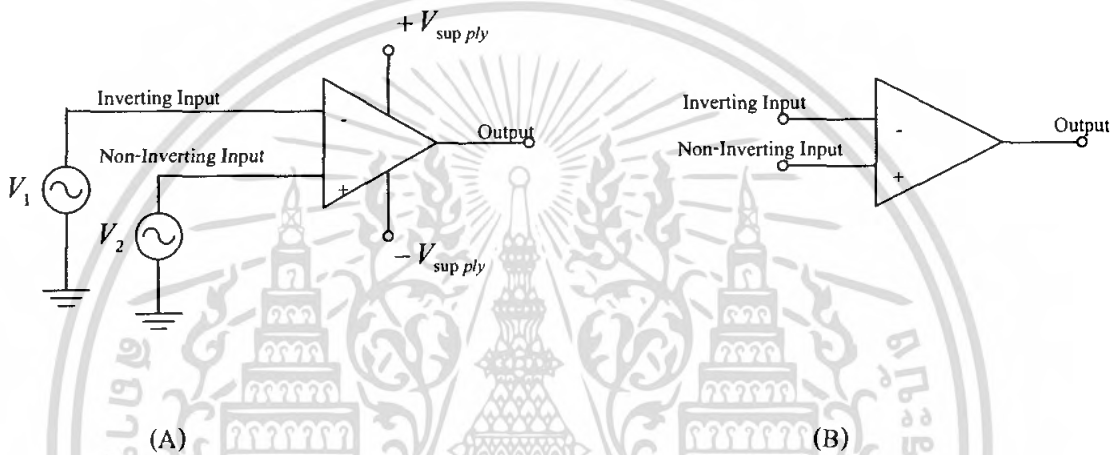


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน ( Op-Amp and Application )

ออปแอมป์ ( Op-Amp and Application: Op-Amp ) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อัตราขยายสูงขณะทำงานที่ลูปปิด ( close loop gain ) และสามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของออปแอมป์ได้จากค่าของอุปกรณ์ต่อภายนอก จากรูปที่ 2.1 (A) แสดงสัญลักษณ์ของออปแอมป์ซึ่งประกอบด้วยขาสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ขาสัญญาณ (ขาสัญญาณอินพุตบวกและขาสัญญาณอินพุตลบ) และขาสัญญาณเอาต์พุตอีก 1 ขาสัญญาณ



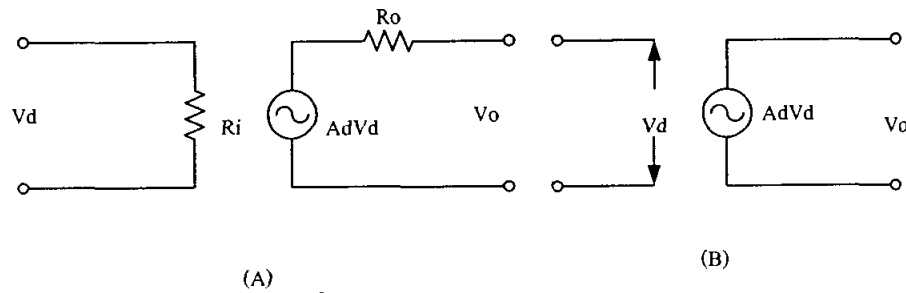
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

สัญญาณอินพุตแต่ละขาสัญญาณจะมีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตและในการใช้สัญลักษณ์โดยทั่วไปมักจะไม่นึกถึงขาที่ต่อแรงดันไฟเลี้ยง ( Voltage Supply ) บวกและลบเข้าตัวออปแอมป์ในฐานที่เข้าใจว่า จะต้องมีอยู่เสมอจึงทำให้สัญลักษณ์ของออปแอมป์ง่ายขึ้นดังรูปที่ 2.1 (B) การทำงานออปแอมป์แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือกรณีที่มีอินพุตด้านเดียว ( single-end mode ) และการทำงานที่มีอินพุตสองด้าน ( differential mode )

#### 2.1.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์ ( Op-Amp Equivalent Circuit )

ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่มีอัตราขยาย ( gain ) และอิมพีแดนซ์อินพุต (  $Z_i$  หรือ  $R_i$  ) สูงมาก ( มักมีค่าเป็น  $M\Omega$  ) และค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (  $Z_o$  หรือ  $R_o$  ) ต่ำ ( ต่ำกว่า  $100\ \Omega$  ) วงจรอย่างง่ายของออปแอมป์ประกอบด้วยขั้วอินพุต 2 ขั้ว และขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว ดังรูปที่ 2.1 (B) หากจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วบวกของออปแอมป์จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมุมเฟสกับสัญญาณอินพุต 180 องศาหรือมีมุมตรงข้ามกัน ( out of phase ) สามารถเขียนวงจรสมมูลทางกระแสสลับ ( ac ) ของออปแอมป์ในทางปฏิบัติได้ดังรูปที่ 2.2 (A) ส่วนวงจรสมมูลทางกระแสสลับ ของออปแอมป์ในอุดมคติ ( กำหนดให้  $R_i = \infty$  และ  $R_o = 0$  ) เป็นดังรูปที่ 2.2 (B)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์

(A) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

(B) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางอุดมคติ

### 2.1.2 คุณสมบัติเด่นของออปแอมป์ (Op-Amp's Dominate Characteristics)

ออปแอมป์ที่เป็นวงจรรขยายที่มีอัตราขยายสูงมากโดยปกติจะมีอัตราขยายสูงถึงหลายหมื่นหลายแสนเท่า ข้อเด่นของออปแอมป์ก็คือเราสามารถกำหนดอัตราขยายให้กับออปแอมป์ได้ง่ายตามต้องการด้วยการต่อวงจรในลักษณะการป้อนกลับแบบลบซึ่งออปแอมป์ในอุดมคติจะมีลักษณะดังต่อไปนี้

1. มีอัตราขยายแรงดัน ( $A_v \rightarrow \infty$ ) เป็นอนันต์
2. มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ ( $R_i \rightarrow \infty$ ) หรือกล่าวได้ว่ากระแสอินพุตเป็นศูนย์นั่นเอง
3. มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์ ( $R_o \rightarrow 0$ )
4. มีผลตอบสนองต่อความถี่ได้จากสัญญาณไฟตรงถึงความถี่อนันต์

จากคำจำกัดความของออปแอมป์ในอุดมคติทำให้เราทราบว่าไม่ว่าสัญญาณจะเป็นอย่างไรสัญญาณนั้นสามารถทำให้ออปแอมป์ทำงานได้ตามปกติและถ้าเชื่อมต่อการทำงานออปแอมป์กับวงจรอื่นก็จะมีผลทำให้วงจรอื่นผิดพลาดไปอันเนื่องมาจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ที่มีค่าเป็นอนันต์นั่นเอง

### 2.1.3 ลักษณะอุดมคติของออปแอมป์ (Op-Amp's Ideal Characteristics)

ในที่นี้เราจะสมมุติว่าออปแอมป์ในอุดมคตินั้นมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์ และความต้านทานทางด้านออกมีค่าเท่ากับศูนย์ดังนั้นลักษณะการถ่ายโอนสามารถแสดงดังรูปที่ 2.3 (A) การมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์นั้นหมายความว่ากระแสขาเข้า  $i_1$  และ  $i_2$  เท่ากับศูนย์ทั้งคู่การมีความต้านทานทางด้านออกเท่ากับศูนย์หมายความว่าลักษณะการถ่ายโอนของออปแอมป์สามารถแทนด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันพึ่งพิง (dependent voltage source) ดังรูปที่ 2.3 (B) ลักษณะถ่ายโอนของรูปที่ 2.3 (A) แสดงช่วงการทำงาน 3 ช่วง ของออปแอมป์คือช่วงเชิงเส้น 1 ช่วงและช่วงอิ่มตัว 2 ช่วง ในช่วงเชิงเส้นนั้นแรงดันออก  $V_o$  จะอยู่ระหว่างแรงดันของแหล่งจ่ายทั้งสอง (+V และ -V)

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันออก  $V_o$  และความแตกต่างระหว่างแรงดันเข้า ( $V_1 - V_2$ ) นั้นเป็นเชิงเส้นตามสมการ

$$V_o = A_d (V_1 - V_2) F \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

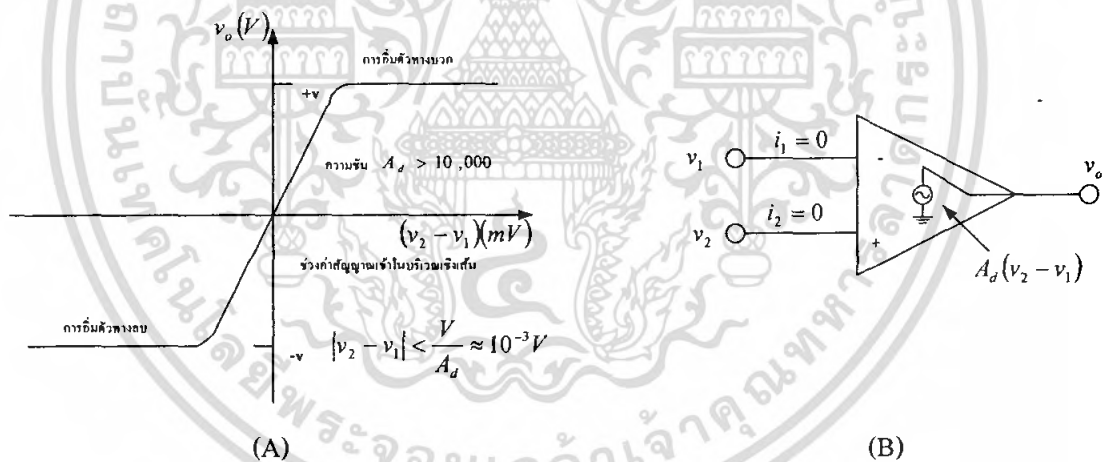
โดยที่  $A_d$  คืออัตราขยายแรงดันซึ่งมักจะมีค่าเกินกว่า 10,000 แต่เนื่องจากอัตราขยายมีค่ามากและช่วงของสัญญาณเอาต์พุตก็มีจำกัด  $|V_o| < |V|$  ดังนั้นช่วงของสัญญาณเข้าในเขตเชิงเส้นจึงมีขนาดเล็กมาก

$$|V_2 - V_1| = |V/A_d| \tag{2.2}$$

ออปแอมป์ที่ทั่วๆ ไปอัตราขยายวงจรเปิด ( $A_d$ : Open loop gain) มักจะมีค่าระหว่าง 10,000 ถึงหลายล้านเท่า ดังนั้นแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 10-15 V ความกว้างของเขตเชิงเส้นสำหรับสัญญาณเข้าจะมีประมาณ 1 mV หรือน้อยกว่าเท่านั้นซึ่งนิยามของการทำงานในเขตเชิงเส้นก็คือ

1. กระแสเข้าเป็นศูนย์
2. แรงดันเข้า  $V_1$  และ  $V_2$  ต่างกันไม่เกิน 1 mV หรือน้อยกว่านั้น

ในเขตอิมิตัวความแตกต่างระหว่างแรงดันขาเข้าทั้งสองจะมีค่ามากกว่าขอบเขตจำกัดของสัญญาณในเขตเชิงเส้นนั่นคือ  $|V_2 - V_1| = V/A_d$  ถ้า  $V_1 > V_2$  ออปแอมป์จะอิมิตัวทางลบหรือเราอาจกล่าวได้ว่า  $|V_2 - V_1| > 1mV$  ออปแอมป์จะอยู่ในสภาพอิมิตัวทางลบและน่าสังเกตว่าถ้า  $V_2 > V_1$  ออปแอมป์จะอิมิตัวทางบวก



รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์

(A) กราฟแสดงจุดอิมิตัว

(B) วงจรสมมูลของออปแอมป์

### 2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์ (Op-Amp's Importance Characteristics)

ก่อนการออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ในการประยุกต์ใช้งานนั้นสิ่งหนึ่งที่ทำให้วงจรแต่ละวงจรมีผลตอบสนองที่ต่างกันนั้นคือคุณสมบัติของออปแอมป์แต่ละตัวที่แตกต่างกัน คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ควรรู้เพื่อการเลือกใช้งานออปแอมป์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

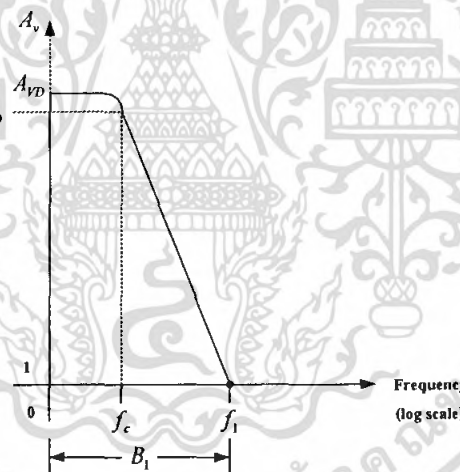
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันออฟเซตด้านอินพุต (Input Offset Voltage) คือค่าแรงดันที่จะต้องป้อนเข้าที่อินพุตของ ออปแอมป์ผ่านตัวต้านทานที่เท่ากันทั้งสองตัวทั้งทางด้านอินพุตบวกและอินพุตลบเพื่อให้แรงดัน เอาต์พุตเป็นศูนย์

กระแสออฟเซตที่อินพุต (Input Offset Current:  $I_{os}$ ) คือค่าความแตกต่างกันของกระแสที่ไหล เข้าทางอินพุตของออปแอมป์เมื่อแรงดันที่อินพุตมีค่าเป็นศูนย์ ค่ากระแสออฟเซตปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.8-500 nA

กระแสไบอัสที่อินพุต (Input Bias Current:  $I_b$ ) คือกระแสอินพุตที่เข้าไปยังขาอินพุตของออปแอมป์ซึ่งโดยปกติแล้วออปแอมป์จะมีขาอินพุต 2 ขาดังนั้นจึงให้กระแสไบอัสที่อินพุตเป็นกระแสเฉลี่ย ของกระแสอินพุตทั้งสองด้าน

อัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth Product) คือความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่ โดยมีการกำหนดค่าคุณสมบัติสูงสุดของอัตราขยายเมื่อลูปเปิด ( $A_{VD}$ ) ไว้ในรูปของอัตราขยายเฟอเรนเชียล (Voltage differential gain) และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึง  $f_1$  อัตราขยายลูปเปิด ( $A_{VD}$ ) จะ มีค่าลดลงเท่ากับ 1 เราจึงเรียกค่าความถี่  $f_1$  นี้ว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 หรือเรียกว่าแบนด์วิดท์ อัตราขยายเท่ากับ 1 (unity gain bandwidth)



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่

จากรูป 2.4 สังเกตว่าความถี่ตำแหน่งที่มีอัตราขยายลดลงเป็น  $0.707 A_{VD}$  เราเรียกว่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency:  $f_c$ ) ของออปแอมป์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ  $f_1$  ดังนี้คือ

$$f_1 = A_{VD} f_c \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานเอาต์พุต ( **Output Resistance :  $R_o$**  ) คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตขณะป้อนสัญญาณขนาดเล็กเมื่อพิจารณาจากภายนอกวงจรเข้าไปที่ขั้วเอาต์พุตขณะทำงานที่ลูปปิดและแรงดันเอาต์พุตคือที่ศูนย์โดยปกติมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 0.75-1000  $\Omega$

ความต้านทานอินพุต ( **Input Resistance:  $R_i$**  ) คือความต้านทานของขั้วอินพุตขั้วใดขั้วหนึ่งของออปแอมป์โดยอีกขั้วหนึ่งที่เหลือต่อลงกราวด์โดยทดสอบขณะที่ลูปเปิด

อัตราขยายสัญญาณเมื่อสัญญาณมีขนาดใหญ่ ( **Large Signal Voltage Gain** ) คืออัตราส่วนระหว่างระดับแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับอินพุต

กระแสป้อนกลับ ( **Feedback Current** ) คือประมาณกระแสทั้งหมดพิจารณาที่ขั้วที่มีการป้อนกลับสัญญาณ (ขั้วลบ) เมื่อออปแอมป์อยู่ในช่วงที่สามารถทำงานได้ตามปกติ

กระแสซัพพลาย ( **Supply Current** ) คือ กระแสจากแหล่งกำเนิดกำลังงานภายนอกเมื่อออปแอมป์ทำการขยายสัญญาณแล้วซึ่งอ้างอิงสัญญาณเอาต์พุตที่ปราศจากโหลดและพิจารณาออปแอมป์ทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น

ซัพพลายโวลตาจรีเจกชัน ( **Supply Voltage Rejection** ) คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันภายนอกต่อการเปลี่ยนแปลงระดับออฟเซตภายใน

โหลดเรกูเลชัน ( **Load Regulation** ) คืออัตราการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อ โหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งมีโหลด

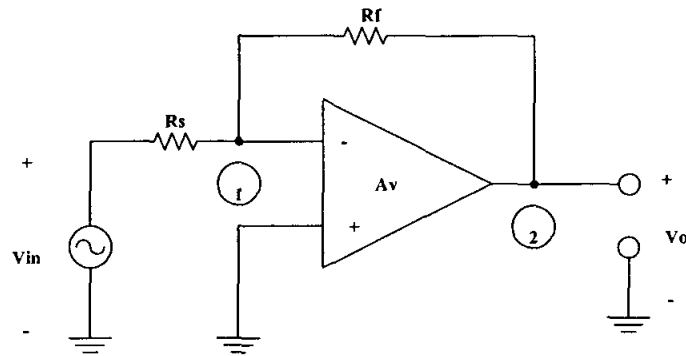
อัตราส่วนคอมมอนโหมดรีเจกชัน ( **Common Mode Rejection Ratio : CMRR** ) บางทีเรียกว่าอัตราส่วนการขจัดสัญญาณ โหมดร่วมซึ่งก็คืออัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่ต่างกัน สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่เหมือนกัน

### 2.1.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ ( **Op-Amp Application** )

ออปแอมป์นำมาประกอบเป็นเป็นวงจรได้หลายวงจรซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ในวงจรบางประเภทเช่น วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส, วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และวงจรบัฟเฟอร์

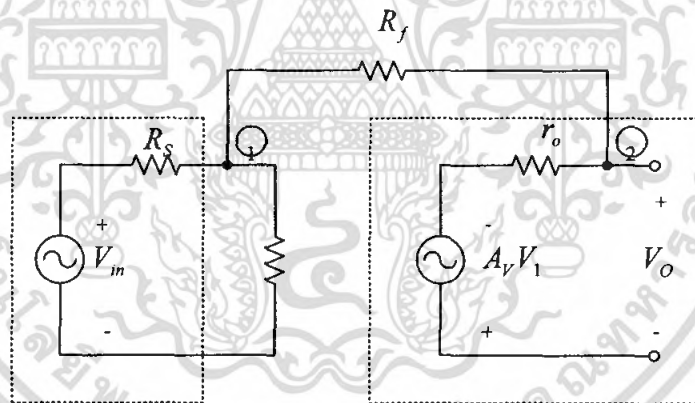
#### วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งให้สัญญาณขยายหลังการป้อนกลับคงที่และได้รับความนิยมมากแบบหนึ่ง

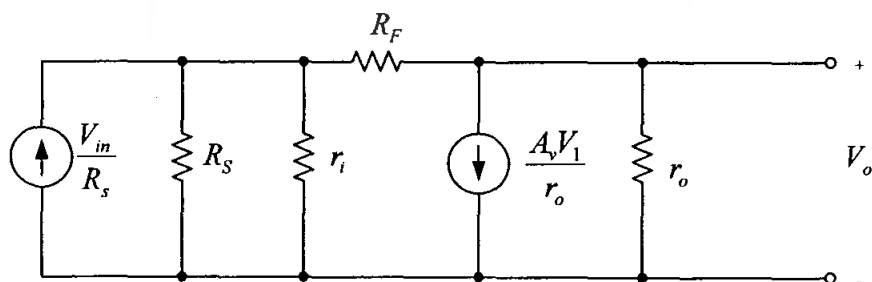


รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เขียนวงจรสมมูลของออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตในรูปที่ 2.5 โดยแทนวงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติจะได้วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสดังรูปที่ 2.6 เมื่อแหล่งกำเนิดสัญญาณแรงดันและความต้านทานอนุกรมในรูปที่ 2.6 ด้วยแหล่งกำเนิดกระแสและความต้านทานขนานของนอร์ตัน (Norton's equivalent circuit) จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.7 หลังจากนั้นใช้การวิเคราะห์แบบโหนด (Nodal Analysis) เพื่อหาค่าของอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุต ความต้านทานป้อนกลับและอัตราขยายของออปแอมป์



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีของนอร์ตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ของการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Node 1: } V_1 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_F} \right) - V_o \left( \frac{1}{R_F} \right) = \frac{V_{in}}{R_s} \quad (2.4)$$

$$\text{Node 2: } -V_1 \left( \frac{1}{R_F} \right) + V_o \left( \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \right) = \frac{-A_v V_1}{r_o} \quad (2.5)$$

$$-V_1 \left( \frac{1}{R_F} - \frac{A_v}{r_o} \right) + \left( \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \right) V_o = 0 \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.4 และสมการที่ 2.6 สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของเมทริกซ์ได้คือ

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_F} & -\frac{1}{R_F} \\ -\frac{1}{R_F} + \frac{A_v}{r_o} & \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{R_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ใช้การแก้สมการด้วยวิธีของคราเมอร์ (Cramer's Rule) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตด้วยเมทริกซ์ ตามสมการที่ 2.7 จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \left[ \frac{R_F}{R_s} \right] \times \frac{1}{\begin{bmatrix} 1 + \frac{\left( 1 + \frac{r_o}{R_F} \times 1 + \frac{R_F}{R_s} + \frac{R_F}{R_i} \right)}{A_v \left( 1 + \frac{r_o}{A_v R_F} \right)} \end{bmatrix}} \quad (2.8)$$

และหากความต้านทานเอาต์พุต  $r_o$  มีค่าน้อยมาหรือเข้าใกล้ศูนย์ส่งผลให้สมการที่ 2.8 จะเหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \left[ \frac{R_F}{R_s} \right] \times \frac{1}{\left[ 1 + \frac{1}{A_v} \left( 1 + \frac{R_F}{R_s} + \frac{R_F}{R_i} \right) \right]} \quad (2.9)$$

และหากอัตราขยายของออปแอมป์ที่ใช้มีค่าสูงมากประมาณสมการที่ 2.9 ได้เหลือเพียง

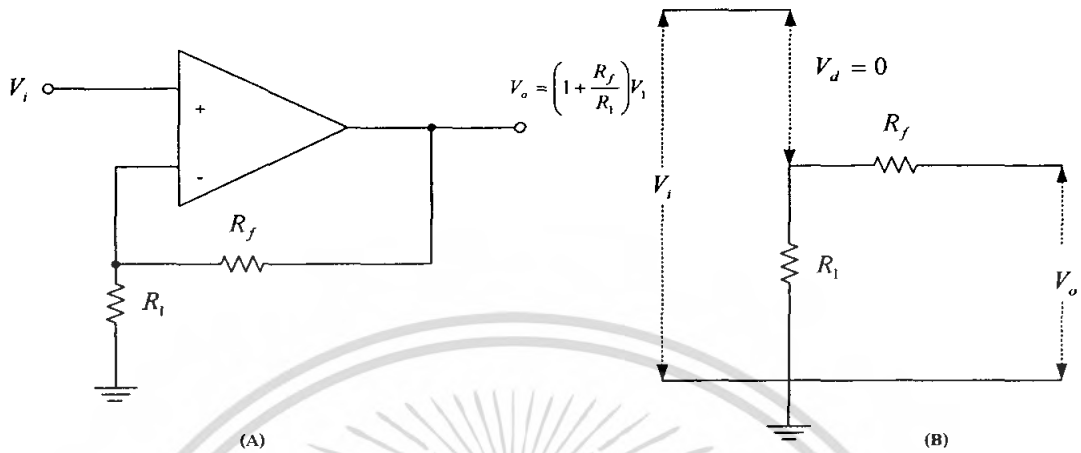
$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \left( \frac{R_F}{R_s} \right) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.10 พบว่าอัตราขยายจะมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศาซึ่งทั้งหมดนี้นั้นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสจะทำงานได้โดยสมมุติฐาน (Assumption) ที่ว่าอัตราขยายของออปแอมป์มีค่าสูงมาก, ความต้านทานอินพุตมีค่ามาก, ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าน้อยมากจึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.10 นั้นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ( Non-Inverting-Amplifier )

วงจรรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสมีลักษณะดังรูป 2.8(A) ซึ่งเขียนวงจรสสมมูลได้ดังรูป 2.8(B)



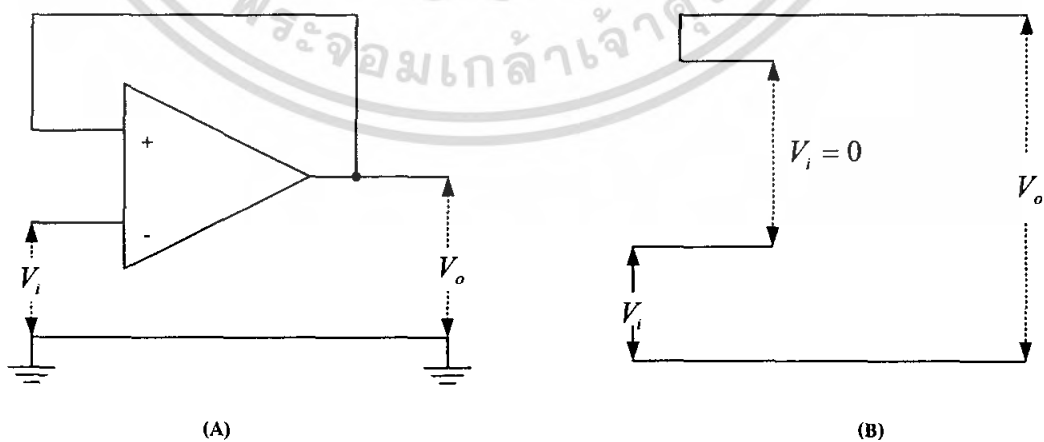
รูปที่ 2.8 วงจรรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ( Non-Inverting-Amplifier )

เนื่องจาก  $V_d = 0$  จึงหาค่า  $V_i$  ได้โดยการแบ่งกภูแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้ คือ

$$V_i = \left[ \frac{R_i}{R_i + R_f} \right] V_o \tag{2.11}$$

ดังนั้น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสสมมูลของบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรมัฟเฟอร์ ( Utility Follower or Buffer )

วงจรมัฟเฟอร์ คือ วงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งและมีลักษณะดังรูปที่ 2.9(A) วงจรมัฟเฟอร์นี้มีการให้สัญญาณเอาต์พุตที่เฟสเดียวกันกับสัญญาณอินพุตซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลกับกราวด์ได้ดังรูป 2.9(B) และจากรูป 2.9(B) แสดงว่า

$$V_o = V_i \quad (2.13)$$

### 2.2 วงจรกรองความถี่ (Filter)

วงจรกรองความถี่นั้นมีหลายประเภทโดยถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (Element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่ แบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟได้แก่ ตัวต้านทาน (R) , ตัวเก็บประจุ (C) , และขดลวดเหนี่ยวนำ (L) ส่วนวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์หรือ IC ในรูปออปแอมป์และตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน ส่วนตัวต้านทาน , ตัวเก็บประจุ , และขดลวดเหนี่ยวนำนี้ถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทพาสซีฟ

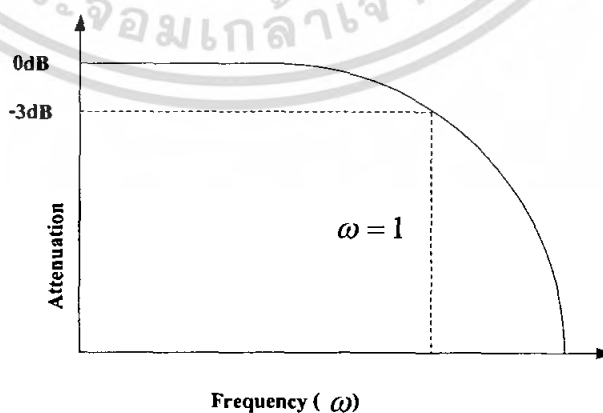
วงจรกรองความถี่ที่ใช้ใน โครงการแยกได้ดังนี้

1. วงจรกรองความถี่ช่วงผ่านพาสซีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ ( Passive Butterworth Band Pass Filter )
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแอคทีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ ( Active Butterworth Low Pass Filter )
3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพาสซีฟแบบเกาส์เซียน ( Passive Gaussian Low Pass Filter )
4. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพาสซีฟแบบเชบิเชฟ ( Passive Chebyshev Low Pass Filter )

รายละเอียดมีดังต่อไปนี้

#### 2.2.1 วงจรกรองความถี่ช่วงผ่านพาสซีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมพลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธมีช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและไม่มีริบเปิ้ล โดยลักษณะผลตอบสนองของมันเป็นดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธจะมีค่า  $Q$  ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้คือโดยค่าการลดทอนของวงจรรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ธคือ

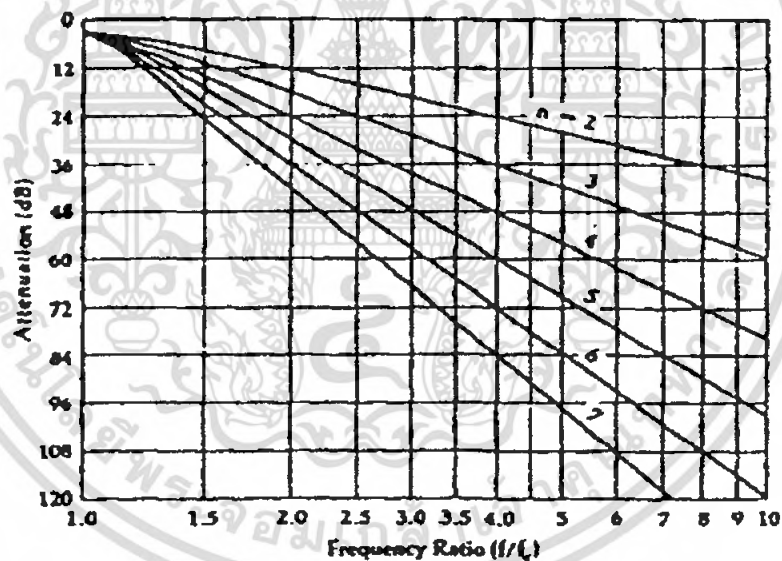
$$A_{dB} = 10 \log \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.14)$$

โดย  $\omega$  = ความถี่ที่มีค่าการลดทอนตามที่ต้องการ

$\omega_c$  = ความถี่คัทออฟของวงจรรองความถี่

$n$  = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรรองความถี่

จากสมการที่ 2.14 เราสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใดๆและอันดับใดๆคุณสมบัติการลดทอนของวงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธดังรูปที่ 2.11 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มอลไลซ์และกราฟเริ่มที่จุดคัทออฟ (-3dB)



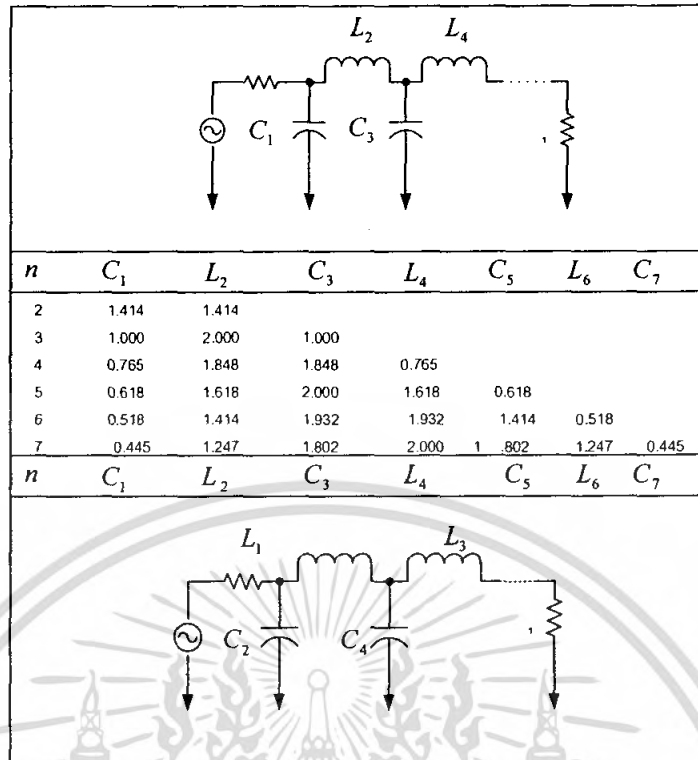
รูปที่ 2.11 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่นอร์มอลไลซ์แล้วที่มีการเทอร์มินาทโหลดและแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จาก

$$A_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad ; k=1,2,3,\dots,n \quad (2.15)$$

โดย  $n$  = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรรองความถี่

$A_k$  = เป็นค่ารีแอกแตนซ์ที่  $k$  ในแลคเตอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตารางที่ 2.1 ค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท

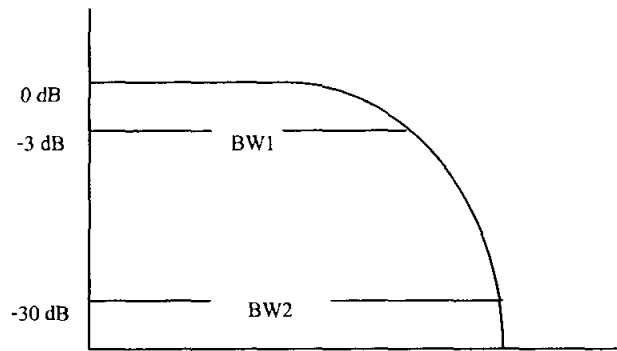
เทอม  $(2k-1)\pi \cdot 2n$  อยู่ในหน่วยเรเดียนเราสามารถหาใช้สมการที่ 2.15 เพื่อหาค่าต่างๆภายในตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่างๆภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มี  $R_C = R_L = 1\Omega$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาออกแบบโดยใช้ทรานส์ฟอร์มจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะระบุคุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะต้องทำให้เทอมของเคิร์ฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่านดังรูปที่ 2.12 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกทรานส์ฟอร์มไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านอัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ -3 dB หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะแปลงไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ -3 dB เท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ โดยแกน  $f/f_c$  ที่ถูกนอร์มอลไลซ์แล้วของเคิร์ฟการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

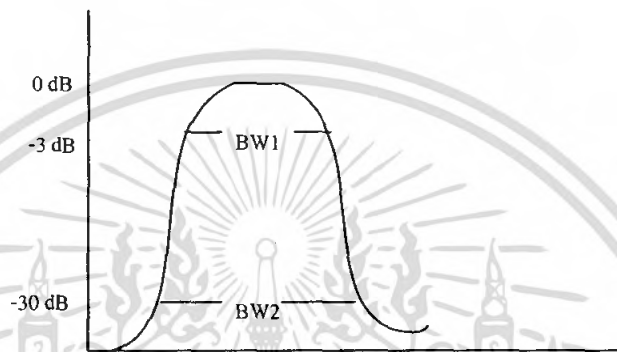
$$\frac{BW}{BW_c} = \frac{f}{f_c} \tag{2.16}$$

โดย  $BW$  = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ

$BW_c$  = แถบความถี่ที่ 3-dB ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน



(A) Low-pass prototype response



(B) Bandpass response

### รูปที่ 2.12 การเปลี่ยนแปลงความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นความถี่ช่วงผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรความถี่ช่วงผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลล็อกเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

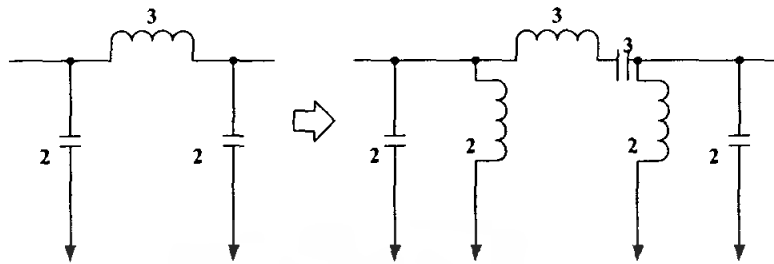
$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \quad (2.17)$$

โดย  $f_a$  และ  $f_b$  เป็นความถี่ใดๆ (ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงพาสแบนด์อีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงพาสแบนด์) วิธีสร้างวงจรความถี่ช่วงผ่านมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรความถี่ช่วงผ่านไปเป็นวงจรความถี่ต่ำผ่านจากสมการที่ 2.17
2. ทำการหาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยพิจารณาจากกราฟผลตอบสนองของวงจรความถี่ต่ำผ่าน
3. หาผลตอบสนองของวงจรความถี่ต่ำผ่าน
4. ทำการแปลงวงจรความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรความถี่ช่วงผ่านโดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรความถี่ต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำ โดยค่าที่เพิ่มเข้าไปนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่ และองค์ประกอบที่เข้าไปในวงจรนั้นจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไปดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่าน ไปเป็นความถี่ช่วงผ่าน

#### 5. ทำการสเกลลิงค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad (2.18)$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.19)$$

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.20)$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad (2.21)$$

โดย  $R$  = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

$B$  = ความกว้างแถบความถี่ 3-dB ที่ต้องการ

$f_0$  = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

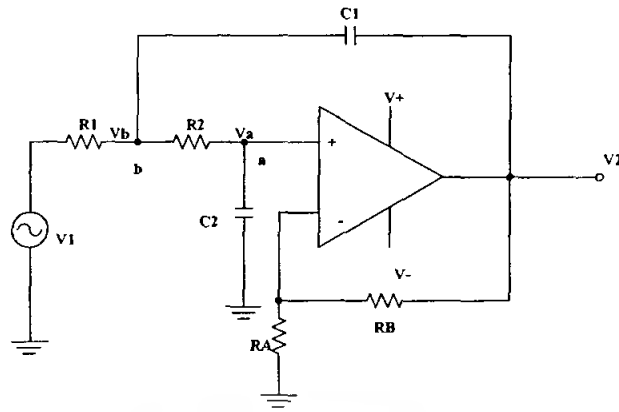
$L_n$  = ค่าตัวเหนี่ยวนำออร์มอลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

$C_n$  = ค่าตัวเก็บประจุออร์มอลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

#### 2.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแอกทีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ (อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลง 3 เดซิเบล หรือเอาต์พุตตกลงเหลือ 0.707 เท่า) ผ่านออกมาได้ โดยการสูญเสียน้อยที่สุด ขณะที่สัญญาณที่ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ (อัตราขยายผ่านจะมีการสูญเสียมาก) ถูกกันไม่ให้ผ่านวงจรออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ

ในการทำโครงงานนี้จะเลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแอคทีฟแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Low Pass Filter) ซึ่งเป็นชนิดของวงจรกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติเด่นเรื่องอัตราขยายคงที่ในช่วงผ่าน โดยแต่ละโพล (Pole) จะมีความชันของเส้นกราฟ (Roll-off) เดซิเบล/เดคาเด (dB/decade)

จากวงจรดังรูปที่ 2.14 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_2$  และ  $V_a$  ซึ่งก็คือ

$$\frac{V_2}{V_a} = 1 + \frac{R_B}{R_A} = K \quad (2.22)$$

จากกฎของเคอร์ชอฟ (Kirchhoff's Current Law) ที่โหนด a กระแสที่ออกมาจากโหนดจะต้องมีผลรวมเท่ากับ 0 คือ

$$\frac{1}{R_2} \left( \frac{V_2}{K} - V_b \right) + \left( \frac{V_2}{K} - 0 \right) C_2 s = 0 \quad (2.23)$$

เช่นเดียวกันผลรวมของกระแสที่โหนด b คือ

$$\frac{1}{R_2} \left( V_b - \frac{V_2}{K} \right) + C_1 s (V_b - V_2) + \frac{1}{R_1} (V_b - V_1) = 0 \quad (2.24)$$

จัดรูปสมการใหม่

$$\left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + C_1 s \right) V_b - \frac{1}{R_2} \frac{V_2}{K} = \frac{V_1}{R_1} + C_1 s V_2 \quad (2.25)$$

และ

$$-\frac{1}{R_2} V_b + \left( \frac{1}{R_2} + C_2 s \right) \frac{V_2}{K} = 0 \quad (2.26)$$

เราจะกำจัดความต่างศักย์  $V_b$  ทั้งและหาค่าอัตราส่วน  $\frac{V_2}{V_1} = T$  จะได้

$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{K/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + (1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_2 - K/R_2 C_2) s + 1} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอน(Transfer function) จะถูกเขียนในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$T(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (2.28)$$

โดย

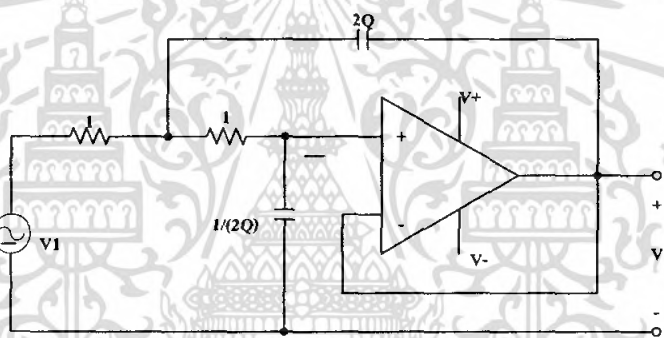
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$A_{VL} = K = 1 + \frac{R_A}{R_B}$$

ในกรณีที่เรากำหนดค่า  $K=1$  และ  $R_1 = R_2 = 1$  และ  $\omega_0 = 1$  เราจะได้ว่า

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{Q} + 1} \quad (2.29)$$

พบว่า  $\frac{2}{C_1} = \frac{1}{Q}$  และ  $C_1 C_2 = 1$  ดังนั้น  $C_1 = 2Q$  และ  $C_2 = \frac{1}{2Q}$



รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรณี  $K=1$  และ  $R_1 = R_2 = 1$

ซึ่งเราจะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรดังรูปที่ 2.15 เมื่อเราได้วงจรออกมาเราจะคำนวณหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุต่างๆจากหลักการสเกลลิง (Scaling) จะได้ว่า

$$R_{new} = K_m R_{old} \quad (2.30)$$

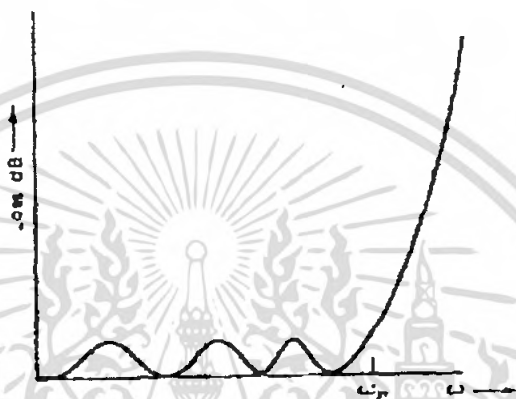
$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old}$$

เมื่อ  $K_m$  เป็นค่าคงที่ที่กำหนด และ  $K_f = \frac{1}{2\pi f_c}$

โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟที่เราจะใช้ออกแบบจะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สองโดยมีค่า  $Q = 0.71$

### 2.2.3 วงจรกรองความถี่ผ่านแบบเซบีเซฟ

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ทก็คือมีการสูญเสียที่ราบเรียบมากตั้งแต่จุดกำเนิดคั้งนั้นในช่วงผ่านจะมีความราบเรียบมากที่สุดจุดกำเนิดและจะต่ำลงเมื่อเข้าใกล้  $\omega_p$  ยิ่งไปกว่านั้นการลดทอนในช่วงหยุดจะมีค่าน้อยกว่าโพลีโนเมียลชนิดอื่น แบบเซบีเซฟ ซึ่งจะมีการลดทอนที่เพิ่มขึ้นในช่วงโดยการเปลี่ยนเงื่อนไขในช่วงผ่าน หลักการที่ใช้ตั้งแต่การเปลี่ยนแปลงที่น้อยที่สุดจากคุณสมบัติความเรียบทางอุดมคติการรีเปิ้ล ดังรูปที่ 2.16 โดยโพลีโนเมียลแบบเซบีเซฟนี้คุณสมบัติที่ถูกพัฒนาในทางอุดมคติแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเซบีเซฟ

ฟังก์ชันเซบีเซฟอันดับที่  $n$

$$C_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \leq 1 \quad (2.31a)$$

$$= \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \geq 1 \quad (2.31b)$$

ซึ่งค่า  $\Omega$  คือความถี่นอร์มอลไลซ์

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_p} \quad (2.32)$$

ฟังก์ชันเซบีเซฟที่เป็นแบบโพลีโนเมียลในเทอม  $\Omega$  จากสมการ (2.31a)

$$C_{n+1}(\Omega) + C_{n-1}(\Omega) = \cos((n+1)\cos^{-1}\Omega) + \cos((n-1)\cos^{-1}\Omega) \quad (2.33)$$

ใช้คุณสมบัติการเป็นเอกลักษณ์  $\cos(A+B) + \cos(A-B) = 2\cos A \cos B$  โดยทางขวามือลดรูปได้เป็น

$$2\cos(\cos^{-1}\Omega)\cos(n\cos^{-1}\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) \quad (2.34)$$

จากความสัมพันธ์

$$C_{n+1}(\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) - C_{n-1}(\Omega) \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.31a) จะได้ว่า

$$C_0(\Omega) = 1$$

$$C_1(\Omega) = \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสมการโพลิโนเมียลที่มีอันดับที่สูงขึ้น จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.36) ดังนี้

$$C_2(\Omega) = 2\Omega^2 - 1 \quad (2.36)$$

$$C_3(\Omega) = 4\Omega^2 - 3\Omega$$

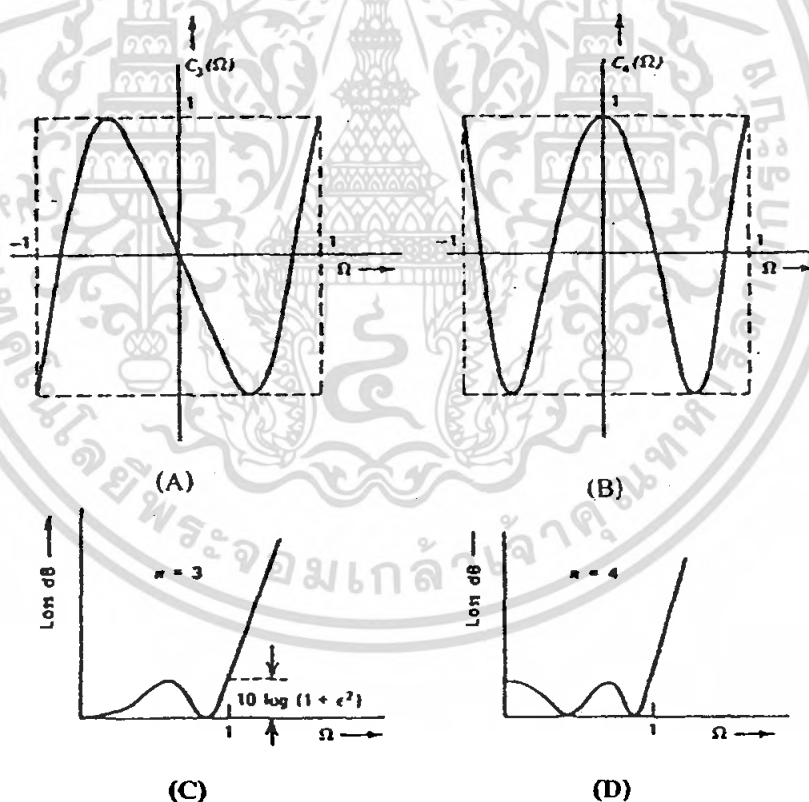
$$C_4(\Omega) = 8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$$

$$C_5(\Omega) = 16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega \quad \text{etc.} \quad (2.37)$$

จากฟังก์ชันเชบีเชฟซึ่งแสดงรูปแบบของโพลิโนเมียลจะเห็นว่ามีรีปเปิ้ลอยู่ในช่วง  $-1 < \Omega < 1$  ฟังก์ชันการประมาณวงจรรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟได้จากโพลิโนเมียลของเชบีเชฟดังนี้

$$|H(j\Omega)| = \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (2.38)$$

ฟังก์ชันการลดทอนของ  $n=3, n=4$  แสดงได้ดังรูป 2.17a, 2.17b รีปเปิ้ลจะอยู่ระหว่างค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของ  $\sqrt{1 + \varepsilon^2}$  สำหรับ  $|\Omega| \leq 1$  และจำนวนของค่าต่ำสุดของ  $|H(j\omega)|$  ในช่วง  $-1 < \Omega < 1$  จะเท่ากับจำนวนอันดับ  $n$



รูปที่ 2.17 รีปเปิ้ลและฟังก์ชันการลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าการลดทอนของ  $H(j\Omega)$  ที่ขอบของช่วงผ่านที่ความถี่  $\omega_p$  โดยใช้ความถี่นอร์มอลไลซ์มีค่าเท่ากับ และค่า  $C_n(1) = 1$  ดังนั้นค่าการลดทอนจะเท่ากับ

$$A_{\max} = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2) \quad (2.39)$$

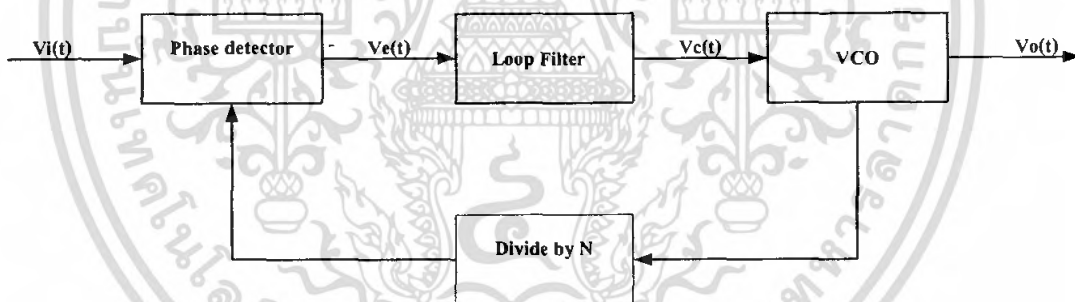
เพราะฉะนั้น  $\varepsilon$  มีค่าเท่ากับ

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_{\max}} - 1} \quad (2.40)$$

### 2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ (Phase Lock Loop Frequency Synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด โดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูบ ซึ่งมีระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรรอสซिलเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบแสดงดังรูปที่ 2.18 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector: PD)
2. ลูบฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรรอสซिलเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator :VCO)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูบ

การทำงานคร่าวๆสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (Control voltage)  $V_c(t)$  จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่  $f_o$  กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง  $f_o$  กับเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา  $V_c(t)$  แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูบฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับ VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม  $V_c(t)$  จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่  $f_o$  กับความถี่  $f_R$  ถ้าความถี่  $f_R$  ใกล้เคียงกับความถี่  $f_o$  จากการป้อนกลับของเฟสล็อกกลูบซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูบฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของ VCO ที่ถูกหารโดย N จะทำให้

VCO ซึ่งโครโมสหรือ ล็อก ( lock ) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \quad (2.41)$$

และความถี่ที่ใช้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \quad (2.42)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \quad (2.43)$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_e(t)$  ที่จะคอยไปปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง ( free-running ) ให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมด เฟสล็อกที่มีการหารความถี่ชนิด โปรแกรมได้ภายในรูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

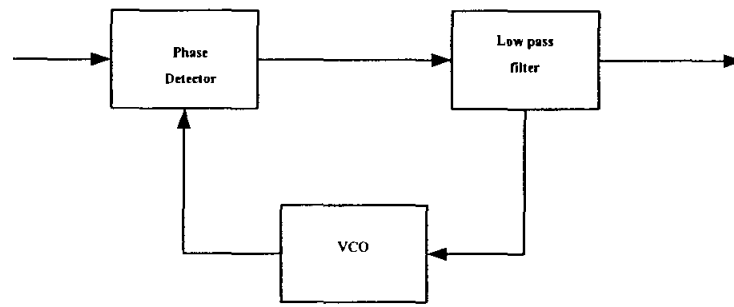
คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน ( resolution )

### 2.3.1 วงจรเฟสล็อก ( PLL:Phase Locked Loop )

วงจรรเฟสล็อกเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจและนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ ( Frequency synthesizer ) , การคูณความถี่ ( Frequency multiplier ) และ เอฟเอ็ม/เอเอ็มดีมอดูเลชัน ( FM/AM demodulation ) เนื่องจากว่าในปัจจุบันวงจรรเฟสล็อกจะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ในตลาดทั่วไป

วงจรรเฟสล็อกจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

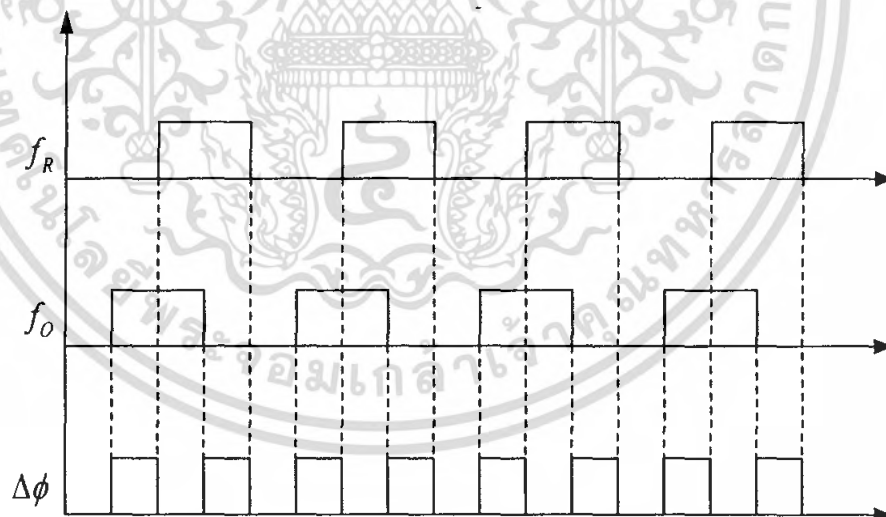
1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD: Phase Detector )
2. ลูปฟิลเตอร์ ( Loop Filter )
3. วงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ ( Voltage Control Oscillator )



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมอดูเลชันเฟสล็อก

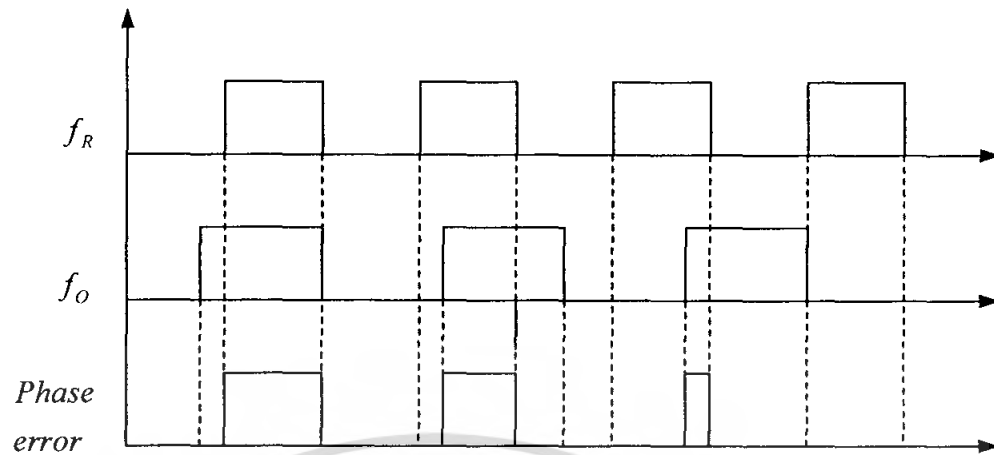
แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

1. เฟสดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น  $\pi/2$  เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชัน เกนลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.20 และรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.20 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เฟสดีเทคเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1.1 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม ( Square wave ) ต่างๆทั้งทางแอนะล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่  $0 - \pi$

1.2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า ( Lead ) หรือตามหลัง ( lag ) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับดิวตี้ไซเคิล ( duty cycle ) ของสัญญาณอินพุตและไม่มีการกระเพื่อม(ripple) ที่เอาต์พุตเหมือนในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ ( Loop Filter ) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออกไป ทำให้ระบบสามารถจับ ( Capture ) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษากล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ ( Amplifier ) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรมีจะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ ( VCO ) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวีซีโอ ไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต  $V_i(t)$  กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน  $V_e(t)$  และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูปฟิลเตอร์  $V_d(t)$  ในฟีดแบ็กลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การฟีดแบ็กของเฟสล็อกลูปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซึ่งใคร่ในสัปดาห์ความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่บนสภาวะล็อก ( $\omega_i \neq \omega_o$ )

เราสมมติสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.44)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.45)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นแอนาลอกมัลติพลายเออร์เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.46)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.47)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_o$  ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์  $V_d$  จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ  $K_d$  และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  คือ  $\omega_i$  และมีความแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า  $V_e$  และค่าฟีดแบ็กของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น  $\omega_i$  และ  $\phi_o$  จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ  $\omega_i$  และ  $\phi_i$  จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า  $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็กจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ( $\omega_i = \omega_o$ )

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.48)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t - \psi_o \quad (2.49)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณ จะกลายเป็นสัญญาณไฟกระแสดตรงมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.50)$$

วงจรวีธีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ( $\omega_{inst}$ ) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต  $V_c$  โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t + \theta_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (2.51)$$

$$\frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_d$$

เมื่อ  $K_o$  เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีธีโอ

แทนค่าสมการ (2.42) ลงใน (2.43) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.52)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o] \quad (2.53)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์  $V_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.54)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสตรงของเฟสดีเทคเตอร์เอาต์พุต  $V_d$  จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีธีโอ

จากสมการ(2.53) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_d$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีธีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีธีโอคือ  $\omega_o$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต  $\omega_i$  นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.55)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น  $\omega_i - \omega_o$  มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ  $K_d K_o$  อย่างมาก สมการ(2.45) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.56)$$

จากสมการ (2.47) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจรวีธีโอจะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีธีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสล็อคคราเจอร์จะสอดคล้องกับ  $\omega_i = \omega_o$  ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า  $\psi_o$  ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต  $\theta_o$  ดังนี้

$$\theta_o = \psi_o - \pi/2 \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.58)$$

และจากสมการ(2.45) และ (2.49) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.59)$$

เมื่อผลต่างของเฟส  $\theta_i - \theta_o$  มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_c \quad (2.60)$$

เมื่อ  $\theta_c = \theta_i - \theta_o$  เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  คือ  $[\theta_i - (\theta + \pi/2)]$  ดังนั้นเฟสดีเทคเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ คือ  $V_o$  ในลักษณะของควอดคราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.61)$$

สัญญาณเฟส  $V_d$  นี้จะผ่านรูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก  $\omega_o$  ไป  $\omega_i$  และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.62)$$

$$\omega_i = \omega_o + K_o V_d \quad (2.63)$$

จากสมการ (2.57) และ(2.58) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส  $\theta_c$  ได้เป็น

$$\theta_c = \pi/2 + [(\omega_i + \omega_o) / K_d K_o] \quad (2.64)$$

จากสมการ (2.60) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\omega_o = \omega_i$  แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดคราเจอร์คือ มีเฟสต่างไปจาก  $90^\circ$  เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนที่ไปทางสูงกว่า  $\omega_o$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่าสูงสุด  $180^\circ$  ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อกและถ้า  $\omega_i$  เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า  $\omega_o$  มุมเฟสจะลดลงจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่า  $0^\circ$  ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกลูบจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า  $\theta_c$  ให้มากขึ้นตามเวลา  $\theta_c$  ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย  $V_d$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต  $\omega_i$  กับความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_o$  ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกกิ่งได้นั้นต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกลูบมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นสเต็ปเท่ากับ  $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$  ลูปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ  $\Delta\omega$  ดังนั้น  $V_c$  จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.65)$$

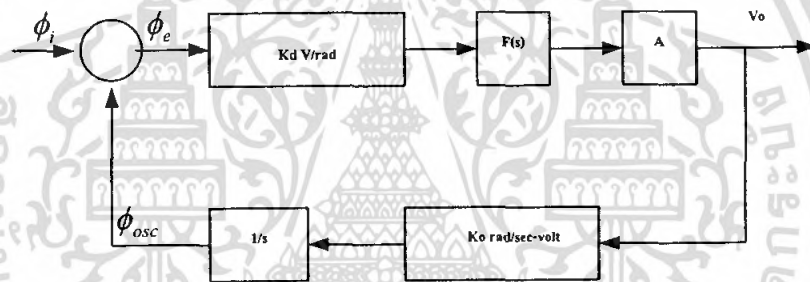
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่  $V_c = V_d F(s)$  เมื่อ  $F(s)$  คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์สัญญาณ  $V_c$  จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกคิงเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.66)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูบจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุตแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้คิงเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์เฟสล็อกลูปได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานฟอร์มและสมการคิฟเฟอเรนเชียล

### การหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.22 บล็อกโคแอมแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป

จากรูปที่ 2.22

$K_d$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

$F(s)$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

$A$  = อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

$K_o$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.67)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.68)$$

$$\text{จาก } \omega = s\theta \quad (2.69)$$

$$\text{และ } \theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.70)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรงแต่เรา

ต้องการค่าเฟส  $\phi_{osc}$  ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก  $1/s$  เพื่อเปลี่ยน  $\omega_{osc}$  ให้เป็น  $\phi_i$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จากรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน} = \frac{A}{1+AF} \quad (2.71)$$

เมื่อ  $A$  = อัตราการขยายไปข้างหน้า

$F$  = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.22 ทรานส์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.72)$$

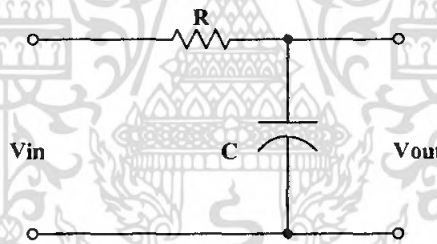
$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \quad (2.73)$$

โดยปกติเราจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.67) และ (2.68) เราจะได้

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s \phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2.74)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.23

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1}{1 + sRC} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_i} \end{aligned} \quad (2.75)$$

เมื่อ  $\omega_i = 1/RC$  แทนค่าสมการ(2.74) ลงในสมการ (2.73)

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \quad (2.76)$$

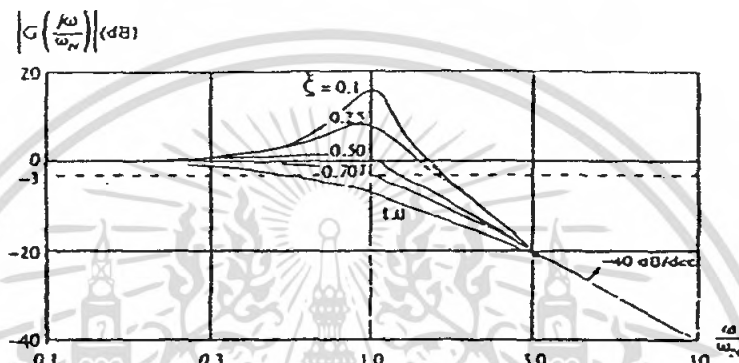
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right]$$

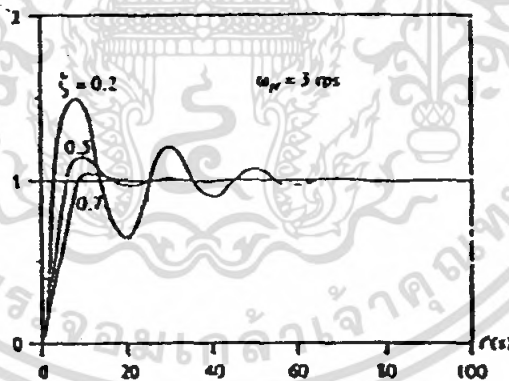
$$\omega_n = \sqrt{K_v} \omega_1$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \quad \text{เมื่อ } K_v = K_o K_d A$$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(s)$  นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.24 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกคู่



รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น (Step Function)

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปลิเตอร์  $\omega$  ลดลงหรือค่า  $K$  เพิ่มขึ้น ค่า  $\xi$  ของลูปลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลจะเป็นพีก และผลตอบสนองคอสเตปของลูปลในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีกในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่ไม่ดี เมื่อลูปลมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบระบบเฟสล็อกกลุ่ให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้  $\zeta$  มีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.77)$$

และความถี่คutoffที่ -3 dB แบนด์วิดท์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} = \sqrt{2}K_v \quad (2.78)$$

วงจรเฟสล็อกกลูที่ใช้ในระบบสื่อสารต่างๆ ไปจะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกกลูสามารถค้างการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟสซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $\pi$  น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้พิสัยการล็อก  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$  เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_o K_d F(s) \quad (2.79)$$

$$\text{แทนค่า } \theta_{e_{\max}} = \pi \text{ และ } \theta_{e_{\min}} = 0$$

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2)K_o K_d F(s) \quad (2.80)$$

$$2\Delta\omega_L = \pm \pi K_o K_d F(s) \quad (2.81)$$

เมื่อ  $\Delta\omega_L$  คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า  $\omega_1$  เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_0$  มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.79) สภาวะสมดุลของการชิงโครนัสจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบเดิมต้องมีสภาวะที่ลูปอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกกลูสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า “พิสัยแคปเจอร์” ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoffของลูปฟิลเตอร์  $\omega_c$  และการล็อก  $\Delta\omega_L$  จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

ในกรณีทั่วไป  $\Delta\omega_L \gg \omega_c$

$$\Delta\omega_c = \pm \sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \quad (2.82)$$

$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \quad (2.83)$$

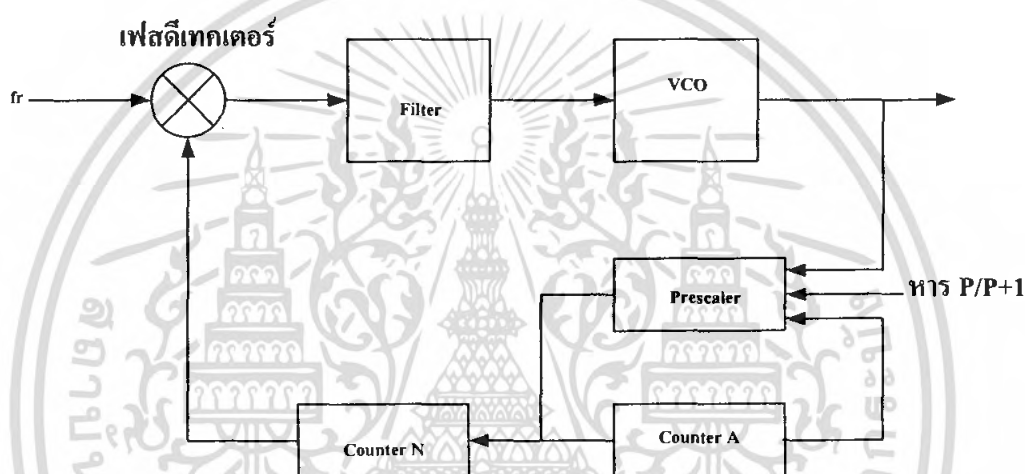
### วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีหลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ  $f_R$  เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกกลูในรูปที่ 2.26 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรนับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง  $P$  กับ  $P+1$  เราเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส” วงจรนับหาร  $N$  ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ค่า

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลงและใช้กับวงจรหาร  $N$  ตระกูล ทีทีแอลและซีมอสได้ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่านวีเอชเอฟ (VHF) และยูเอชเอฟ (UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจรพริสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล (ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า ( prescale ) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่า สลับกันในไอซีตัวเดียว โยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่งคือ  $P$  และ  $P+1$  เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาต์เตอร์ตระกูลทีทีแอล 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาต์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาต์เตอร์เสริม



รูปที่ 2.26 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส

เคาต์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย  $P$  หรือ  $P+1$  สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพริเซตตัวเลขให้เคาต์เตอร์เสริม และในขณะนี้พริสเกลเลอร์ให้  $P+1$  เป็นตัวหาร เคาต์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังจากนั้นเรื่อยๆ เคาต์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมๆ กับเคาต์เตอร์เสริม เมื่อเคาต์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย  $P$  และเคาต์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาต์

เตอร์หลักและเคาต์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพริเซตด้วยตัวเลขข้อมูล(ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พริเซตให้เคาต์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริเซตให้เคาต์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พริเซตให้เคาต์เตอร์หลักเป็น  $N$  และเคาต์เตอร์เสริมเป็น  $A$  เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร  $P+1$  ซึ่งจะยังคงหารด้วย  $P+1$  ไปจนกว่าเคาต์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาต์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของวงจรวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ  $P+1$  คูณด้วย  $A$  ไซเคิล

หลังจากนั้นฟรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาต์เตอร์ A ในขณะที่เคาต์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาต์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวงจรวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$N_t = (P + 1)A + P(N - A) \quad (2.84)$$

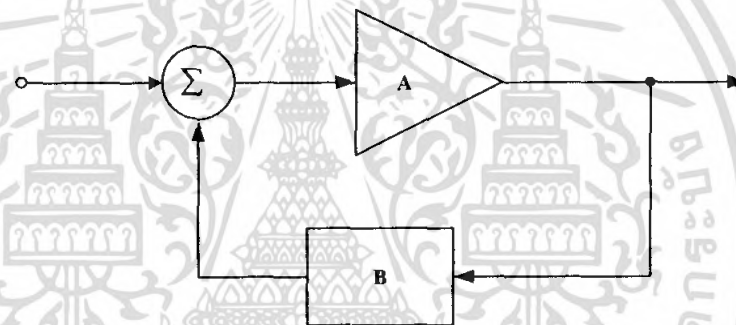
$$= PN + A \quad (2.85)$$

ความถี่ของวีซีโอจะเท่ากับ  $PN + A$  เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF}(PN + A) \quad (2.86)$$

## 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO : Voltage Control Oscillator)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก ( positive feedback ) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

A คือ อัตราขยายของวงจรรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

B คือ อัตราขยายในส่วนของวงจรป้อนกลับ

วงจรรออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ ( Barkhausen Criterion )

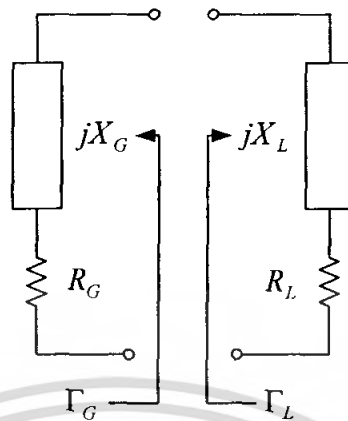
1.  $|AB| = 1$  และ

2.  $\angle AB = 360^\circ$

ดังนั้น  $A_{total} = \frac{A}{1 - AB}$  จะมีค่า = 1 เมื่อเกิดการออสซิลเลต

วงจรรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือก โดยวงจรรีโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

## เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)



รูปที่ 2.28 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

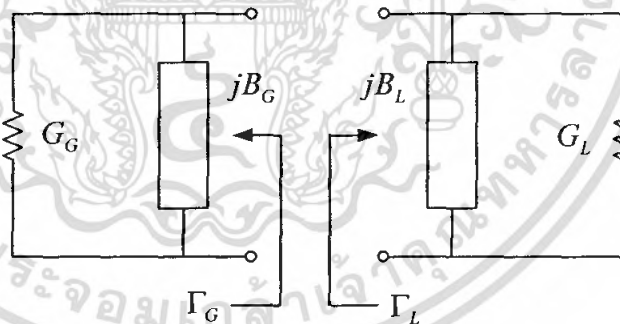
 $|R_G| > R_L$  เมื่อ  $R_G$  มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance) สำหรับช่วงเร

โซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0 \quad (2.87)$$

$$X_G + X_L = 0 \quad (2.88)$$

## เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.29 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ  $G_G$  มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีประสิทธิภาพ

$$G_G + G_L = 0 \quad (2.89)$$

$$B_G + B_L = 0 \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เรโซเนเตอร์

1. Lumped Element
2. Distributed Transmission Line
3. Cavity
4. Dielectric Resonator
5. YIG (yttrium iron Garnet)
6. Varactor

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของความต้านทานอย่างลบ (Negative Resistance) มาอธิบายเพราะง่ายกว่าตัวอย่างของวงจรที่ยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานแบบลบเช่นเดียวกันเริ่มต้นจาก

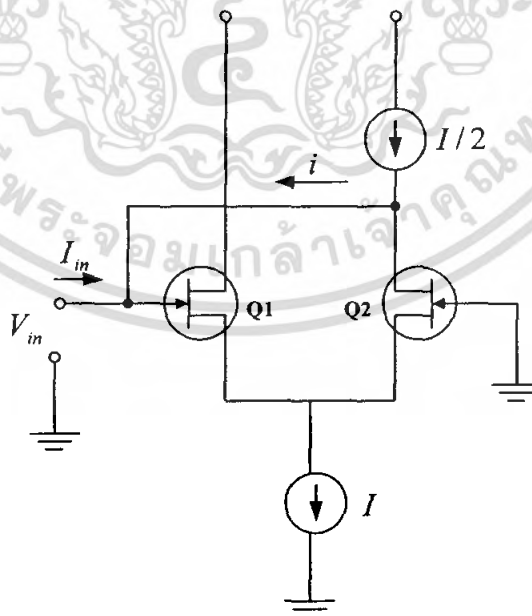
หาความต้านทานอินพุต

$$i = g_m \frac{V_i}{2} \quad (2.91)$$

เมื่อสมมติให้ความต้านทานอินพุตของเฟสและกระแสคงที่ (Constant Current) มีค่ามากๆ ดังนั้น  $V$  ที่ตกคร่อม  $V_{gs} \approx V_{in}/2$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m} \quad (2.92)$$

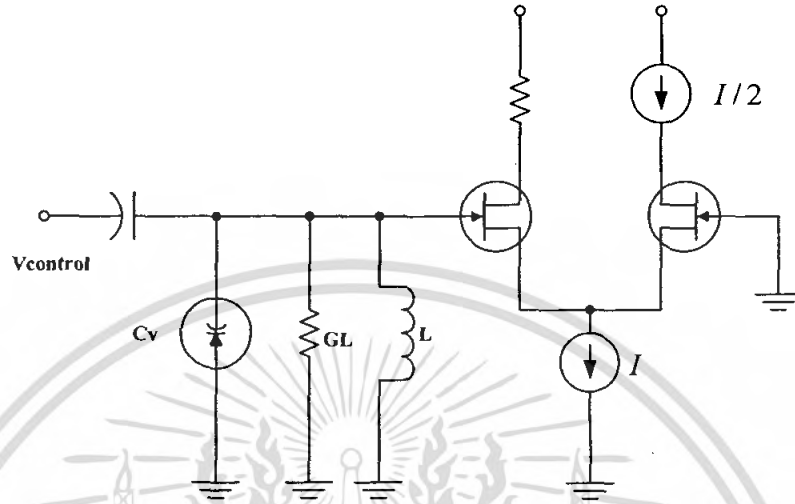
$$R_{in} = \frac{-2}{g_m} \quad (2.93)$$



รูปที่ 2.30 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซแนนซ์ทางค่านินพุตของออสซิลเลเตอร์ ( $V_m$ ) เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริมเคปแทนตัวเก็บประจุ จะได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน (VCO) ตามรูปที่ 2.31 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.31 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

$$|G_G| > G_L$$

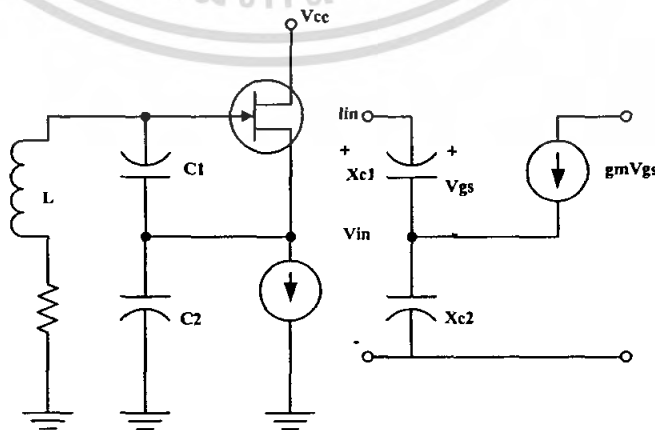
$$\frac{g_m}{2} > G_L$$

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

$$Q = \frac{R_L}{j\omega L} = R_L j\omega C$$

(2.94)

เฟต(FET)

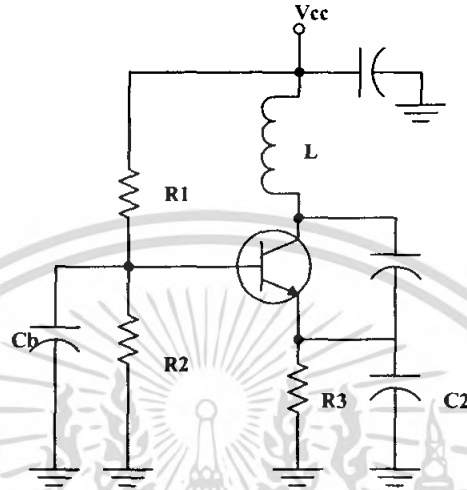


รูปที่ 2.32 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= i_{in}(X_{C1} + X_{C2}) + g_m V_{gs} X_{C2} \\
 V_{gs} &= V_{X_{C1}} = i_{in} X_{C1}
 \end{aligned}
 \tag{2.95}$$

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์



รูปที่ 2.33 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกันจะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 C_2 (C_1 + C_2))}}
 \tag{2.96}$$

เมื่อ  $R_3$  มากกว่า  $X_{C2}$  มากๆ

และ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

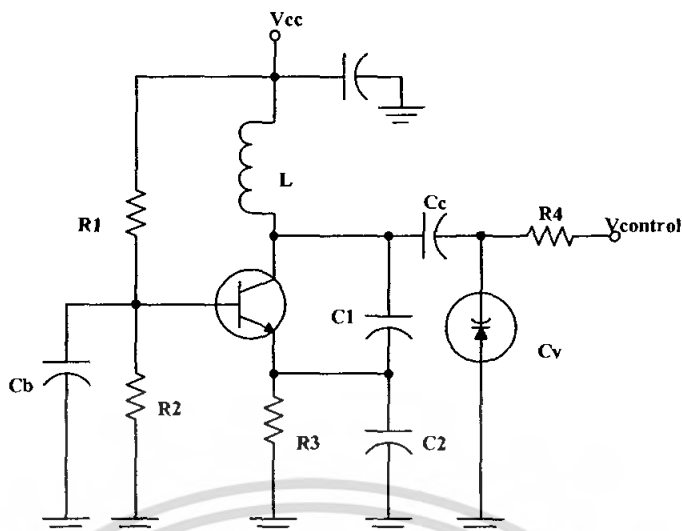
เมื่อ

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} \quad ; \quad V_T = 25mV \quad \text{ที่ } 25^\circ C$$

ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}
 \tag{2.97}$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้วารีแคปในการทำงาน โดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรที่ โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บัสลือกกระแสไฟตรงดังนั้นจึงต้องมีค่ามากกว่าที่ความถี่สูงๆอาจมากกว่า 0.1 ไมโครฟารัด



รูปที่ 2.34 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ปรับค่าได้ตามแรงดัน

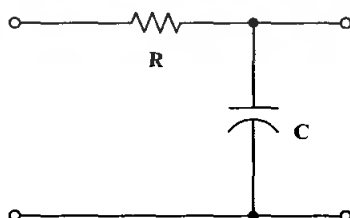
ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[ \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right] / C_V}} \tag{2.98}$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่าความต้านทานแบบลบ (Negative Resistance) น้อยกว่าความต้านทานแบบบวก (Positive Resistance) และที่สำคัญ Q และ L ควรมีค่ามาก เพื่อไม่ให้มีการสูญเสียของวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

2.5 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ ( Loop Filter )

รูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.35 วงจรรูปอันดับที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.99)$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{K_v(1/S\tau + 1)}{S + K_v(1/S\tau + 1)} \\ &= \left( \frac{K_v}{S(S\tau + 1) + K_v} \right) \\ &= \frac{K_v/\tau}{S^2 + S/\tau + K_v/\tau} \end{aligned} \quad (2.100)$$

เทียบกับทรานเฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.101)$$

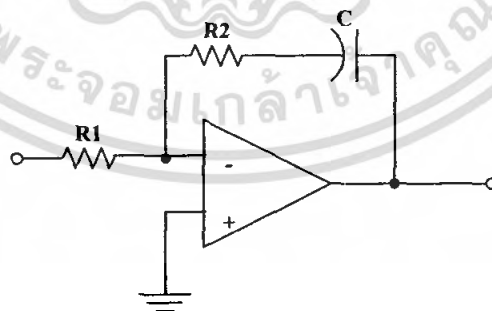
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\ \xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \end{aligned} \quad (2.102)$$

เมื่อ

$\omega_n$  = Natural Angular Frequency  
 $\xi$  = Damping Factor

รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.36 วงจรรูปอันดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 F(s) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.103}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{K_v F(s)}{S + K_v F(s)} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1) / S\tau_1}{S + K_v (S\tau_2 + 1) / S\tau_1} \\
 &= \frac{K(S\tau + 1) / \tau_1}{S^2 + K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{K_v}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.104}$$

เทียบกับทราจเฟอริงค์มาตรฐาน

$$T(s) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.105}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau_1} \\
 2\xi\omega_n &= K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} \\
 \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_v}{\tau_1}} \\
 &= \frac{\tau_2}{2} \omega_n
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า  $\omega_n$  และ  $\xi$  เป็นอิสระจากกันได้ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จาก open-loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{K_v F(s)}{S} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.107}$$

แทน  $S = j\omega$  จะได้

$$T'(s) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.108}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\tau_1 = \frac{K_V}{\omega_n^2}$  และ  $\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$

$$|\tau'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}$$

$$\left| \tau \frac{j\omega}{\omega_n} \right| = \left( \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2.109)$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left( \frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left( 2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.110)$$

กำหนดให้

$$X = \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)$$

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.111)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.112)$$

กำหนดค่า  $X$  ในกรณีที่  $\left| T' \left( \frac{j\omega_1}{\omega_n} \right) \right| = 1$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.113)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปแบบใหม่

$$X_4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.114)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.115)$$

ได้ Phase margin

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left( 2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \right) \end{aligned} \quad (2.116)$$

แบนด์วิดท์ -3dB

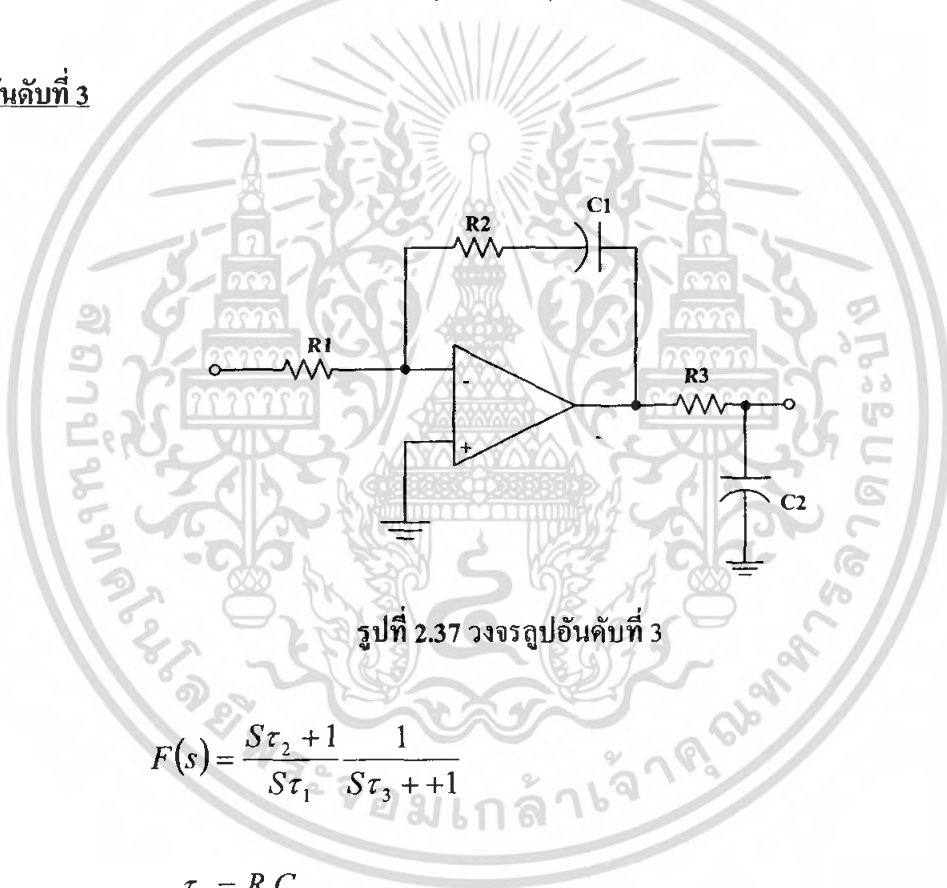
$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}} \quad (2.117)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 |T_B(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2) + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2}} \\
 (\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
 \omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
 \omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 - \omega_n^4 &= 0 \\
 \omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2} \\
 \omega_{\text{bandwidth}} &= \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.118)
 \end{aligned}$$

### รูปอันดับที่ 3



รูปที่ 2.37 วงจรรูปอันดับที่ 3

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.119)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}
 \tau_1 &= R_1 C_1 \\
 \tau_2 &= R_2 C_2 \\
 \tau_3 &= R_3 C_3
 \end{aligned}$$

จะได้ Close-loop Transfer Function

$$T(s) = \frac{K_v F(s)}{S + K_v F(s)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{K_v(S\tau_2 + 1)}{S\tau_1(S\tau_3 + 1)} \\
&= \frac{K_v(S\tau_2 + 1)}{S + \frac{K_v(S\tau_2 + 1)}{S\tau_1(S\tau_3 + 1)}} \\
&= \frac{K_v(S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1(S\tau_3 + 1)) + K_v(S\tau_2 + 1)} \\
&= \frac{K_v(S\tau_2 + 1)}{S^3\tau_1\tau_3 + S^2\tau_1SK_v\tau_2 + K_v}
\end{aligned}$$

$$T(s) = K_v \left( \frac{\tau_2}{\tau_2\tau_3} \right) \left( \frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3}S^2 + \frac{K_v\tau_2}{\tau_1\tau_3}S + \frac{K_v}{\tau_1\tau_3}} \right) \quad (2.120)$$

Open-loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
T'(s) &= \frac{K_v F(s)}{S} \\
&= \frac{K_v F(S\tau_{2+1})}{S \cdot S\tau_1(S\tau_3 + 1)}
\end{aligned} \quad (2.121)$$

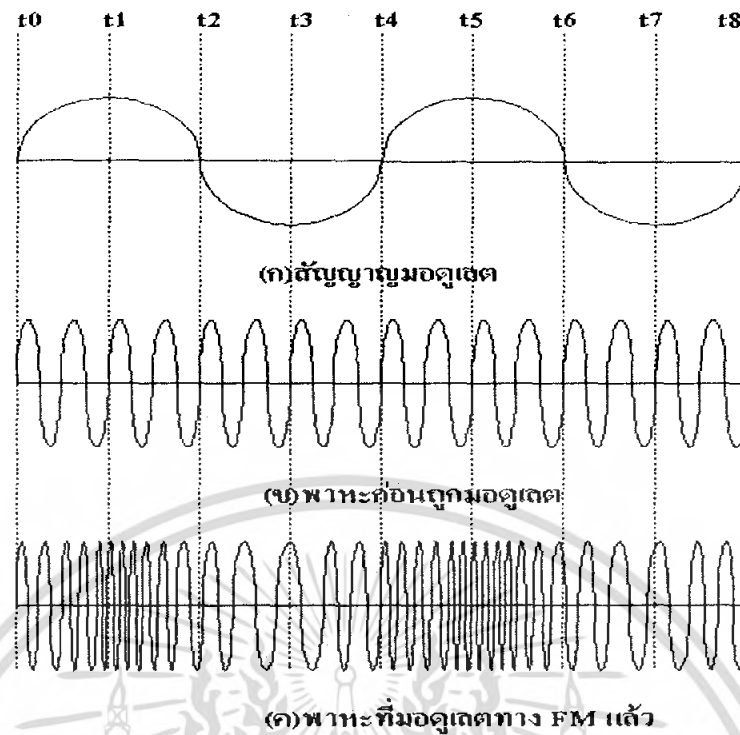
$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega) - 180^\circ \quad (2.122)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธี BODE จะมีส่วนเฟส (Phase margin)

$$\begin{aligned}
\phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\
&= \tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega)
\end{aligned} \quad (2.123)$$

## 2.6 การมอดูเลตทางความถี่ ( Frequency Modulation : FM )

ในการมอดูเลตทางความถี่ แอมพลิจูดของคลื่นพาหะจะไม่มีผลหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยความถี่จะเกิดการเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ที่นำมาผสม (modulating signal) ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่าความถี่กึ่งกลาง (center frequency) เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้น และถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตลดลง ความถี่ของสัญญาณพาหะก็จะลดลงจนกระทั่งสัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะที่จะเป็นความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันความถี่ที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลง และความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อสัญญาณมอดูเลตมีค่าขนาดลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณมอดูเลตผ่านครึ่งไซเคิลกลับไปถึงศูนย์



รูปที่ 2.38 สัญญาณเอฟเอ็ม

จะเห็นว่าขนาดของคลื่นพายะจะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร ส่วนที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพายะเท่านั้น การเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามความแรงของสัญญาณมอดูเลตนั้นเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency deviation) ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของความถี่พายะมาก ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีค่าสูงเป็นอัตราส่วนโดยตรงต่อกัน นอกจากนี้สิ่งที่ควรจะทำความเข้าใจคือ การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดไปครบ 1 รอบ สัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่าอัตราการเบี่ยงเบนสูง ก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลตสูง ดังนั้นอัตราการเบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณมอดูเลต  $e_m$  จะไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพายะ สมมติให้ความถี่พายะเปลี่ยนไป  $ke_m$  กำหนดให้  $k$  คือค่าคงที่เรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่คงที่ (frequency Deviation Constant) ดังนั้นความถี่ชั่วครว (Instantaneous Deviation Constant) ที่เปลี่ยนไปคือ

$$f_i = f_c + ke_m \quad (2.124)$$

$f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพายะที่ยังไม่มีการมอดูเลต ถ้า  $e_m$  เป็นคลื่นรูปไซน์ จะได้

$$e_m = E_m \sin(\omega_m t) \quad (2.125)$$

แทนค่าสมการ 2.14 ในสมการ 2.125 จะได้

$$f_i = f_c + kE_m \sin(\omega_m t) \quad (2.126)$$

ความถี่สูงสุดที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณเสียงคือ

$$\Delta f = kE_m \quad (2.127)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสมการ 2.126 จะกลายเป็น

$$f_i = f_c + \Delta f \sin(\omega_m t) \quad (2.128)$$

ให้สมการที่ยังไม่ได้มอดูเลตคือ คลื่นรูปไซน์

$$e_c = \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.129)$$

ความถี่เชิงมุมคงที่ ( Constant Angular velocity )  $= \omega = 2\pi f$  มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที และ  $\phi$  คือมุมเฟสที่ ( Constant Phase Angle ) มีหน่วยเป็นเรเดียน สมการทั่วไปของ 2.129 คือ

$$e_c = \sin\theta(t) \quad (2.130)$$

เมื่อความถี่เปลี่ยนไปเช่น ในกรณีของการมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมชั่วขณะ ( Instantaneous Angular Frequency )

$$\omega_i = 2\pi f = d\theta(t)/dt \quad (2.131)$$

อินทิเกรตสมการ 2.131 ตามเวลาจะได้

$$\theta(t) = \int \omega_i dt \quad (2.132)$$

ค่าของ  $f_i$  ชั่วขณะนี้จะมีความสัมพันธ์กับการมอดูเลตตามสมการ 2.128 ความถี่เชิงมุมคงที่ ( ในกรณีที่ ยังไม่มีการมอดูเลต)

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int \omega_c dt \\ &= \omega_c t + \phi \end{aligned} \quad (2.133)$$

$\phi$  คือค่าคงที่ของการอินทิเกรต จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.130 ได้มาจากการแทนค่าของสมการ 2.133 ในสมการ 2.128 สำหรับการมอดูเลตคลื่นไซน์ แทนค่าสมการ 2.128 ในสมการ จะได้

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int 2\pi(f_c + \Delta f \sin \omega_m t) dt \\ &= \omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t + \phi \end{aligned} \quad (2.134)$$

และ  $\omega_m = 2\pi f_m$  คลื่นมอดูเลตไซน์สามารถหาได้จากการแทนค่าสมการ 2.134 ในสมการ 2.130 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t) \quad (2.135)$$

ดัชนีการมอดูเลต ( Modulation Index ) สำหรับการมอดูเลตทางความถี่คือ

$$m_f = \Delta f / f_m \quad (2.136)$$

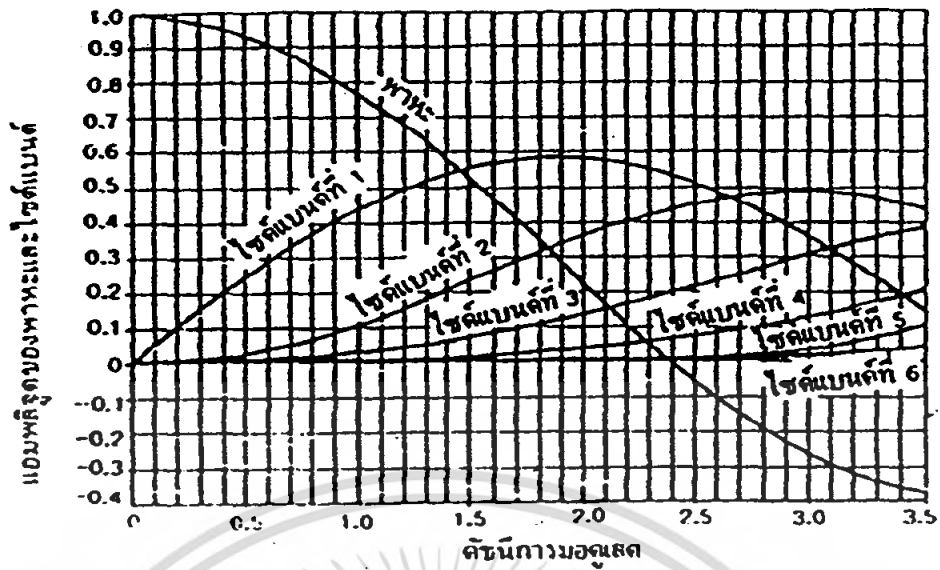
จากสมการ 2.135 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t) \quad (2.137)$$

สเปกตรัมจะประกอบไปด้วยคลื่นพาหะและฮาร์โมนิกข้างเคียงของความถี่มอดูเลต ความสูงของสเปกตรัมต่างๆ สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของเบสเซล ( Bessel's Function ) จาก  $m_f$  คือดัชนีการมอดูเลตตามสมการ และ  $n$  คือจำนวนความถี่ข้างเคียงและ  $J_0(m_f)$  คือความสูงของคลื่นพาหะ จะเห็นได้ว่าถ้า  $\phi$  สเปกตรัมต่างๆจะประกอบด้วย

คลื่นพาหะ ( $f_c$ )	$J_0(0.5) = 0.94$	
ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 1 ( $f_c \pm f_m$ )	$J_1(0.5) = 0.24$	
ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 2 ( $f_c \pm 2f_m$ )	$J_2(0.5) = 0.02$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม

สเปกตรัมตามค่าต่างๆของ  $m_f$  ดังรูปที่ 2.40 ในกรณีนี้ ช่องไฟของแต่ละสเปกตรัมจะห่างเท่ากับความถี่ของสัญญาณมอดูเลต ( $f_m$ ) และช่วงกว้างคลื่น (Bandwidth) จะมีค่าเท่ากับ

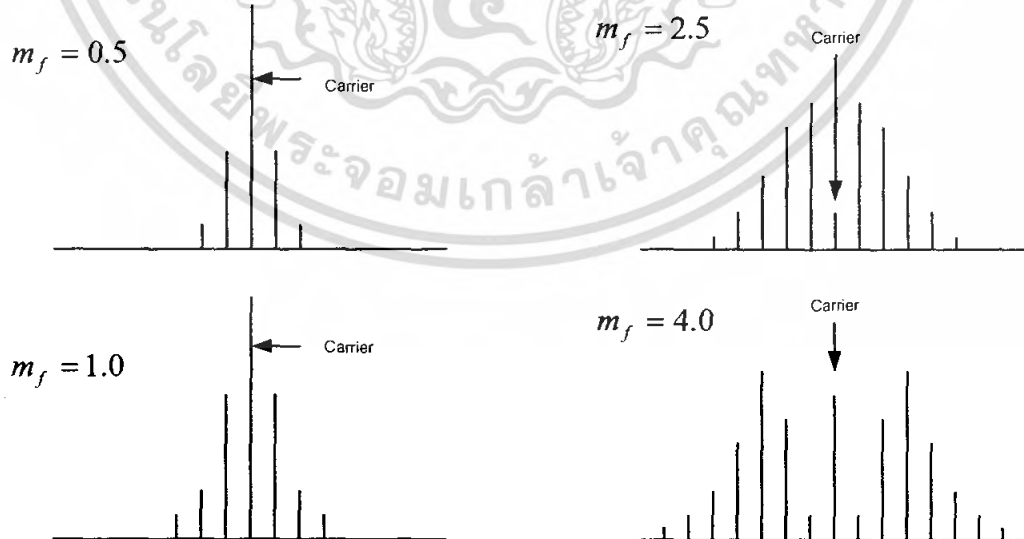
$$B_{FM} = 2nf_m \tag{2.138}$$

$n$  คือ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m \tag{2.139}$$

แทนค่า  $m_f$  จากสมการ จะได้

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) \tag{2.140}$$



รูปที่ 2.40 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ  $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$  และ  $4.0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต จะให้ความสนใจทางด้านความถี่ โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนที่เรียกว่า ครบ 100 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสมมติว่าค่าการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดเป็น 75 กิโลเฮิรตซ์ และเมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลตเข้าแล้วไม่มีการเบี่ยงเบนความถี่เพียง 37.5 กิโลเฮิรตซ์ ก็หาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้  $= (37.5/75) * 100 = 50\%$

## 2.7 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก ( Small Signal RF Amplifier )

### 2.7.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนได้ตามอุณหภูมิคือ  $\Delta V_{BE}$  และ  $\Delta \beta$  จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป

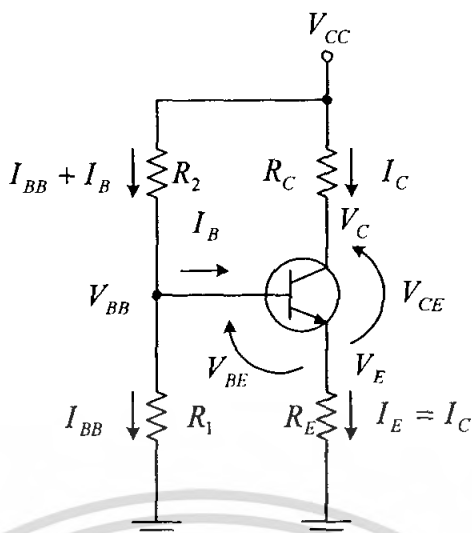
เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ  $2.5mV/^{\circ}C$  จากอุณหภูมิห้องปกติคือ  $0.7V$  และเนื่องจาก  $V_{BE}$  ลดลงทำให้  $I_C$  เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้(ค่าที่เรากำหนดคอนออกแบบคือ  $I_C$  และ  $V_{BE}$ ) นี่คือนสิ่งที่เราป้องกันไม่ให้เกิดขึ้นโวลต์เดจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า  $\Delta V_{BE}$  สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ  $\Delta V_{BE}$  ก็คือ  $V_E$

การลดลงของ  $V_{BE}$  ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น  $V_E$  จึงเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มของ  $V_E$  จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ  $V_{BE}$  จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มของ  $V_E$  ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \quad (2.141)$$

โดยที่  $\Delta I_C$  คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์  
 $I_C$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง  
 $\Delta V_{BE}$  คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลต์เดจเบส-อิมิตเตอร์  
 $V_E$  คือ โวลต์เดจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้  $V_E$  เป็น 20 เท่าของ  $\Delta V_{BE}$  กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5%  $V_E$  ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า  $V_E$  ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้แกนของสัญญาณกระแสลดลง เพื่อไม่ให้แกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม  $R_E$  แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่ โดยทั่วไปสมมติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน  $\pm 50^{\circ}C$  เราจะได้ค่า  $V_E$  เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้  $I_C$  เปลี่ยนแปลงเพียง  $\pm 5\%$



รูปที่ 2.41 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

## 2.7.2 การคำนวณวงจรมายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ ( S Parameter )

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

### 2.7.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ

$D_S$  :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.142)$$

ค่าเสถียรภาพ(K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \quad (2.143)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะอันคอลชันแนลีสเตเบิล ( Unconditionally stable ) หมายความว่าทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะโพเทนเชียลลีอันสเตเบิล ( Potentially unstable ) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรมายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้ เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่ ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

### 2.7.2.2 อัตราขยายสูงสุดที่จะหาได้ ( Maximum Available Gain : MAG )

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$MAG = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (dB) \quad (2.144)$$

ในการหา  $MAG$  ค่า  $K$  ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

### 2.7.2.3 ซิมัลตาทาเนี่ยสคอนจูเกตแมตช์ ( Simultaneous Conjugate Match )

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-ซอร์สของวงจรขยาย ( load-source reflection coefficient ) เพื่อใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์กับวงจรอื่นๆ ینگคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1.) หาค่า  $C_2$  : 
$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.145)$$

2.) หาค่า  $B_2$  : 
$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.146)$$

3.) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \quad (2.147)$$

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ  $B_2$

- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจะใช้ค่าของมุมของ  $C_2$  โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

### 2.7.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส ( Source Reflection Coefficient )

$$\Gamma_S = \left[ S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L S_{22})} \right] \quad (2.148)$$

นำค่า  $\Gamma_S$  ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ  $\Gamma_L$  ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์

โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \quad (2.149)$$

โดย

$$Z_S = \left[ \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right] \quad (2.150)$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.151)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$Z_L = \left[ \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right] \quad (2.152)$$

### 2.7.2.5 การคำนวณโดยค่าความถี่เฉพาะ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยการกำหนดค่าความถี่เฉพาะ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีแกนกลางคงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิตชาร์ตซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1.) หาค่า  $D_S$  :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.153)$$

2.) หาค่า  $D_2$  :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.154)$$

3.) หาค่า  $C_2$  :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.155)$$

4.) หาค่า  $G$  :

$$G = \frac{\text{Gain - desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.156)$$

5.) จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีแกนคงที่ คือ

$$r_0 = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} \quad (2.157)$$

6.) รัศมีของวงกลมที่มีแกนคงที่ คือ

$$p_0 = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} \quad (2.158)$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิตชาร์ตซึ่งค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้แกนตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ  $\Gamma_L$  แล้วก็จะได้ค่า  $\Gamma_S$  ซึ่งนำค่าต่างๆที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ต่อไป

### 2.7.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอินสตาบิลิตี (ค่า  $K$  น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาว่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1.) หาค่า  $D_S$

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.159)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) หาค่า  $C_1$  :

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \quad (2.160)$$

3.) หาค่า  $C_2$  :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.161)$$

4.) หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.162)$$

5.) หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$p_{S1} = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.163)$$

6.) หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.164)$$

7.) หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$p_{S2} = \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.165)$$

### 2.7.3 อิมพีแดนซ์แมต칭 ( Impedance Matching )

เมื่อเรากำหนดได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมต칭อิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด ( Maximum power transfer ) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \quad (2.166)$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \quad (2.167)$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \quad (2.168)$$

โดยที่  $Q_S$  คือค่า  $Q$  ของส่วนอนุกรม

$Q_P$  คือค่า  $Q$  ของส่วนขนาน

$R_P$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

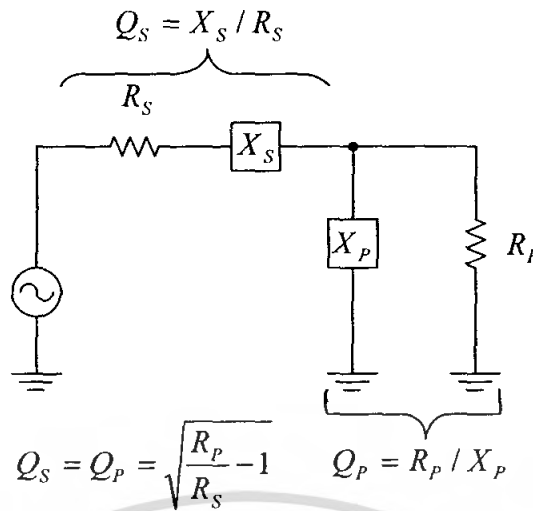
$X_P$  คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาขนาน

$R_S$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

$X_S$  คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่า  $X_P$  และ  $X_S$  อาจเป็นได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.42 การแมตซ์อิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส  $100\Omega$  กับความต้านทานของโหลด  $1000\Omega$  ที่ความถี่  $100\text{MHz}$

วิธีทำ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} = \sqrt{9} = 3$$

จากสมการ

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S}$$

$$X_S = Q_S R_S = 300\Omega$$

จากสมการ

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P}$$

$$X_P = \frac{R_P}{Q_P} = 333\Omega$$

เราเลือกให้  $X_S$  เป็นอินดักทีฟและ  $X_P$  เป็นคาปาซิทีฟเนื่องจากค่าความถี่  $100$  เมกะเฮิรตซ์ จะได้

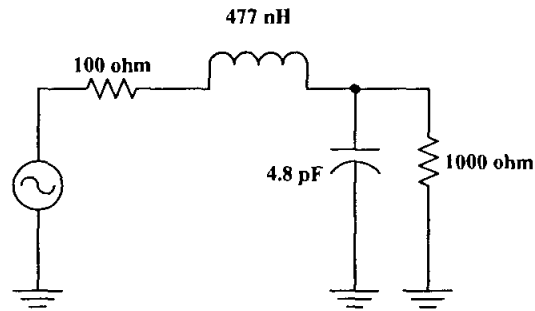
$$L = \frac{X_S}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)}$$

$$= 477\text{nH}$$

$$= 4.8\text{pF}$$

นำค่าต่างๆที่ได้ไปสร้างวงจรดังรูปที่ 2.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 วงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

## 2.8 ควอดรามาเจอร์ตีเทกซัน (Quadrature Detection)

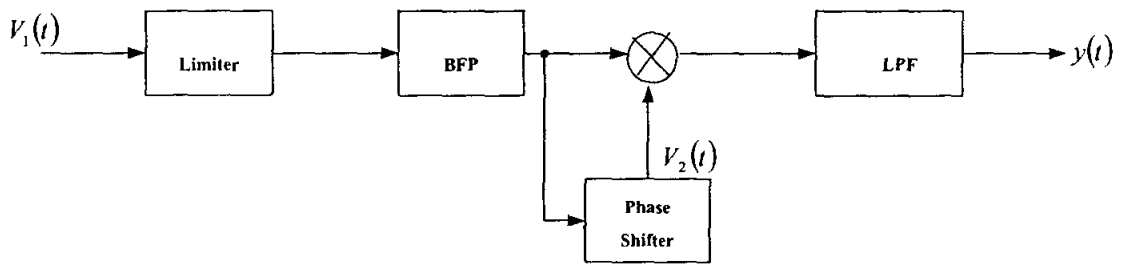
การตีมอดูเลตสัญญาณเอพเอ็มแบบควอดรามาเจอร์ตีเทกซันเป็นการใช้การแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์มาจากสัญญาณเอพเอ็ม ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiate) กล่าวคือ แสดงการดิฟเฟอเรนเชียลให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าดังนี้

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = \frac{1}{\tau} [\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.169)$$

ในกรณีของสัญญาณเอพเอ็มนั้น เนื่องจาก  $\phi(t) = k \int_{-\infty}^t m(t) dt$  ดังนั้นจะสามารถผูกพันสมการ กับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t - \tau)] = \tau \frac{d}{dt} \phi(t) = km(t) \quad (2.170)$$

นั่นคือสามารถสร้าง  $\phi(t - \tau)$  และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง  $\phi(t)$  และ  $\phi(t - \tau)$  สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  การสร้างสัญญาณ  $\phi(t - \tau)$  จากสัญญาณเอพเอ็มก็ทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (Linear Phase Shifter) นั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ  $\phi(t) - \phi(t - \tau)$  นั้นจะทำได้โดยนำสัญญาณเอพเอ็มเดิมกับสัญญาณเอพเอ็มที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.44 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิมิตเตอร์และวงจรกรองความถี่เฉพาะผ่านมิไวจ์ดการกับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูปที่ 2.44 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน

ควอดราเจอร์ดีเทกชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบดีเทกชันข้างต้นที่ดึงการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า  $\pi$  ที่ทำให้  $\omega_c \tau = \pi/2$  ดังนั้นถ้าให้สัญญาณเอพเอ็มที่เข้ามาเขียนได้เป็น  $v_1(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$  สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_2(t) = \cos[\omega_c(t - \tau) + \phi(t - \tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t - \tau)] \quad (2.171)$$

เมื่อคูณสัญญาณ  $v_1(t)$  และ  $v_2(t)$  ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ผ่าน ผลที่ได้ออกมา ก็จะเขียนได้เป็น

$$y(t) \approx \sin[\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.172)$$

และเนื่องจาก  $\tau$  มีค่าเล็กมากทำให้  $\phi(t) - \phi(t - \tau) \ll \pi$  เราจึงสามารถประมาณค่าสมการ เป็นดังนี้

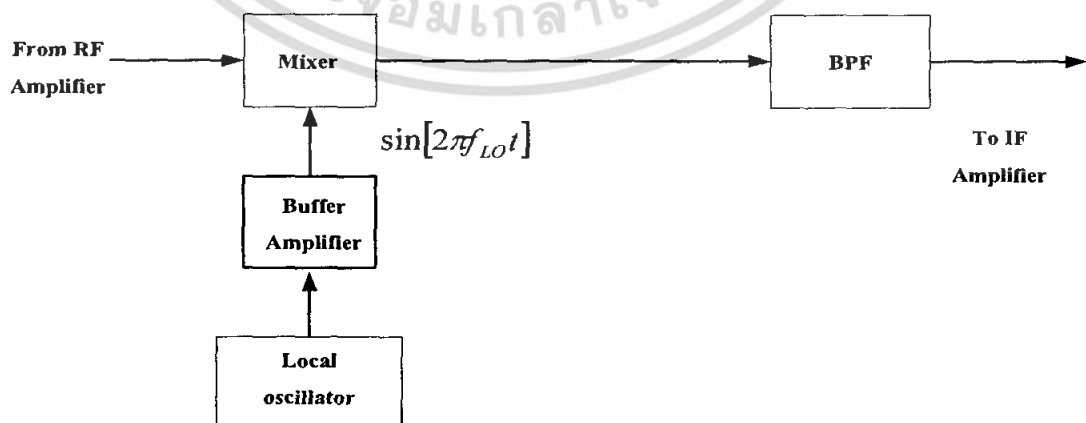
$$y(t) \approx [\phi(t) - \phi(t - \tau)] = km(t) \quad (2.173)$$

จะเห็นได้ว่าสามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟสนี้

## 2.9 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการ down converter ความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่ IF (Intermediate frequency)

$$V_{out} = [\sin(2\pi f_{RF} t) \cdot \sin(2\pi f_{LO} t)] = (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - (1/2)\cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t]$$



รูปที่ 2.45 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.45 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) เข้ากับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น จริงๆแล้ว วงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF} t)(\sin 2\pi f_{LO} t) \quad (2.174)$$

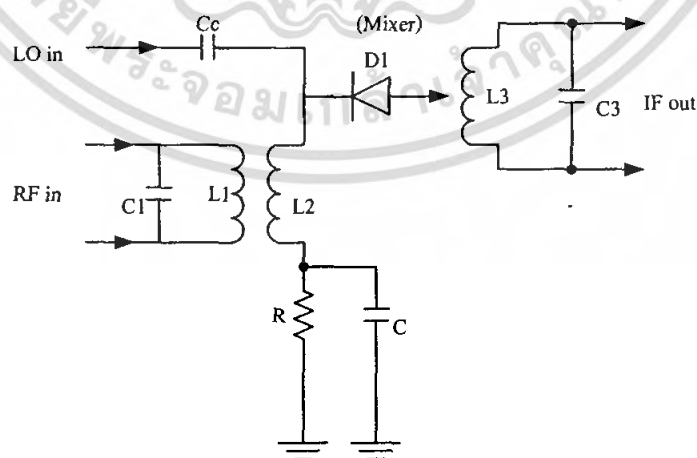
เมื่อ  $f_{RF}$  คือความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

$f_{LO}$  คือความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

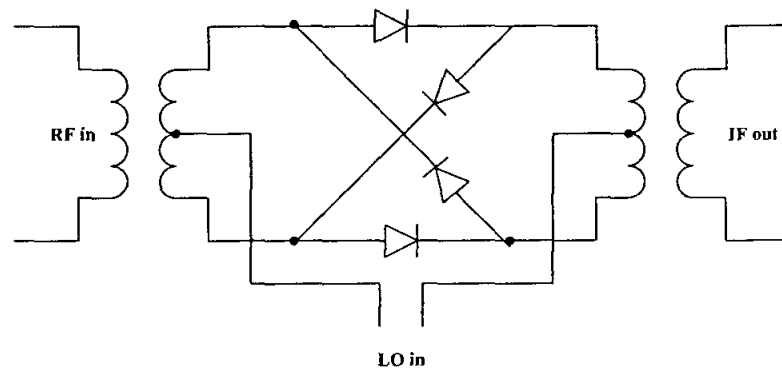
$$V_{out} = \left(\frac{1}{2}\right) \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - \left(\frac{1}{2}\right) \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.175)$$

ค่า  $(f_{RF} - f_{LO})$  คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate Frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์ หรือ FET มากกว่าไดโอด เพราะวงจรมิกเซอร์แบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบ cross product ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่า conversion loss เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้น และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่า conversion loss จะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือ วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ดังรูปที่ ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบ FM และ AM บางทีอาจเรียกว่า บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulators) หรือ โปรดักต์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรมิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่น คือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



รูปที่ 2.46 วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode

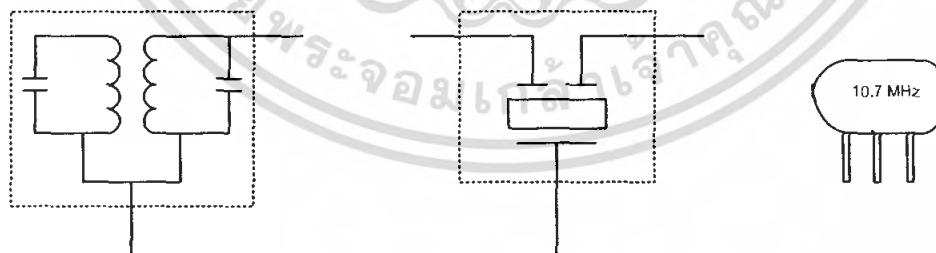
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.47 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

2.10 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะเช่น หม้อแปลงความถี่กลางของความถี่วิทยุและของโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กทริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่เรโซแนนซ์ทางค้ำเอาต์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็มและความถี่อื่นๆ ที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 4.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 38.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ขยายสัญญาณไม่ได้ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (Insert lose) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมามจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขา ใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขา เป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



(ก) หม้อแปลงเรโซแนนซ์ (ข) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์ (ค) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.48 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.11 วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตัล (Crystal Oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรกำเนิดความถี่ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล นอกจากนี้วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลยังใช้เป็นสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐานให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกา อิเล็กทรอนิกส์

คริสตอล เป็นศัพท์ภาษาอังกฤษแปลว่า ผลึก โดยความหมายของตัวมันเองก็คือผลึกของวัสดุบางชนิด เช่น ผลึกควอตซ์ เกลือหิน โรเซทล์ และทัวร์มาลีน วัสดุเหล่านี้รวมเรียกว่า พิโซอิเล็กทริก ซึ่งมีคุณสมบัติคือ มันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเมื่อบิดงอหรือคดผลึกเหล่านั้นด้วยแรง และในทำนองเดียวกัน ถ้าหากเราสร้างแรงดันไฟฟ้าให้กับมัน แรงดันไฟฟ้าที่คดกร่อมผลึกเหล่านั้นจะมีผลทำให้ผลึกของวัสดุเหล่านั้นมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิดออกไปจากเดิม

คริสตอลที่ใช้งานทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันคดกร่อมผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นกับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

โดยหลักการแล้วลักษณะคุณสมบัติของคริสตอล มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรเรโซแนนซ์ (Resonance Circuit) ที่สามารถเขียนวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 2.49

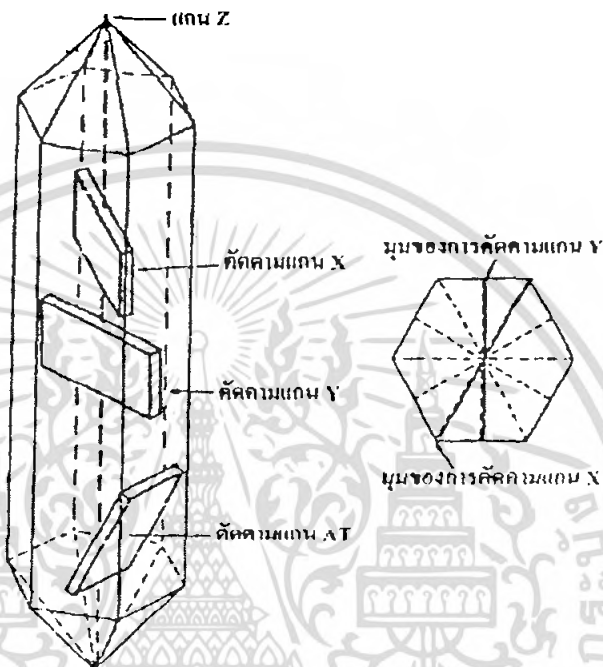


รูปที่ 2.49 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

ค่าตัวเหนี่ยวนำ ( Inductance ) ในวงจรสมมูลของตั้งคริสตอลจะมีค่าสูงแต่มีค่าตัวเก็บประจุ ( Capacitance ) ต่ำมาก ตัวคริสตอลเป็นเพียงผลึกควอตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะ ดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีกหนึ่งตัว ดังวงจรสมมูลรูปที่ 2.49 เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกันกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลท (Oscillate) ของสัญญาณน้อยมาก และในขณะที่เรโซแนนซ์นั้น ส่วนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกัน

ผลึกควอ์ตซ์ที่ได้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอนไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึม โดยผลึกควอ์ตซ์ที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกน ดังแสดงในรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 ผลึกควอ์ตซ์และการตัดผลึก

แกน X เป็นแกนที่ลากระหว่างมุม 2 มุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉากกับผิวหน้าของตัวคริสตอล นั่นคือหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่งไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามก็เรียกว่าการตัดแบบ X (X cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลง แต่ถ้าตัดในแนวแกน Y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือแกน Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอลขณะเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มาก ดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในแกนตัดคือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.50

เราอาจตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆ ก็ได้ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิ ตลอดจนความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic Frequency) ที่ใช้งานแตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอล จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการเรโซแนนซ์ ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบางก็หมายความว่า ความถี่ของการเรโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 เมกะเฮิร์ตซ์ ไม่เกิน 50 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่ถ้าหากต้องการความถี่ที่สูงกว่านี้อีก มักใช้ ฮาร์โมนิกของสัญญาณนั่นเอง

อุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ หรือในขณะใช้งานเป็นตัวกระตุ้น ในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่ และเกิดความร้อนกับตัวมันมากเกินไปซึ่งจะเป็นผลทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่และถ้าเกิดความร้อนกับตัวมันสูงตัวมันอาจเสียหายได้

จากที่กล่าวมาแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรกำเนิดความถี่ ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีค่าเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรกำเนิดความถี่สามารถหาได้จากการกำหนดค่า  $Q$  ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า  $Q$  ของคริสตอลมักจะมีค่าสูงกว่าค่า  $Q$  ของวงจรจูนที่ประกอบไปด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายในปัจจุบันมีค่า  $Q$  ประมาณ 5000 ถึง 30000 เราจึงจะพอเห็นแล้วว่าวงจรกำเนิดความถี่โดยคริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้ LC มาก

### 2.11.1 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

คุณลักษณะของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

1. คุณสมบัติการเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (linear property) ช่วยในการควบคุมค่าอัตราขยายของสัญญาณ (gain) และเฟสชิฟต์ของสัญญาณ (phase shift)
2. คุณสมบัติทางโอเวอร์โหลด (overload property) ช่วยในการควบคุมรูปร่างและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่ผลิตได้

สาเหตุที่มีวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์หลายชนิดเนื่องจากการออกแบบวงจรมันขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของคริสตอล ซึ่งจะทำให้ความถี่ในช่วงกว้าง

ความถี่ที่จะออสซิลเลตได้นั้นจะแปรค่าตามความต้านทานภายในของคริสตอล การที่จะจับคริสตอลให้สามารถทำงานได้นั้นต้องทำให้ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรถูกค่าความต้านทานซึ่งต่ออนุกรมอยู่ภายในคริสตอล ( $R_s$ )

อย่างไรก็ตามไม่ว่าค่าความต้านทานภายในคริสตอลจะมีค่าเท่าไร แต่ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องเปลี่ยนแปลงตามให้แมตช์กันอย่างเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรมันๆด้วยว่าสามารถทำงานได้ดีที่สุดในช่วงความถี่ใดเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นไม่มีความถี่ที่แน่นอน

**ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควอร์ตซ์คริสตอล**

แบ่งได้ 3 ชนิดใหญ่ๆดังนี้

1. แบบพื้นฐานที่ใช้ความถี่ไม่เกิน 20 เมกะเฮิร์ตซ์ เช่นวงจรแบบ Pierce และค่า  $Q$  ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 90 % ของค่า  $Q$  ภายในของออสซิลเลเตอร์

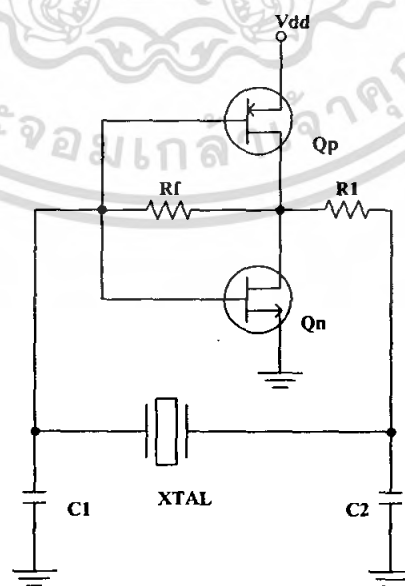
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบฮาร์โมนิกใช้ในความถี่ 20-100 เมกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วยวงจรเทงก์ LC หรือเป็นระบบที่ใช้ L และ C ในการเลือกฮาร์โมนิกที่ต้องการ โดยมีการใช้วงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลเลอร์ฮาร์โมนิก (Emitter-coupler Harmonic) คือมีเสถียรภาพทางความถี่แบบชอร์ตเทอม (Short-term) ดีที่สุด คือมีการรบกวนทางเฟส(phase noise) ต่ำที่สุดและค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 80% ของค่า Q ภายในคริสตอล เงื่อนไขของวงจรแบบที่ 1 และ 2 คือต้องการส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่เสถียรในระบบการเลื่อนเฟส (phase shift)
3. แบบบริดจ์ ใช้ในช่วงความถี่มากกว่า 100 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนมากกว่าสองแบบแรก แต่เป็นวงจรที่จะทำให้ได้ค่า Q ในวงจรมากกว่าค่า Q ภายในของคริสตอล มีหลักการคือ การใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อไปหักล้างกับส่วนของค่าความต้านทานภายในของคริสตอล โดยคิดค่า L และ C ภายในของคริสตอลด้วย มีลักษณะคือจะช่วยให้เสถียรภาพทางความถี่แบบชอร์ตเทอมสูงขึ้น ใช้วงจรบัฟเฟอร์ฟอลโลเวอร์ (Butler-follower)

เกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกวงจรที่เราจะใช้ ประกอบด้วย

1. ค่าความถี่ที่เราต้องการในการออสซิลเลต
2. ค่า  $R_S$  ของคริสตอลที่เราใช้
3. ความเหมาะสมในด้านราคา
4. ปัญหาเนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนของวงจร

วงจรถ้าเนคความถี่โดยใช้คริสตอลนั้นมีหลายชนิด จากรูปที่ 2.51 เป็นวงจรถ้าเนคความถี่โดยใช้คริสตอลที่นิยมใช้จริงอย่างแพร่หลาย เรียกว่า วงจรถ้าเนคความถี่แบบเพียร์ซ ซึ่งใช้ซีมอสอินเวอร์เตอร์ (CMOS Inverter) และมีตัวต้านทาน  $R_f$  เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน (DC-Operating Point) ภายในบริเวณที่มีอัตราขยายสูง (High Gain Region) ของซีมอสอินเวอร์เตอร์ ตัวต้านทาน  $R_1$  ที่ต่ออยู่กับ  $C_1$  ทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน มีไว้สำหรับการป้องกันไม่ให้ออสซิลเลตที่ฮาร์โมนิกที่สูงกว่าความถี่ของคริสตอล



รูปที่ 2.51 วงจรถ้าเนคความถี่แบบเพียร์ซ (Pierce Oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นการกล่าวถึงการคำนวณ การออกแบบวงจร โดยจะยึดจากบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวมาในบทที่ 1 (บทนำ) และอาศัยทฤษฎีในบทที่ 2 มาใช้ร่วมกันในการสร้างวงจร เพื่อที่จะสร้างวงจรให้ได้ผลใกล้เคียงกับทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบวงจรแต่ละส่วนจะอาศัยบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 โดยจะแบ่งการออกแบบเป็นหัวข้อใหญ่ๆ ดังนี้

1. การออกแบบวงจรภาคส่ง
2. การออกแบบวงจรภาครับ

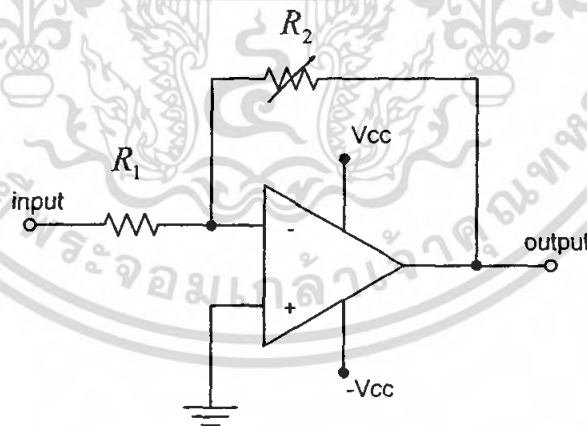
#### ภาคส่ง (Transmitter)

##### 3.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณเสียงที่รับเข้ามาได้นั้นมีขนาดต่ำ จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณที่แรงขึ้น เพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป โดยใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ซึ่งในการทดลองนี้เลือกใช้ออปแอมป์ LM358 และสามารถคำนวณอัตราขยายจาก

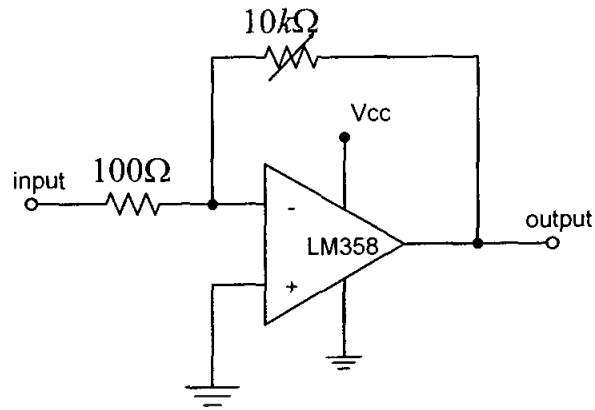
$$\begin{aligned} \text{อัตราขยายแรงดัน} \quad A_{V(\max)} &= \frac{-R_2}{R_1} & (3.1) \\ &= \frac{-(10k\Omega)}{100\Omega} \\ &= -100 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟสได้ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

โดยที่  $R_2 = 10k\Omega$  และ  $R_1 = 100\Omega$  ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณเสียงดังรูปที่ 3.2 โดยมีค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 100 เท่า (แบบกลับเฟส)



รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยาย 100 เท่า

### 3.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)

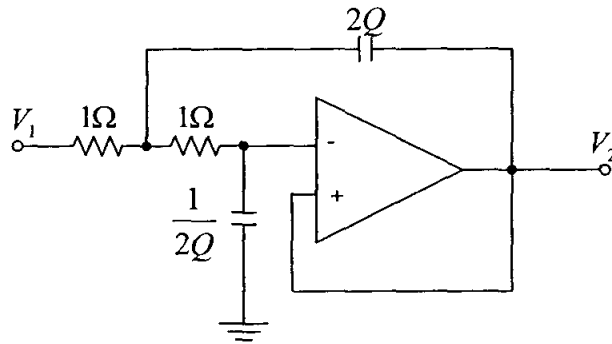
ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟ อันดับที่ 2 โดยกำหนดให้มีความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆแสดงได้ในตารางที่ 3.1

Even-Order	2	4	6	8	10	Odd-Order	3	5	7	9	11
Q1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51	Q1	1	0.62	0.55	0.53	0.52
Q2		1.31	0.71	0.6	0.56	Q2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q3			1.93	0.9	0.71	Q3			2.24	1	0.76
Q4				2.56	1.1	Q4				2.88	1.2
Q5					3.2	Q5					3.51

ตารางที่ 3.1 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ

เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีการนอมนัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม ซึ่งมีวงจรต้นแบบดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

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

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.1 แล้ว สามารถทำการสเกลความถี่และค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการดังนี้

$$R_{new} = R_{old} \times k_m \quad (3.2)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k_m k_f} \quad (3.3)$$

โดยที่  $k_f = \omega_{new} = 2\pi f_c$

$K_m$ =magnitudescale มีค่าเท่าไรก็ได้ตามต้องการ แต่ควรเลือกให้ค่า C และ R ได้สะดวกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกที่ฟิลเตอร์อันดับที่ 2 มีค่า Q 1 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้  
ที่  $Q_1=0.71$  จะได้  $R=1$

$$C_1 = 2Q = 2 \times 0.71 = 1.42$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times 0.71} = 0.704$$

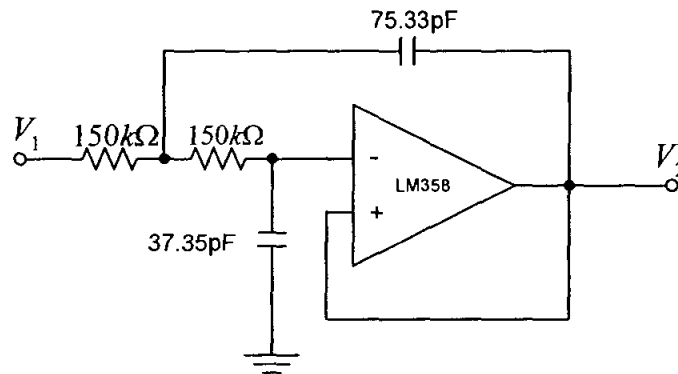
เมื่อกำหนดให้ค่า  $k_m = 150k\Omega$  และนำค่าที่ได้ไปแทนในสมการที่ 3.2 และ 3.3 แล้วได้ดังนี้

$$R_1 = R_2 = 150k\Omega$$

$$C_1 = 75.33pF$$

$$C_2 = 37.35pF$$

และเมื่อนำค่าต่างๆที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในแต่ละชุด จะทำให้ได้วงจรในแต่ละชุดโดยออปแอมป์ที่นำมาใช้คือ ไอซีเบอร์ LM358 ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่ความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิรตซ์

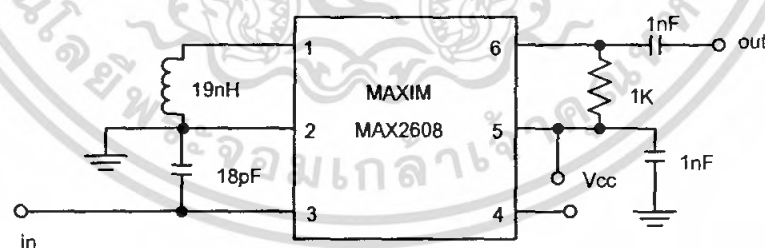
### 3.3 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล์ปที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล์ปการออกแบบประกอบด้วยวงจรต่างๆ ได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO: Voltage Control Oscillator) โดยใช้ไอซีเบอร์ MAX2608
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส (Dual Modulus Prescale) โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12054
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ซึ่งอยู่ใน ไอซีเบอร์ MC145152DW2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ใช้อปแอมป์เบอร์ LM358

#### 3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

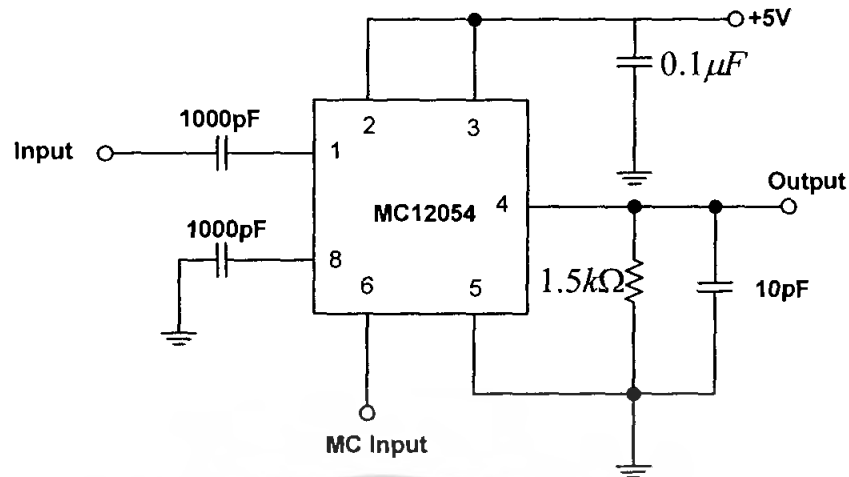
วงจรถ่ายสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าใช้ไอซีของแมกซิมเบอร์ MAX2608 ซึ่งผลิตความถี่ตั้งแต่ 300-500 เมกะเฮิรตซ์ โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การต่อวงจรของไอซี MAX2608

#### 3.3.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

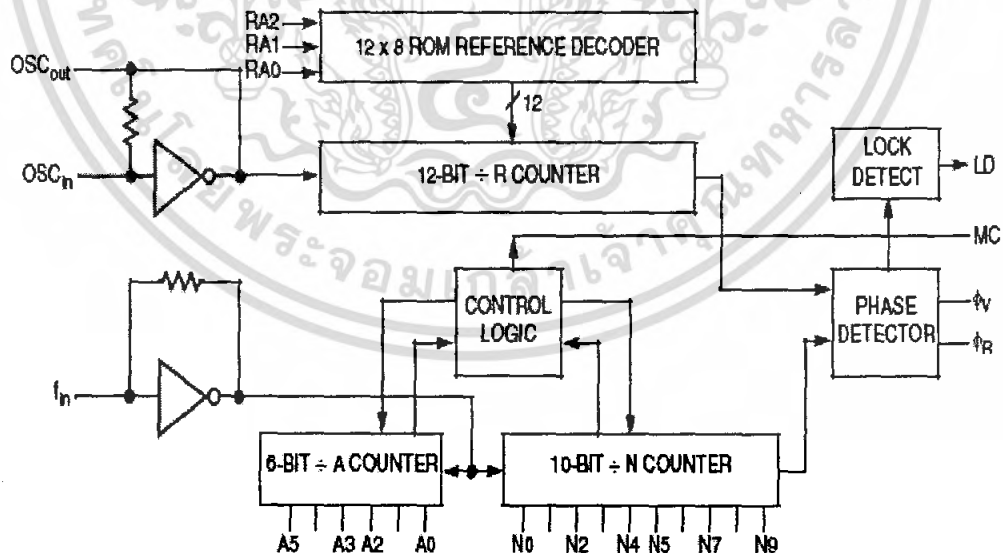
พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์โดยใช้ ไอซีเบอร์ MC12054 ซึ่งจะถูกรับค่าเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การต่อวงจรของไอซี MC12054

### 3.3.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector) และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152DW2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามา ส่วนของความถี่อ้างอิง ส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ และส่วนของวงจรพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ดังแสดงได้ตามรูปที่ 3.7 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit/N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพริสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Detect :LD) เพื่อให้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกอัพอีกด้วย



รูปที่ 3.7 ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152DW2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงและหารความถี่ลงมาโดยกำหนดจากค่าบิต RA<sub>0</sub>, RA<sub>1</sub> และ RA<sub>2</sub> ในวงจรส่วนนี้กำหนด RA<sub>0</sub>, RA<sub>1</sub> และ RA<sub>2</sub> เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับ การหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลด้วย 1024

ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ  $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด(N<sub>t</sub>) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า (f<sub>vco</sub>) กับค่าความถี่อ้างอิง (f<sub>ref</sub>) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{420.20MHz}{10kHz} = 42020$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ N<sub>t</sub> = NP + A จากค่าดัชนีของไอซี MC145152-2 โดยที่

N คือ ตัวโปรแกรม N<sub>0</sub> - N<sub>9</sub> = 10 บิต หารตั้งแต่ 3-1023

A คือ ตัวโปรแกรม A<sub>0</sub> - A<sub>5</sub> = 6 บิต หารตั้งแต่ 0-63

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้ ;

$$42020 = (N*64)+A$$

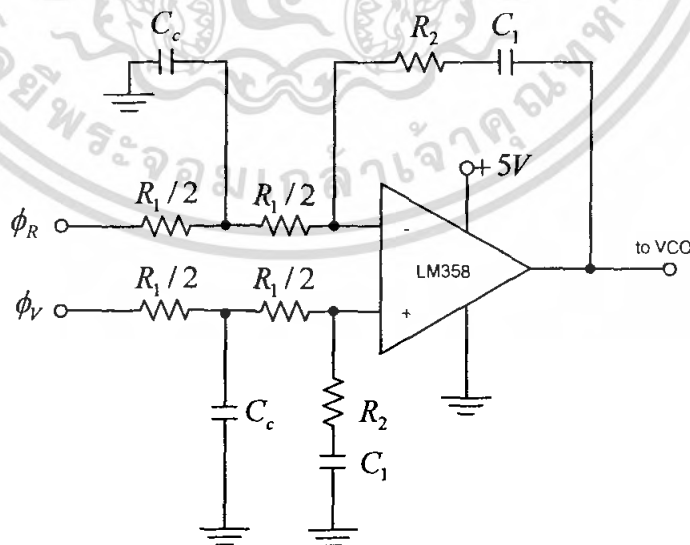
ดังนั้น

N = 656 แปลงเป็นเลขฐานสองได้ (MSB)1010010000 (LSB)

A = 36 แปลงเป็นเลขฐานสองได้ (MSB)100100 (LSB)

### 3.3.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้างรูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีวิธีการออกแบบตามสมการที่กำหนดให้ตามคำแนะนำมีดังนี้

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 420.20 \text{ MHz} && \text{(Oscillator Frequency)} \\
 f_s &= 10 \text{ kHz} && \text{(Channel Spacing)} \\
 f_b &= 0.01 f_s && \text{(Loop Bandwidth)} \\
 f_{rc} &= 20 f_b \text{ Hz} && \text{(Filter cut off frequency)} \\
 \xi &= 0.8 && \text{(Loop Damping Factor)} \\
 V_{DD} &= 5 \text{ V} && \text{(PLL Power Supply)} \\
 C_1 &= 0.1 \mu\text{F} && \text{(Active Integrator Component)} \\
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} && \text{(Phase detector gain)} \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} && \text{(VCO gain, measured on VCO)} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} && \text{(Natural Frequency)} \\
 N_t &= \frac{f_o}{f_s} && \text{(Total Division ratio in feedback loop)} \\
 R_1 &= \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} \\
 R_2 &= \frac{2\xi}{\omega_n C_1} \\
 C_c &= \frac{4}{2R_1 f_{rc}}
 \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้น ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการ คือ

$$\begin{aligned}
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957 \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} = \frac{2\pi(420 - 320) \times 10^6}{2.3} = 273.182 \times 10^6 \text{ rad/V} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69 \text{ rad/sec}
 \end{aligned}$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{420.20 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 42020$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} = \frac{0.7957 \times 273.182 \times 10^6}{0.1 \times 10^{-6} \times (287.69)^2 \times 42020} = 596.73 \text{ k}\Omega$$

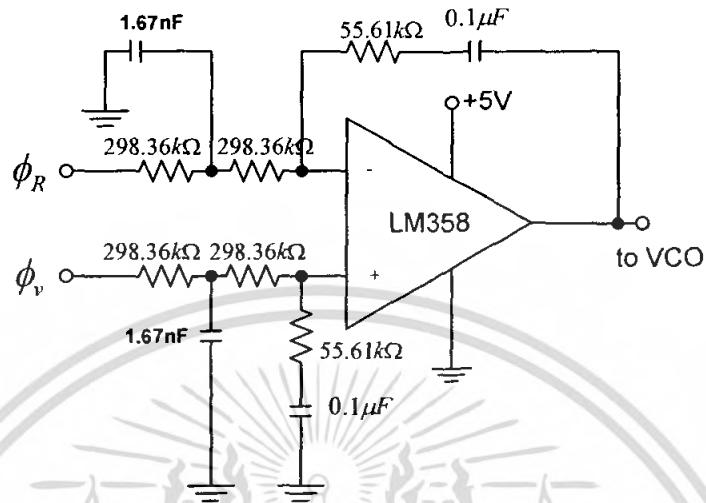
$$\frac{R_1}{2} = 298.36 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.69 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 596.73 \times 10^3 \times 2000} = 1.67 \text{ nF}$$

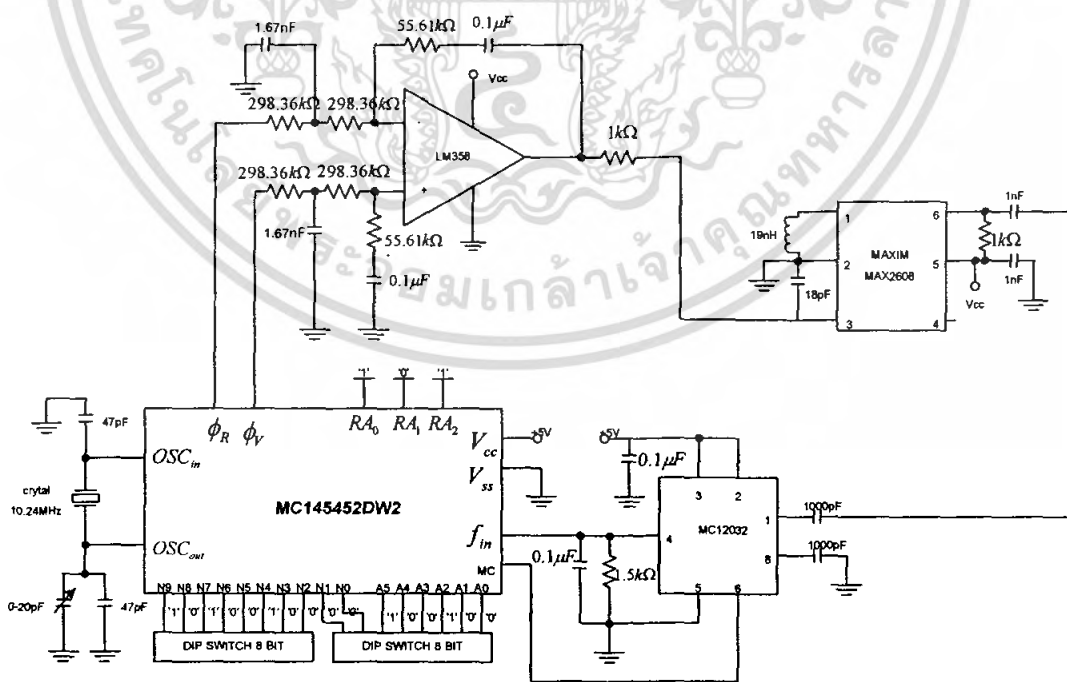
เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง

### 3.3.5 วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์

หลังจากที่ออกแบบวงจรในแต่ละส่วนแล้วก็นำมาต่อเป็นวงจรรวมได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์

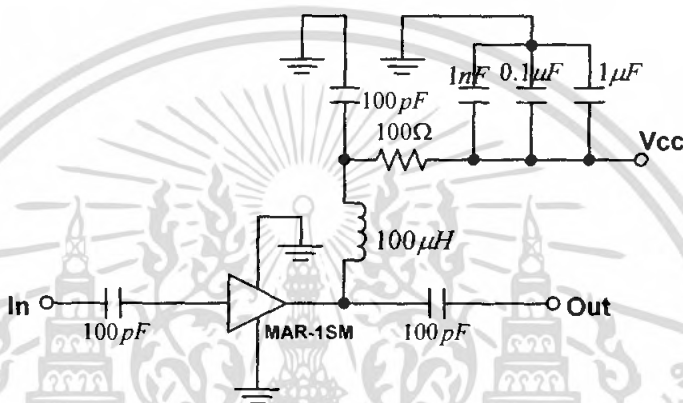
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม

การมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มในโครงการนี้จะทำการมอดูเลตโดยใช้วงจрсังเคราะห์ความถี่ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้หลักการที่ว่าวิธีโอะจะเปลี่ยนความถี่เนื่องจากแรงดันควบคุม ดังนั้นถ้าเราป้อนสัญญาณเข้าไปพร้อมกับแรงดันควบคุมที่วงจрсังเคราะห์ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็จะสามารถมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มได้

### 3.5 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์

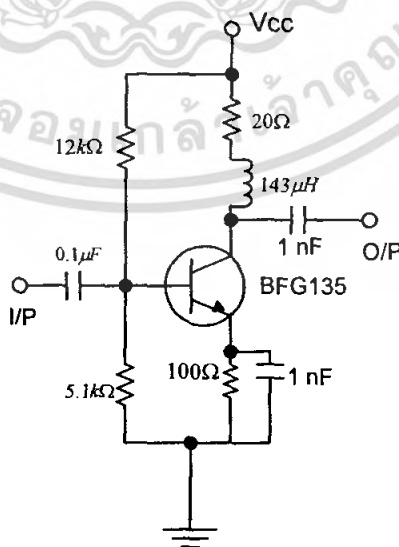
ใช้วงจรรขยายเบอร์ MAR-1SM โดยมีอัตราขยาย 13 dB สามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงสุดประมาณ 200 mW โดยใช้แหล่งจ่ายไฟขนาด 5V ใช้กระแส 40mA การต่อวงจรใช้งานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ

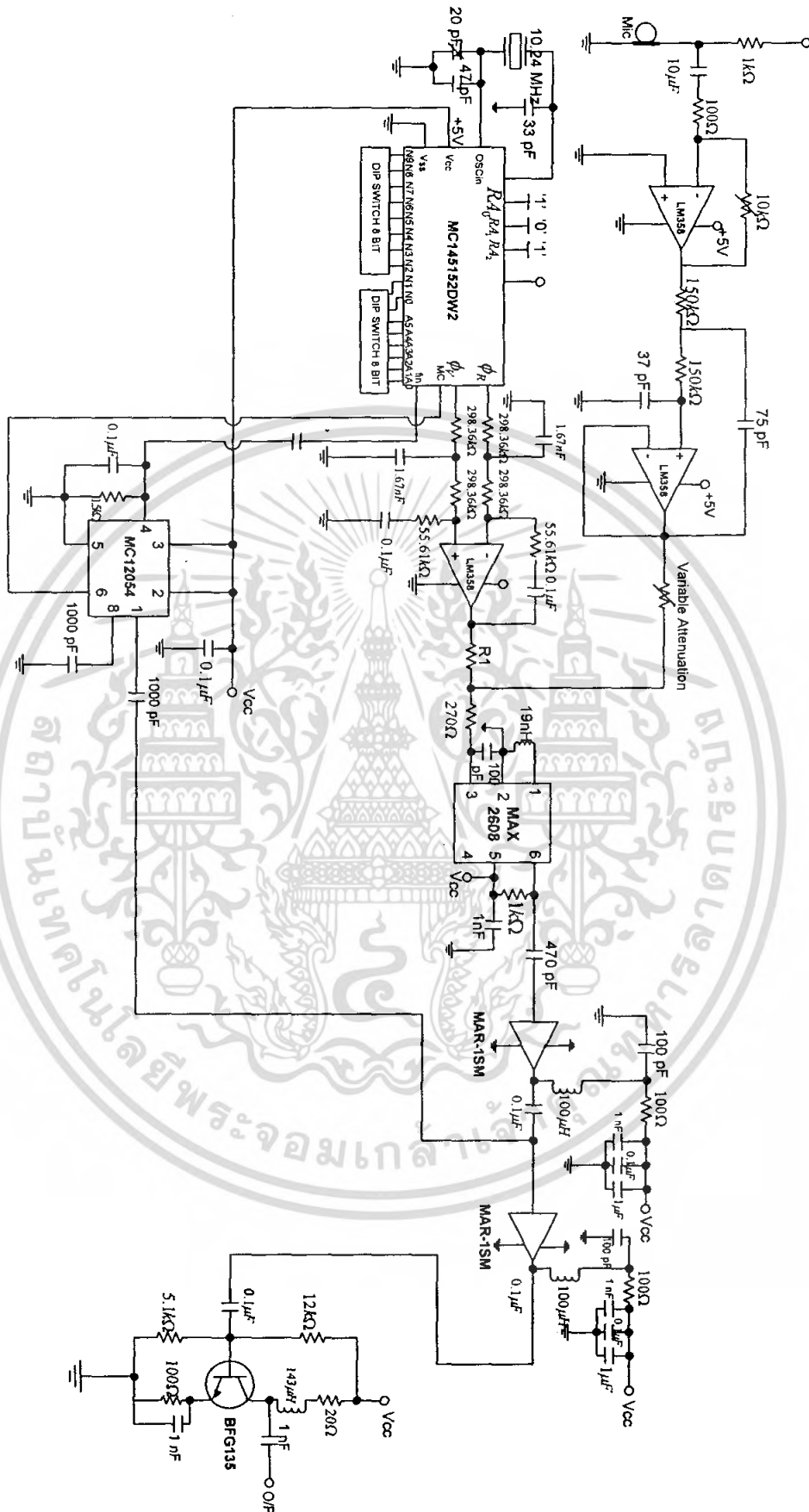
### 3.6 วงจรขยายกำลังสัญญาณ

ในการสร้างใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG135 การออกแบบวงจรใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศช่วยในการออกแบบ ได้วงจรดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



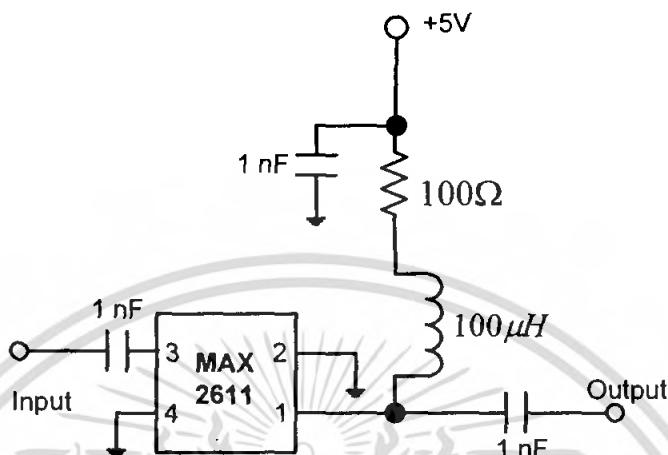
รูปที่ 3.13 วงจรรวมภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาครับ ( Receiver )

### 3.7 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier )

วงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำใช้ไอซีเบอร์ MAX2611 ซึ่งวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 3.14



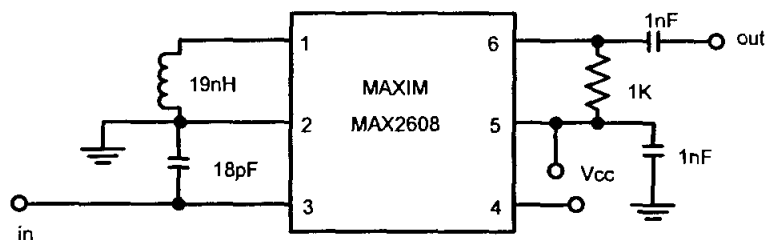
รูปที่ 3.14 การต่อวงจรของไอซี MAX2611

3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล์ปที่มีความถี่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์  
วงจรรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล์ปการออกแบบประกอบด้วยวงจรต่างๆ ได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO: Voltage Control Oscillator) โดยใช้ไอซีเบอร์ MAX2608
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (Dual Modulus Prescale) โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12054
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152DW2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ใช้โอปแอมป์เบอร์ LM358

#### 3.8.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

วงจรรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าใช้ไอซีของแมกซิมเบอร์ MAX2608 ซึ่งผลิตความถี่ตั้งแต่ 300-500 เมกะเฮิรตซ์ โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.15

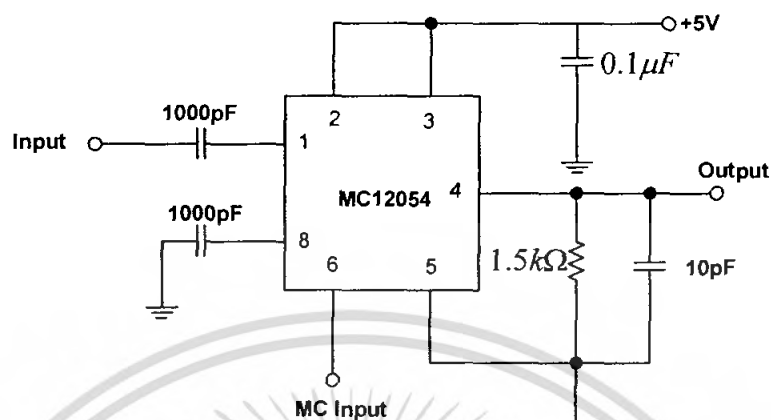


รูปที่ 3.15 การต่อวงจรของไอซี MAX2608

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

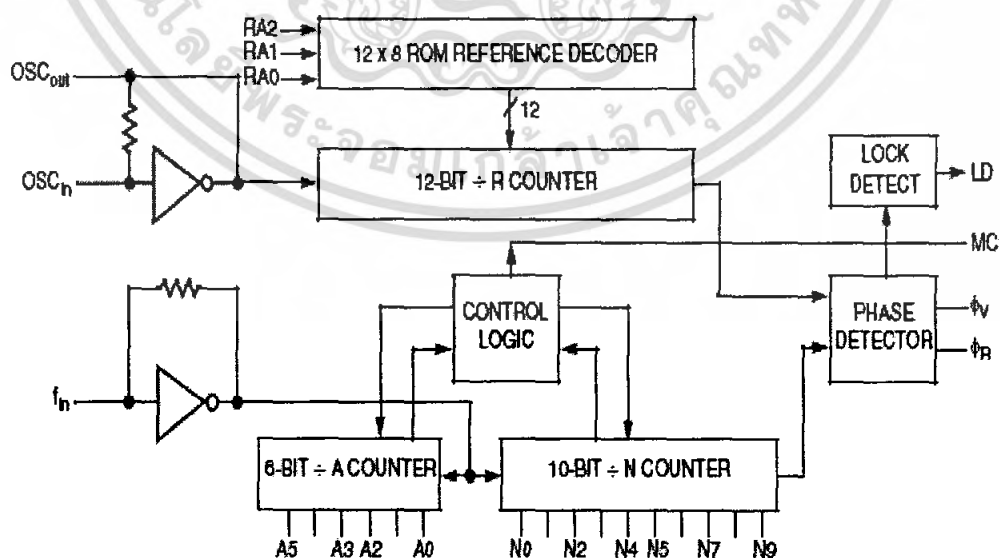
พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์โดยใช้ ไอซีเบอร์ MC12054 ซึ่งจะถูกต้องหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 การต่อวงจรของไอซี MC12054

### 3.8.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152DW2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามา ส่วนของความถี่อ้างอิง ส่วนของเฟสดีเทคเตอร์ และส่วนของวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ดังแสดงได้ตามรูปที่ 3.18 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit/N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Detect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสดีเทคเตอร์อีกด้วย



รูปที่ 3.17 ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152DW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงและหารความถี่ลงมาโดยกำหนดจากค่าบิต  $RA_0, RA_1$  และ  $RA_2$  ในวงจรส่วนนี้กำหนด  $RA_0, RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับ การหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลด้วย 1024

$$\text{ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ } \frac{10.24\text{MHz}}{1024} = 10\text{kHz}$$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาอัตราส่วนการหารทั้งหมด ( $N_t$ ) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า ( $f_{VCO}$ ) กับค่าความถี่อ้างอิง ( $f_{ref}$ ) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{409.50\text{MHz}}{10\text{kHz}} = 40950$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ  $N_t = NP + A$  จากค่าดัชนีของไอซี MC145152-2 โดยที่

$N$  คือ ตัวโปรแกรม  $N_0 - N_9 = 10$  บิต หารตั้งแต่ 3-1023

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

$P$  คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้ ;

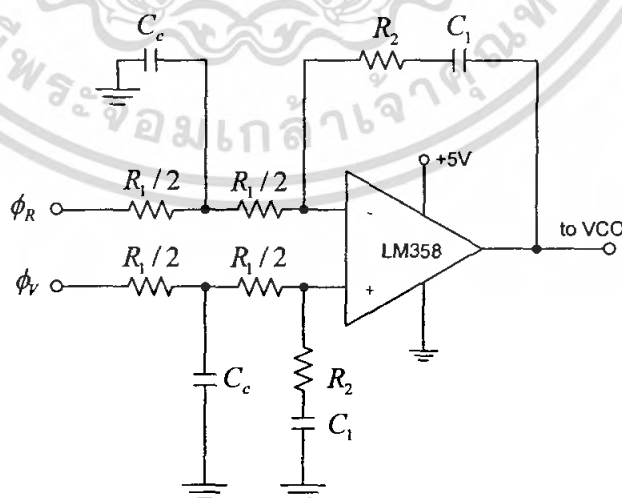
$$40950 = (N*64)+A$$

ดังนั้น  $N = 639$  แปลงเป็นเลขฐานสองได้ (MSB) 1001111111 (LSB)

$A = 54$  แปลงเป็นเลขฐานสองได้ (MSB) 110110 (LSB)

### 3.8.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้โอปแอมป์เบอร์ LM358 ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้างรูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีวิธีการออกแบบตามสมการที่กำหนดให้ตามคำแนะนำมีดังนี้

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 409.50 \text{ MHz} && \text{(Oscillator Frequency)} \\
 f_s &= 10 \text{ kHz} && \text{(Channel Spacing)} \\
 f_b &= 0.01 f_s && \text{(Loop Bandwidth)} \\
 f_{rc} &= 20 f_b \text{ Hz} && \text{(Filter cut off frequency)} \\
 \xi &= 0.8 && \text{(Loop Damping Factor)} \\
 V_{DD} &= 5 \text{ V} && \text{(PLL Power Supply)} \\
 C_1 &= 0.1 \mu\text{F} && \text{(Active Integrator Component)} \\
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} && \text{(Phase detector gain)} \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} && \text{(VCO gain, measured on VCO)} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} && \text{(Natural Frequency)} \\
 N_t &= \frac{f_0}{f_s} && \text{(Total Division ratio in feedback loop)} \\
 R_1 &= \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} \\
 R_2 &= \frac{2\xi}{\omega_n C_1} \\
 C_c &= \frac{4}{2R_1 f_{rc}}
 \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้น ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการ คือ

$$\begin{aligned}
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957 \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} = \frac{2\pi(420 - 320) \times 10^6}{2.30} = 273.182 \times 10^6 \text{ rad/V} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69 \text{ rad/sec}
 \end{aligned}$$

$$N_t = \frac{f_0}{f_s} = \frac{409.50 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 40950$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} = \frac{0.7957 \times 273.182 \times 10^6}{0.1 \times 10^{-6} \times (287.69)^2 \times 40950} = 612.33 \text{ k}\Omega$$

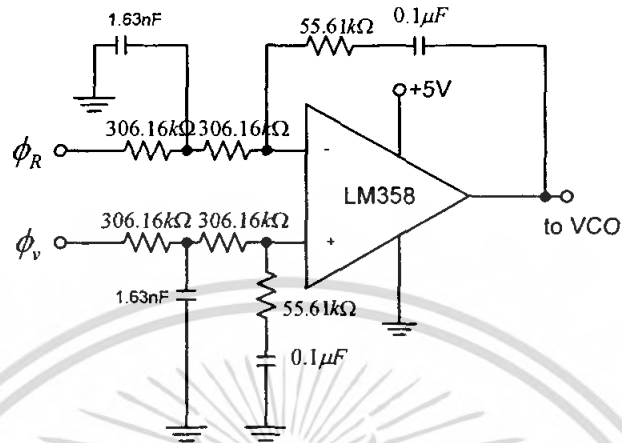
$$\frac{R_1}{2} = 306.16 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.69 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 273.182 \times 10^3 \times 2000} = 1.63nF$$

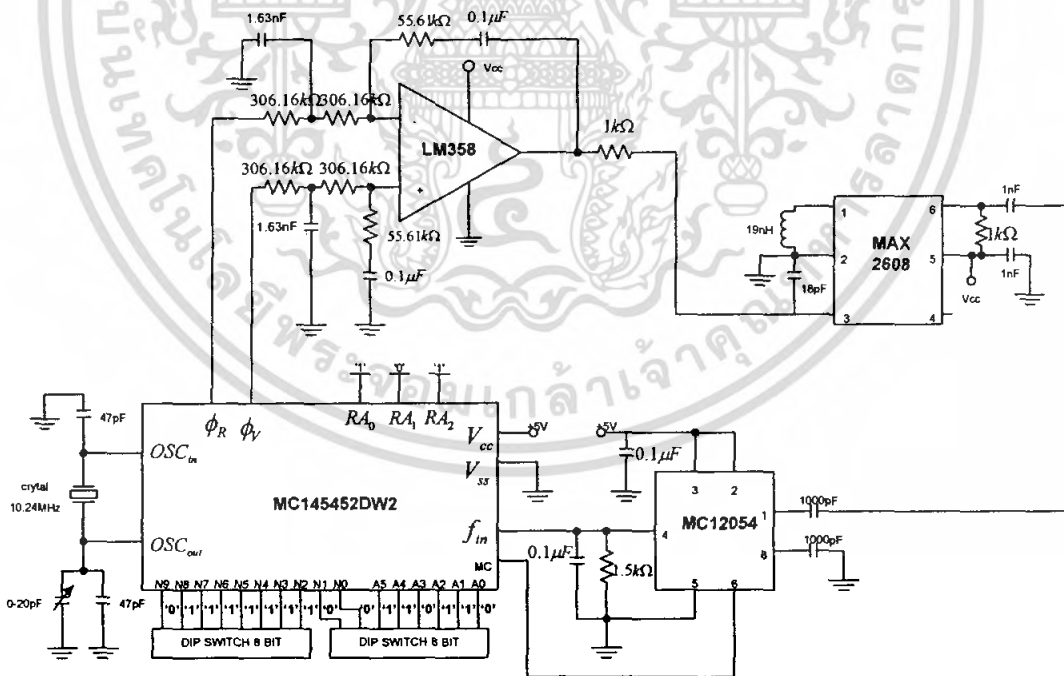
เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง

### 3.8.5 วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์

หลังจากที่ออกแบบวงจรในแต่ละส่วนแล้วก็นำมาต่อเป็นวงจรรวมได้ดังรูปที่ 3.20

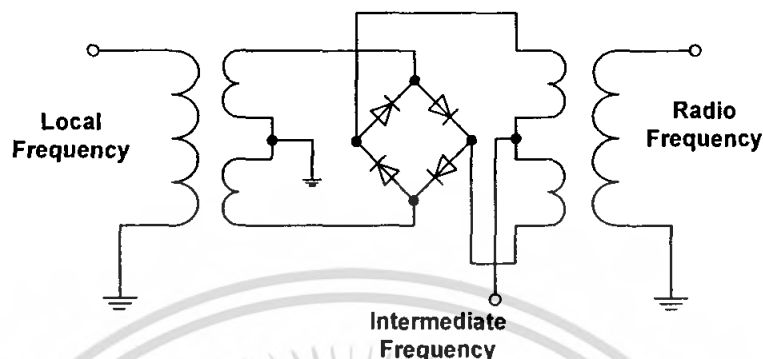


รูปที่ 3.20 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์

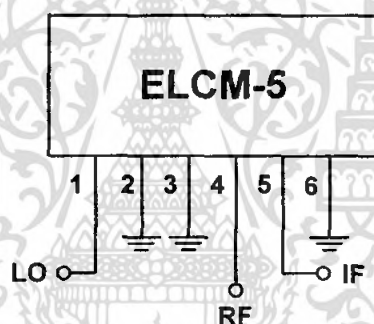
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.9 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ใช้ ELCM-5 โดยให้สัญญาณความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่วิทยุและให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่โลคอล การต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 วงจรภายในของ ELCM-5

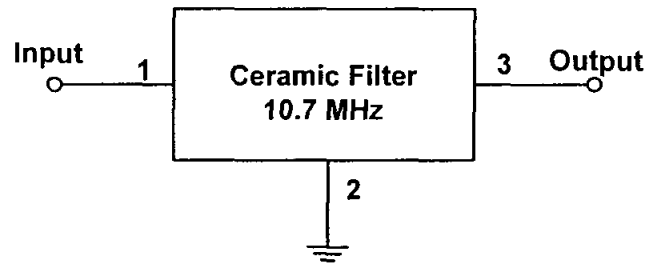


รูปที่ 3.22 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

จะได้เอาต์พุตเป็นค่าความถี่กลางออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลคอลเท่านั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ช่วงความถี่ที่ต้องการ

### 3.10 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

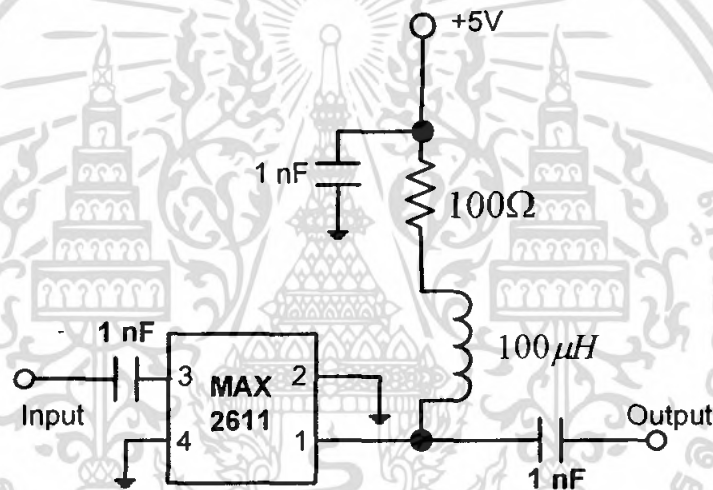
สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆรวมอยู่ด้วย ฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองความถี่ผ่านเพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยเลือกใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มากรองสัญญาณหลังผ่านวงจรมิกเซอร์ ซึ่งมีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

### 3.11 วงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน จะมีขนาดของสัญญาณลดลงจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดของสัญญาณที่แรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป ซึ่งในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ MAX2611 มีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 การต่อวงจรของไอซี MAX2611

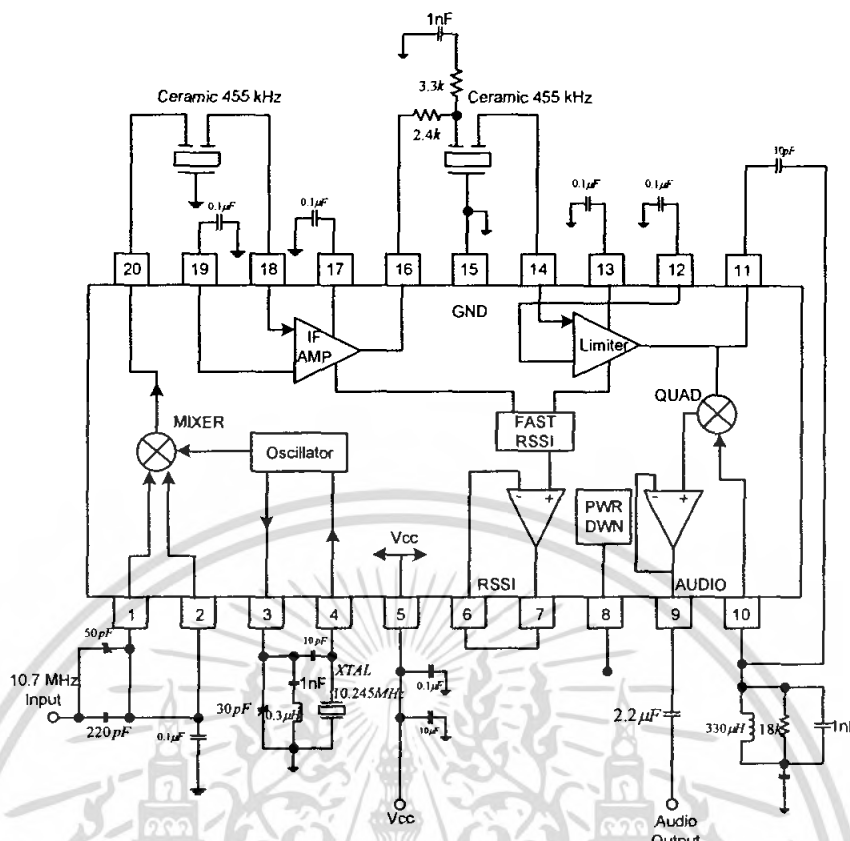
### 3.12 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

เนื่องจากการมอดูเลตทางด้านภาคส่งทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมา โดยในที่นี้เราใช้ไอซี SA636 โดยต่อวงจรตามคำแนะนำในคาต้าล๊อก ซึ่งประกอบไปด้วย

- 3.11.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)
- 3.11.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)
- 3.11.3 วงจรกรองขยายสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier)
- 3.11.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Filter)
- 3.11.5 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

จากส่วนประกอบต่างๆสามารถแสดงรูปวงจรรวมของวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ที่ดังรูปที่ 3.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 วงจรเอฟเอ็มคิมมอดูเลเตอร์

3.13 การออกแบบกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)

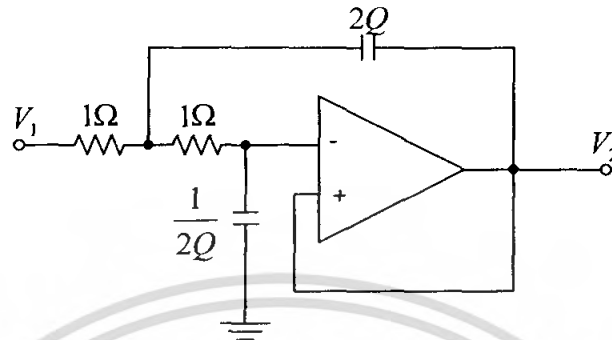
ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟ อันดับที่ 2 โดยกำหนดให้มีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ดังตารางที่ 3.2 คือ

Even-Order	2	4	6	8	10	Odd-Order	3	5	7	9	11
Q1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51	Q1	1	0.62	0.55	0.53	0.52
Q2		1.31	0.71	0.6	0.56	Q2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q3			1.93	0.9	0.71	Q3			2.24	1	0.76
Q4				2.56	1.1	Q4				2.88	1.2
Q5					3.2	Q5					3.51

ตารางที่ 3.2 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกใช้งานกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่ที่การนอ้มลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม ซึ่งมีวงจรต้นแบบดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

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

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.1 แล้ว สามารถทำการสเกลความถี่และค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการดังนี้

$$R_{new} = R_{old} \times k_m \quad (3.4)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k_m k_f} \quad (3.5)$$

โดยที่  $k_f = \omega_{new} = 2\pi f_c$

$k_m = \text{magnitudescale}$  มีค่าเท่าไรก็ได้ตามต้องการ แต่ควรเลือกให้หาค่า C และ R ได้สะดวกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกทิพฟิลเตอร์อันดับที่ 2 มีค่า Q 1 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้  
ที่  $Q_1 = 0.71$  จะได้  $R = 1$

$$C_1 = 2Q = 2 \times 0.71 = 1.42$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times 0.71} = 0.704$$

เมื่อกำหนดให้ค่า  $k_m = 150k\Omega$  และนำค่าที่ได้ไปแทนในสมการที่ 3.4 และ 3.5 แล้วได้ดังนี้

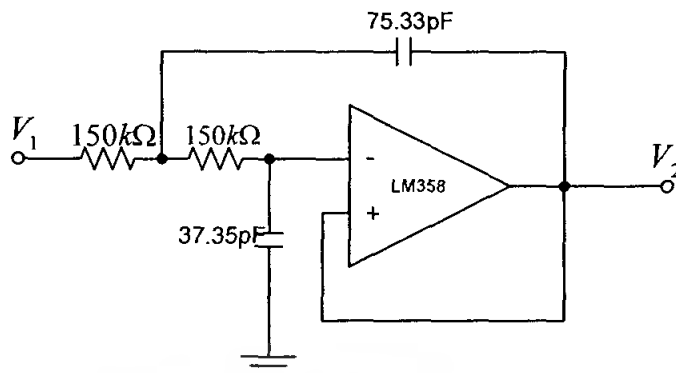
$$R_1 = R_2 = 150k\Omega$$

$$C_1 = 75.33pF$$

$$C_2 = 37.35pF$$

และเมื่อนำค่าต่างๆที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในแต่ละชุด จะทำให้ได้วงจรในแต่ละชุดโดยออปแอมป์ที่นำมาใช้คือ ไอซีเบอร์ LM358 ดังรูปที่ 3.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



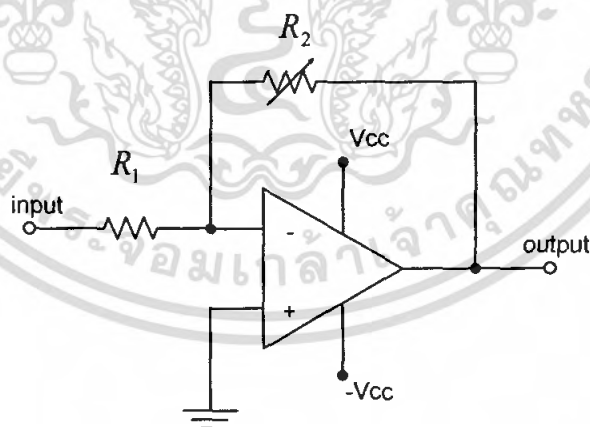
รูปที่ 3.27 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่มีความถี่คัทออฟ 20 กิโลเฮิรตซ์

### 3.14 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณเสียงที่รับเข้ามาได้นั้นมีขนาดต่ำ จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณที่แรงขึ้น เพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป โดยใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ซึ่งในการทดลองนี้เลือกใช้ออปแอมป์ LM358 และสามารถคำนวณอัตราขยายจาก

$$\begin{aligned} \text{อัตราขยายแรงดัน} \quad A_{V(\max)} &= \frac{-R_2}{R_1} \\ &= \frac{-(10\text{k}\Omega)}{100\Omega} \\ &= -100 \text{ เท่า} \end{aligned} \quad (3.6)$$

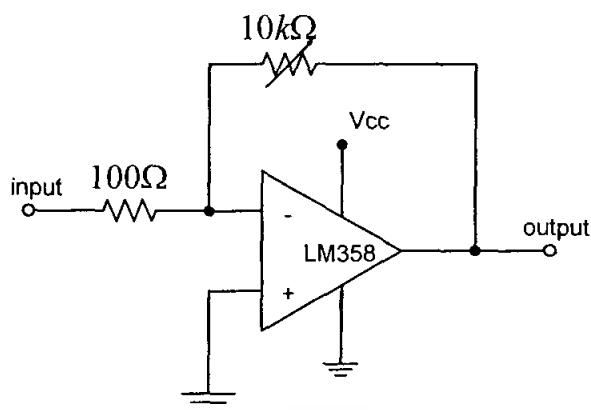
สามารถเขียนวงจรมูลของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟสได้ ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

โดยที่  $R_2 = 10\text{k}\Omega$  และ  $R_1 = 100\Omega$  ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณเสียงดังรูปที่ 3.29 โดยมีค่าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 100 เท่า (แบบกลับเฟส)

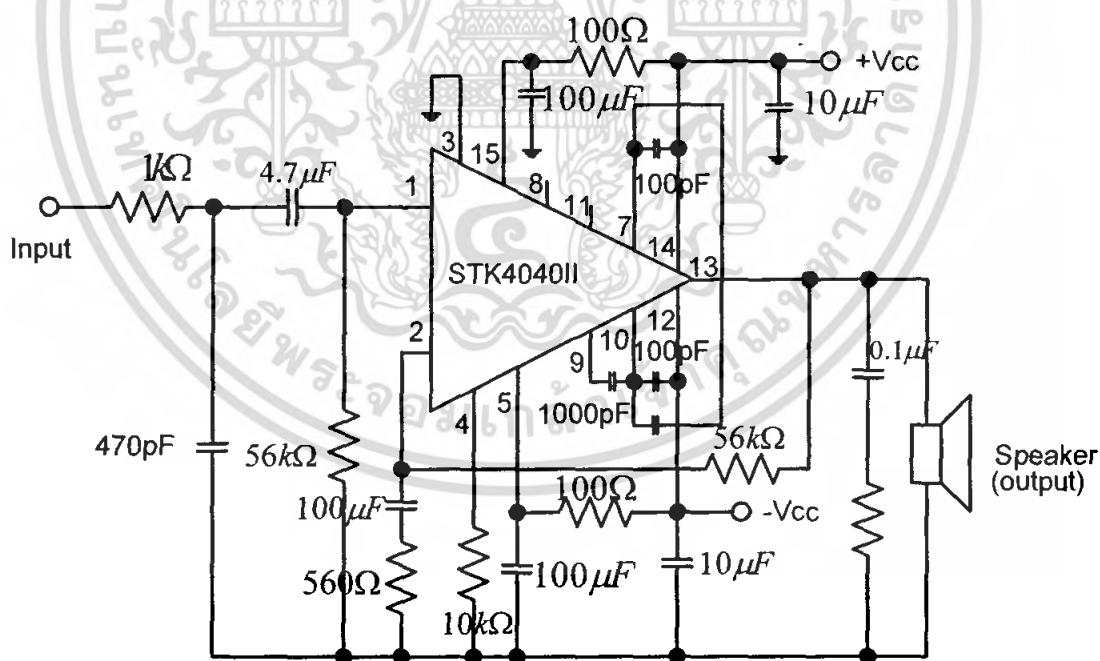
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยาย 100 เท่า

### 3.15 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณ (Power Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรคิโมคูลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสัญญาณยังมีขนาดเล็ก ไม่เพียงพอที่จะขับสัญญาณออกสู่ลำโพง ดังนั้นเราจึงต้องทำการออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง เพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากพอที่จะขับออกสู่ลำโพงได้ โดยเลือกใช้ไอซีเพาเวอร์แอมป์ STK 4040II สามารถออกแบบตามค่าดัชนี โดยมีอัตราขยาย 70 วัตต์ วงจรที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆ ที่ทำการออกแบบไว้อาจไม่ได้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียวโดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ย่อแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่เก็บผลโดยใช้เครื่องมือดังนี้

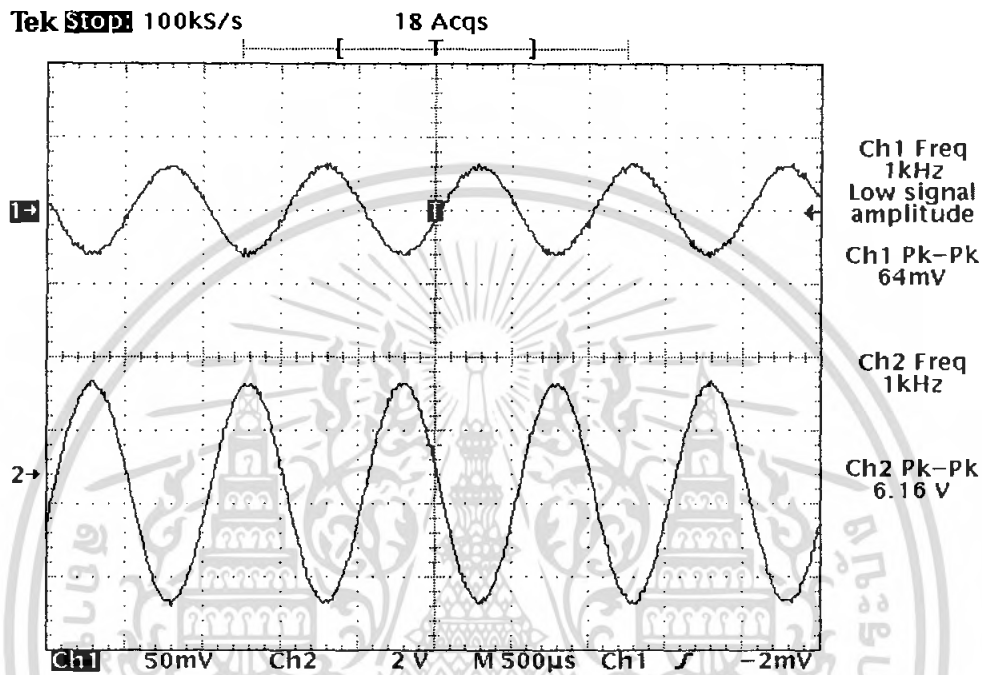
1. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) รุ่น TDS360 ของ Tektronix ซึ่งใช้ในการเก็บผลแบบสองช่อง สามารถเก็บความถี่ได้สูงสุด 200 เมกะเฮิร์ตซ์
2. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) รุ่น DS10220 ของ RIGOL สามารถเก็บความถี่ได้สูงสุด 25 เมกะเฮิร์ตซ์
3. สเปกตรัมนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) รุ่น E4403B ของ Agilent ซึ่งสามารถเก็บผลความถี่ได้ตั้งแต่ 9 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 3 จิกะเฮิร์ตซ์
4. เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (Signal Generator) รุ่น 8648G ของ Agilent สามารถกำเนิดความถี่ได้ตั้งแต่ 9 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 3.2 จิกะเฮิร์ตซ์
5. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator) รุ่น AFG310 ของ Tektronix

เนื่องจากสเปกตรัมนาไลเซอร์ได้ใส่ตัวลดทอน (Attenuator) 20 dBm ดังนั้นผลการทดลองจากสเปกตรัมต้องบวกเพิ่ม 20 dBm ซึ่งได้ผลการทดลองต่างๆดังต่อไปนี้

## ภาคส่ง ( RF Transmitter )

### 4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง ( Audio Amplifier )

วงจรขยายสัญญาณเสียงทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับมาจากไมโครโฟน เพื่อให้ขนาดเอาต์พุตของสัญญาณมีขนาดแรงดันสูงขึ้น วงจรขยายสามารถปรับอัตราขยายแรงดันได้โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงสุด 100 เท่า ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch1: สัญญาณอินพุตความถี่ที่ 1 กิโลเฮิรตซ์

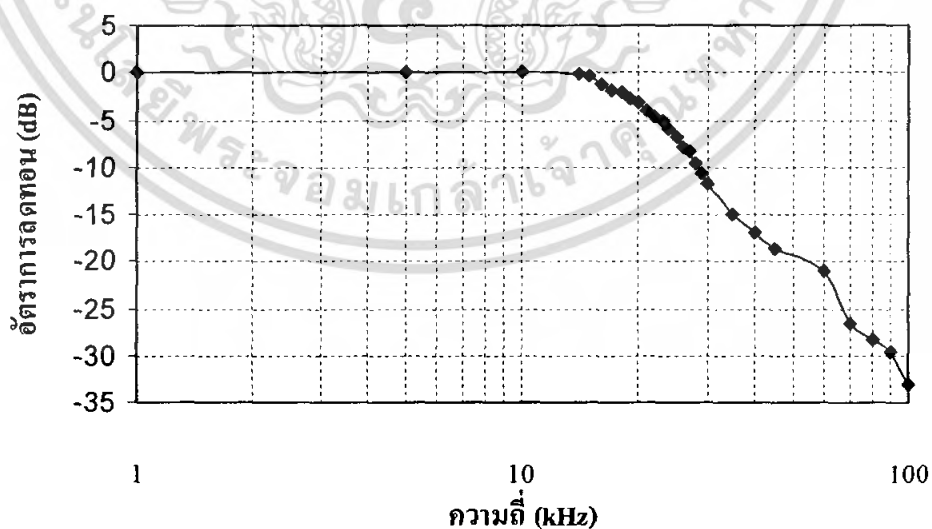
Ch2: สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

### 4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอน์อันดับที่ 2 ความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ( Active Low Pass Filter )

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอน์โดยใช้วงจร Sallen and Key อันดับที่ 2 โดยมีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.2

ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1	0	25	-6.83
5	0	26	-7.82
10	0	27	-8.31
14	-0.16	28	-9.62
15	-0.32	29	-10.61
16	-1.33	30	-11.73
17	-1.8	35	-14.96
18	-2.09	40	-16.9
19	-2.81	45	-18.71
20	-3.25	60	-20.98
21	-3.95	70	-26.54
22	-4.59	80	-28.25
23	-5.13	90	-29.62
24	-6.02	100	-33.02

ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกที่พี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ( 420.20 MHz Phase lock Loop-Frequency Synthesizer )**

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปใช้ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรร้อยภายในระบบ ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรถ้าเน็คสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO )

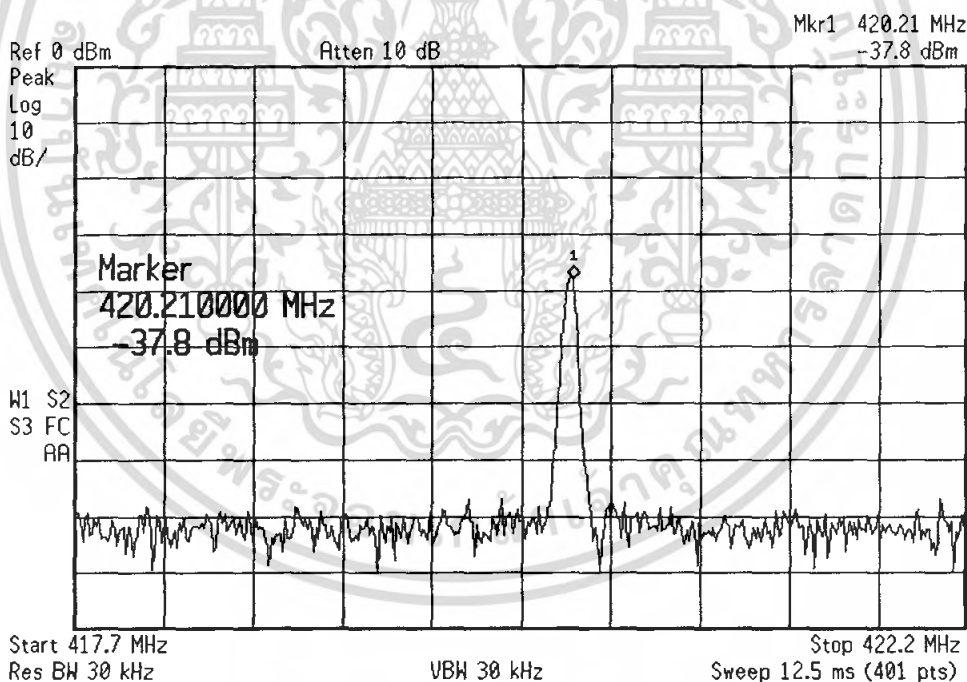
4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 420.20 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ ( Crystal Oscillator ) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

4.3.3 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์

**4.3.1 ผลการทดลองของวงจรถ้าเน็คสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ( Voltage Controlled Oscillator: VCO )**

ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ตาม รูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์

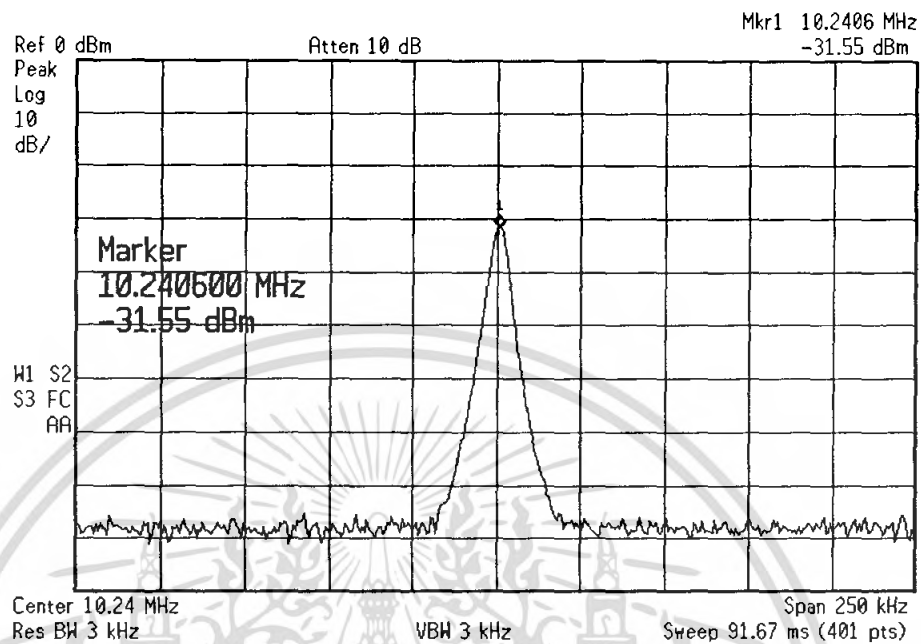
**4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 420.20 เมกะเฮิรตซ์**

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี MC145152-2ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

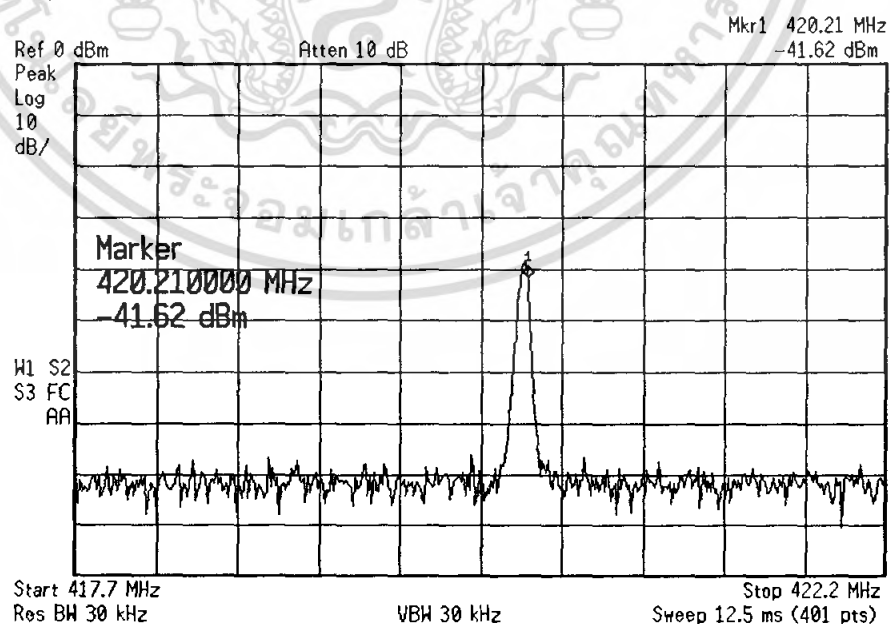
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพริสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

### 4.3.3 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์

สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์เป็นดังรูปที่ 4.5



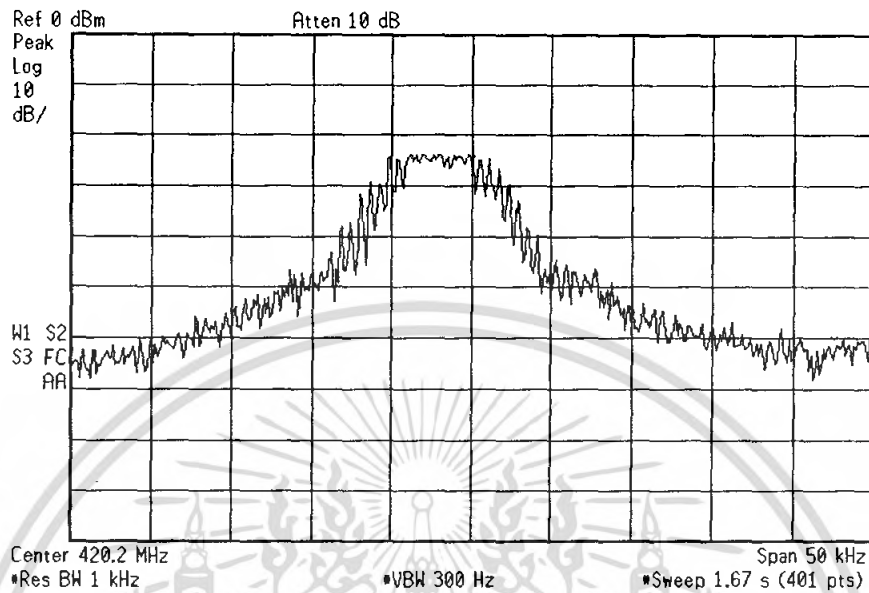
รูปที่ 4.5 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วย

เฟสล็อกที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**4.4 ผลการทดลองของการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม ( FM Modulator )**

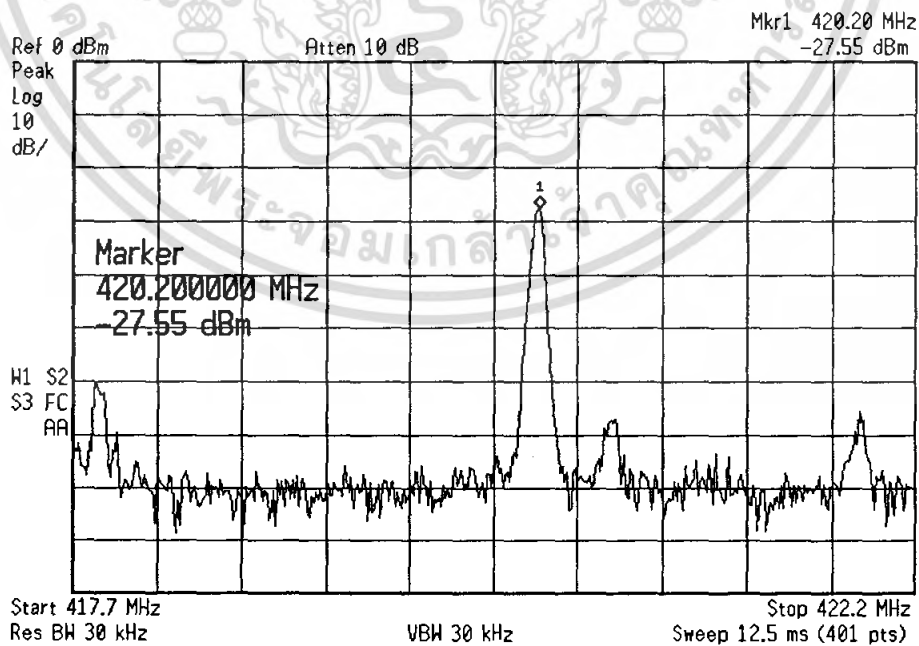
เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลของสเปกตรัมเป็นดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วกับความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์

**4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ ( RF Driver Amplifier )**

เนื่องจากสัญญาณที่มอดูเลตแล้วยังมีระดับสัญญาณต่ำ ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขับกำลังความถี่วิทยุเพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดและกำลังที่สูงยิ่งขึ้น

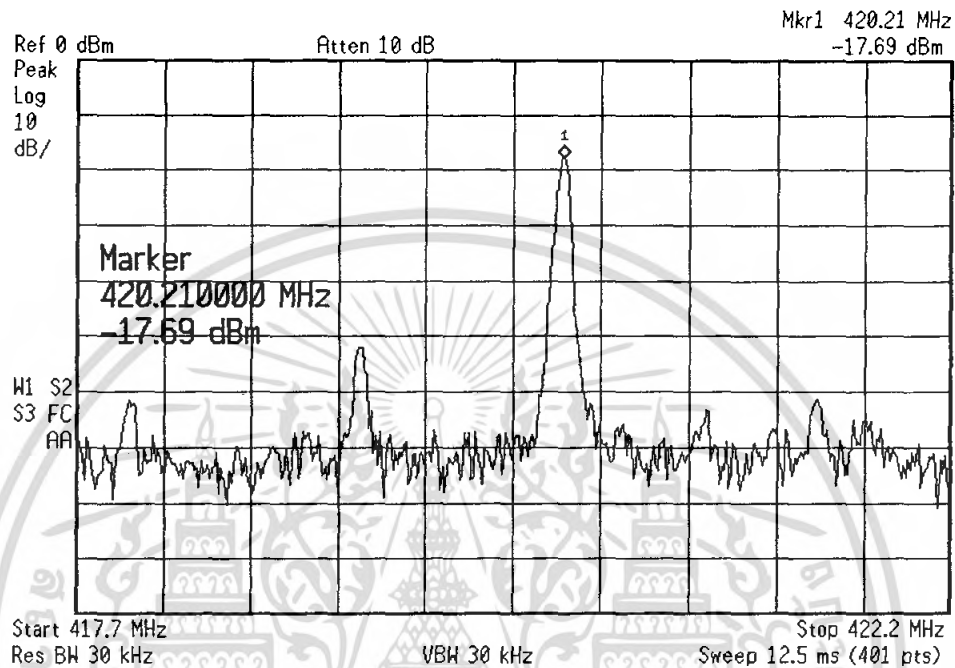


รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขับสัญญาณวิทยุมีกำลัง  $-27.55$  dBm แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางไกลๆต้องมีกำลังเอาต์พุตที่สูง คือ ถ้ายังสัญญาณมีกำลังมากยิ่งส่งไปได้ระยะทางไกลดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขยายกำลังเพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศออกไป ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายกำลังแสดงดังรูปที่ 4.8



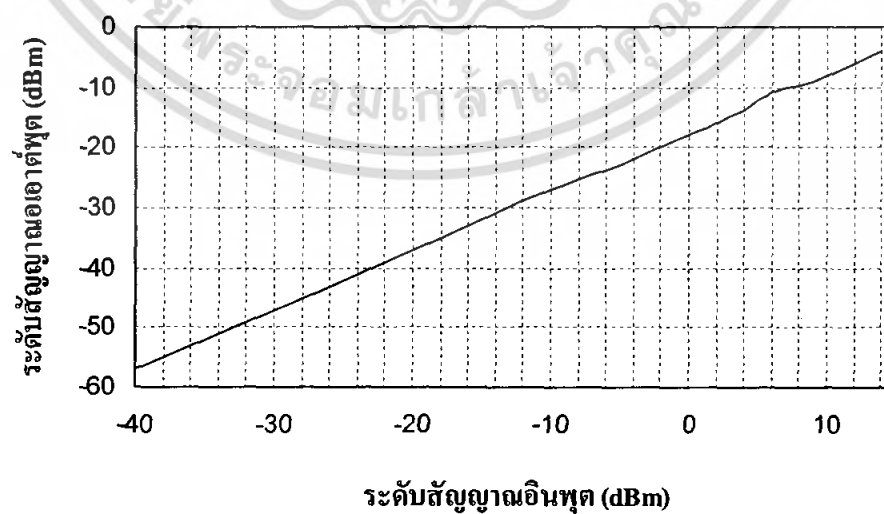
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังสัญญาณวิทยุมีกำลัง  $-17.69$  dBm ที่สเปกตรัมใส่ตัวลดทอนไว้ 20 dB ดังนั้นจะได้สัญญาณที่ส่งออกอากาศผ่านสายอากาศมีกำลังส่ง  $2.31$  dBm หรือประมาณ  $1.70$  mW

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ของวงจรขยายกำลังได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.9

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณ เอาต์พุต (dBm)
14	-4.03
12	-5.98
10	-7.96
8	-9.72
6	-10.86
4	-13.92
2	-15.84
0	-17.86
-5	-22.87
-10	-27.06
-20	-36.96
-30	-47.03
-40	-57.13

ตารางที่ 4.2 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง



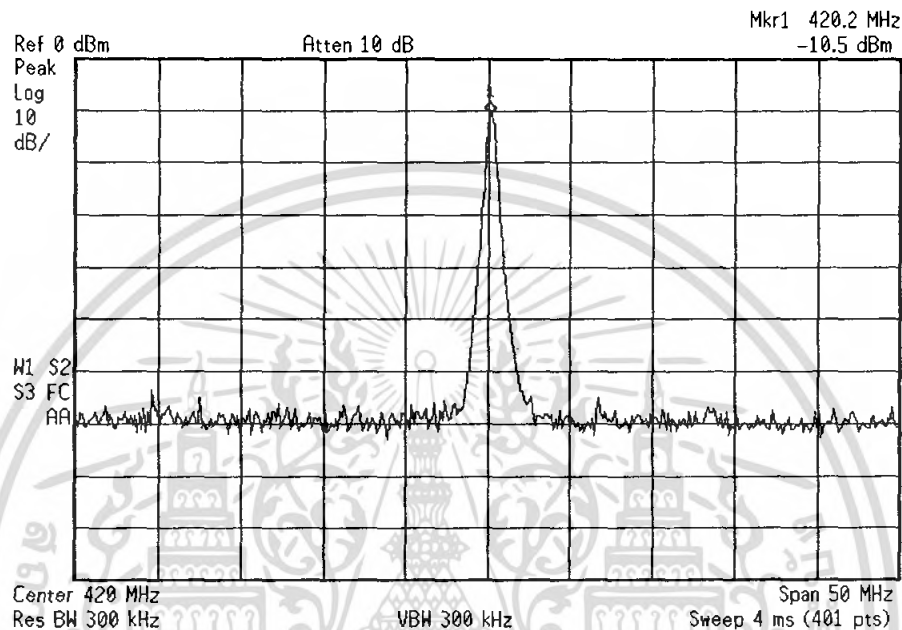
รูปที่ 4.9 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาไปเผยแพร่หรือใช้งานในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภากรับ(RF Receiver)

### 4.7 การทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

สัญญาณที่รับได้ทางด้านภากรับมีระดับสัญญาณต่ำมากเนื่องจากเกิดการลดทอนจากการเดินทางผ่านอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปได้โดยใช้ไอซี MAX2611 ต่อ 2 แสดงทำการออกแบบในบทที่ 3 ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.10



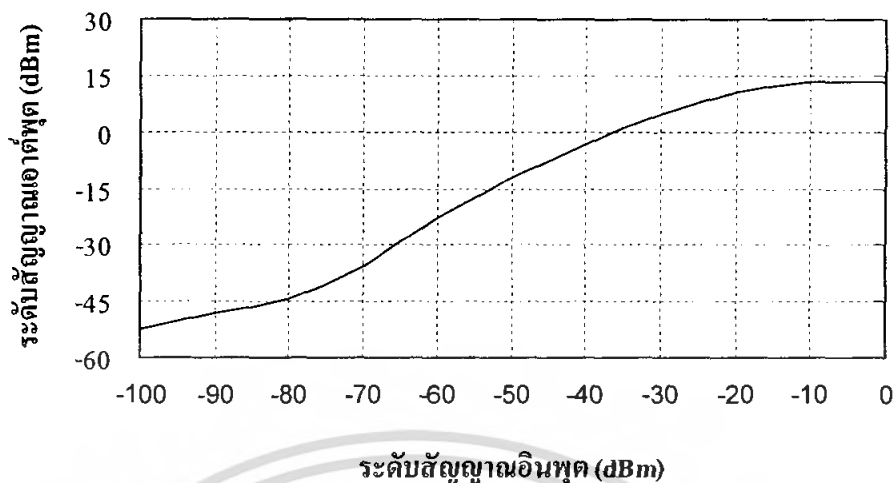
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิรตซ์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.11

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)	ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
0	13.36	-60	-22.69
-10	13.05	-70	-35.67
-20	10.7	-80	-44.62
-30	4.73	-90	-48.35
-40	-3.28	-100	-52.32
-50	-11.87		

ตารางที่ 4.3 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต

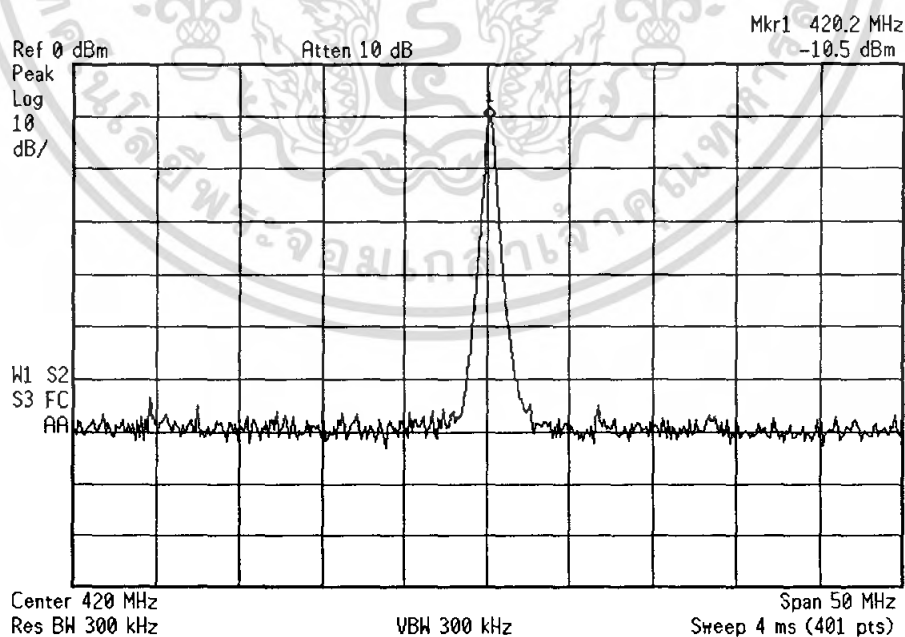
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์

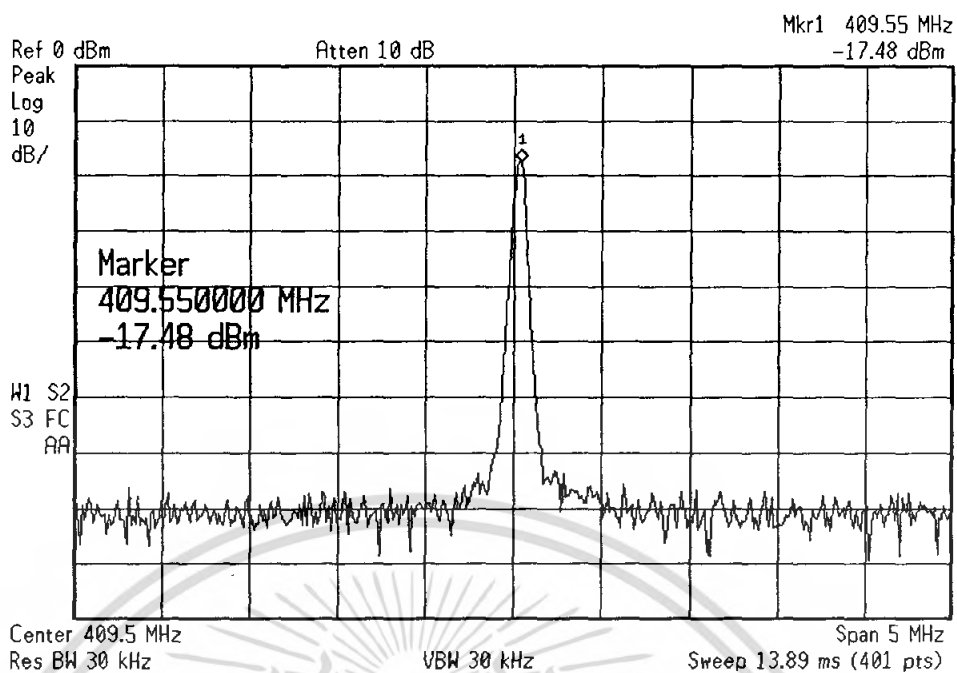
#### 4.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่ลดความถี่จาก 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (ความถี่กลาง) แล้วทำการวัดผลด้วยสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ได้ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุต (สัญญาณความถี่วิทยุที่รับได้และสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.12-4.14

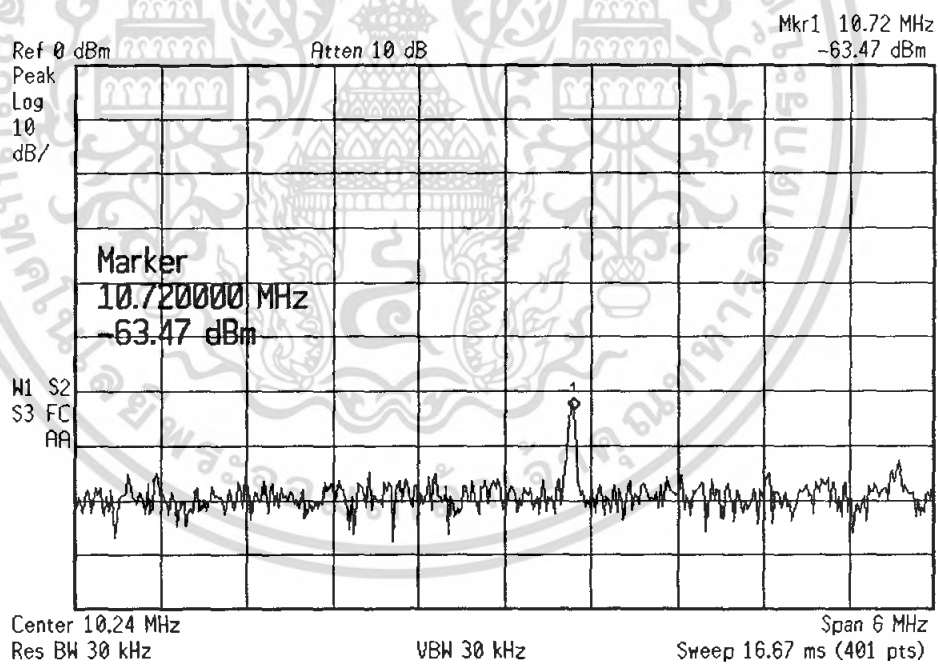


รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของวงจรส่งเคราะห์ความถี่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

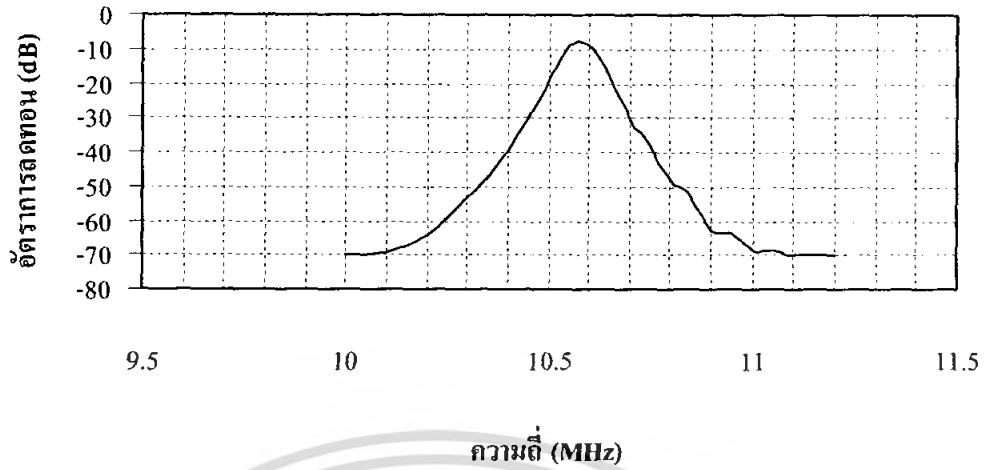
#### 4.9 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.4 รูปที่ 4.15-4.16

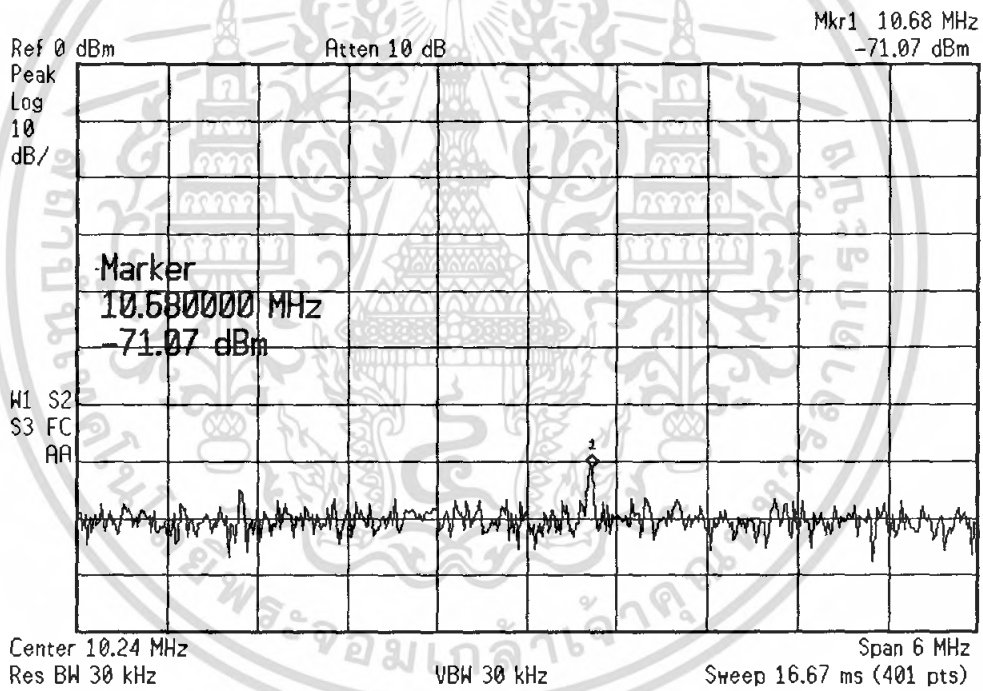
ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
10.00	-70.10	10.60	-8.75
10.05	-69.70	10.65	-17.11
10.10	-68.90	10.70	-30.38
10.15	-67.30	10.75	-38.36
10.20	-64.20	10.80	-47.71
10.25	-59.10	10.85	-53.26
10.30	-53.50	10.90	-62.84
10.35	-46.70	10.95	-63.80
10.40	-39.60	11.00	-68.59
10.45	-30.30	11.05	-68.70
10.50	-18.59	11.10	-69.85
10.55	-9.05	11.20	-70.00

ตารางที่ 4.4 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.16 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ( IF Amplifier 10.7 MHz)

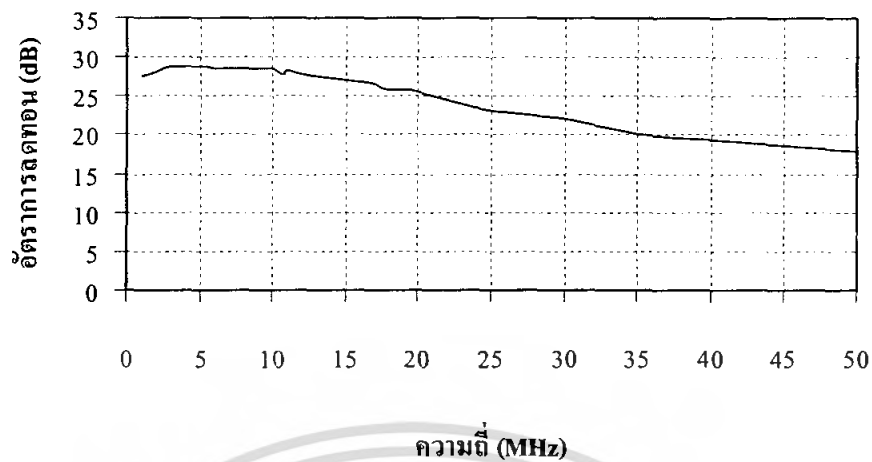
ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ได้ผลตามตารางที่ 4.5 รูปที่

4.17

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1	27.5	14	27.2
2	28	15	27
3	28.8	16	26.8
4	28.8	17	26.5
5	28.7	18	25.9
6	28.5	19	25.9
7	28.5	20	25.5
8	28.6	25	23.1
9	28.5	30	22
10	28.45	35	20
10.7	27.8	40	19.3
11	28.2	45	18.7
12	27.8	50	17.9
13	27.5		

ตารางที่ 4.5 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



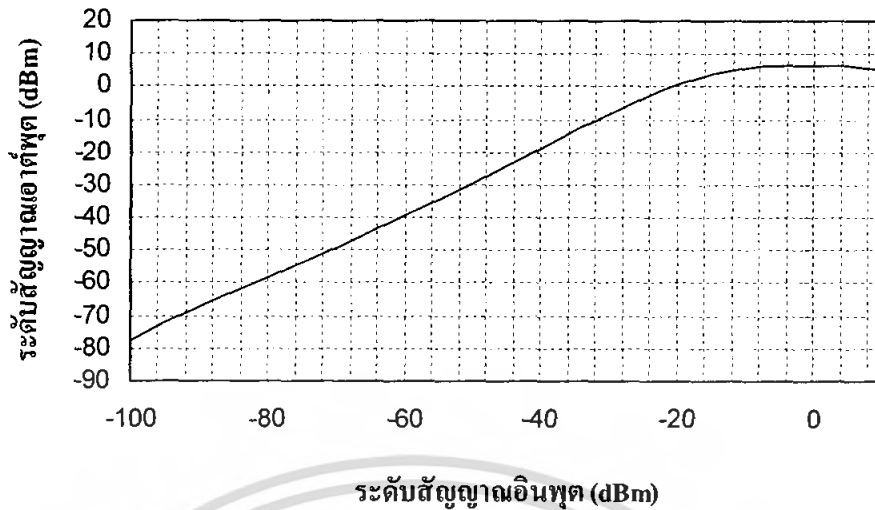
รูปที่ 4.17 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.18

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)	ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
10	5.2	-50	-29.2
5	6.1	-60	-39.45
0	6.5	-70	-49.45
-10	5.87	-80	-58.21
-20	1	-90	-67.4
-30	-8.6	-100	-77.4
-40	-18.8	-110	-86.2

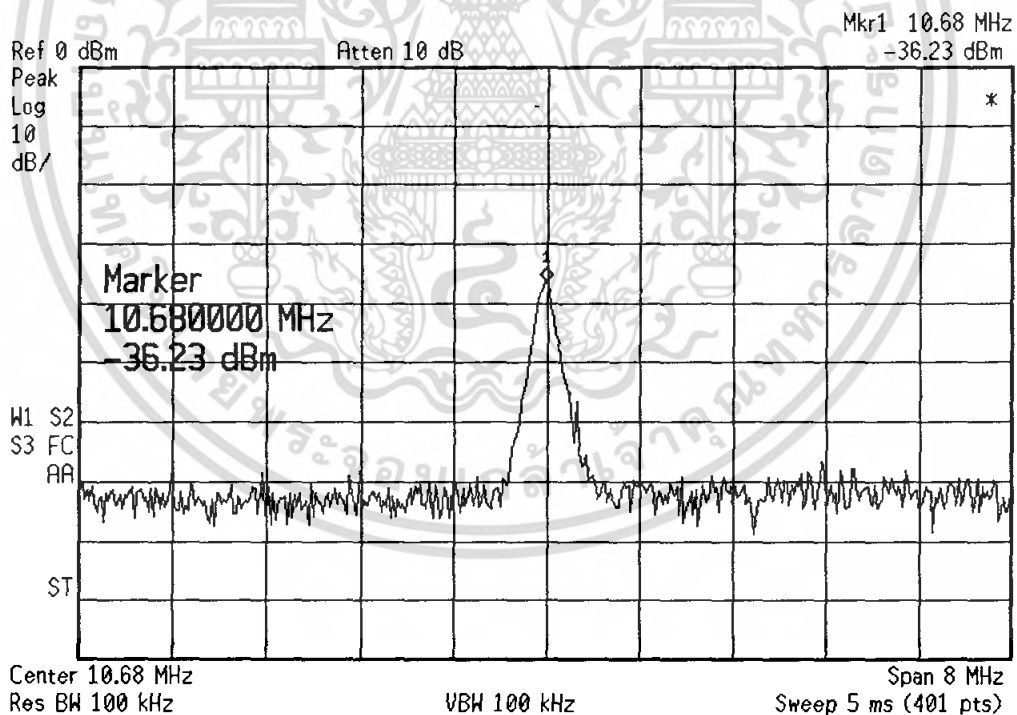
ตารางที่ 4.6 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่แล้วสัญญาณจะถูกลดทอนไปอย่างมากแต่เมื่อนำสัญญาณมาเข้าวงจรขยายความถี่กลางทำให้กำลังของสัญญาณเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.11 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 409.50 เมกะเฮิรตซ์ (409.50 MHz Phase Lock Loop-Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปใช้ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

4.11.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator: VCO)

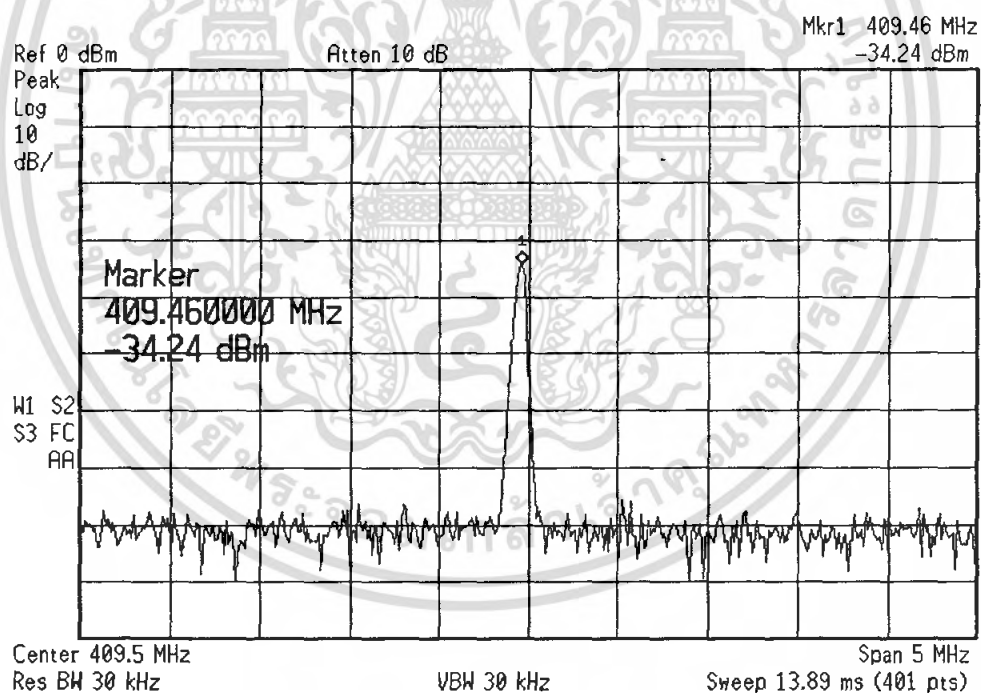
4.11.2 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 409.50 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์

4.11.3 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์

#### 4.11.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ( Voltage Controlled Oscillator: VCO )

ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปที่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ตาม รูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิรตซ์

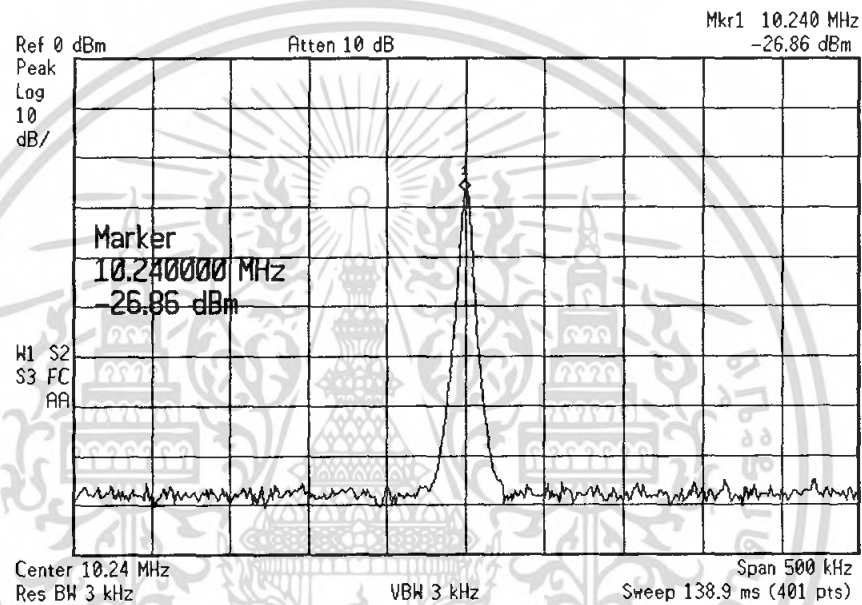
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.11.2 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้ไอซี MC145152DW2 ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆ ทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

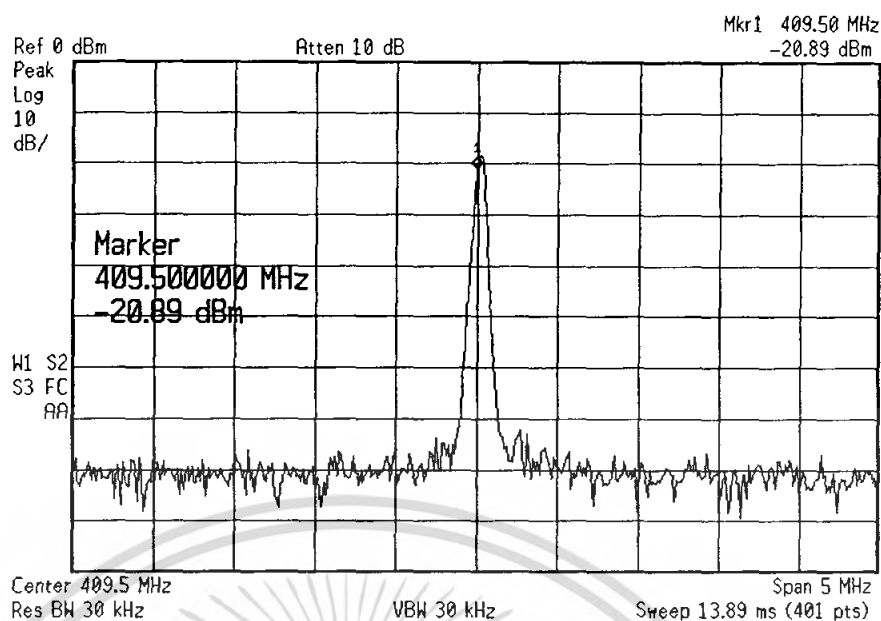
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพริสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.11.3 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์

สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์ หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมนาไลเซอร์เป็นดังรูปที่ 4.22

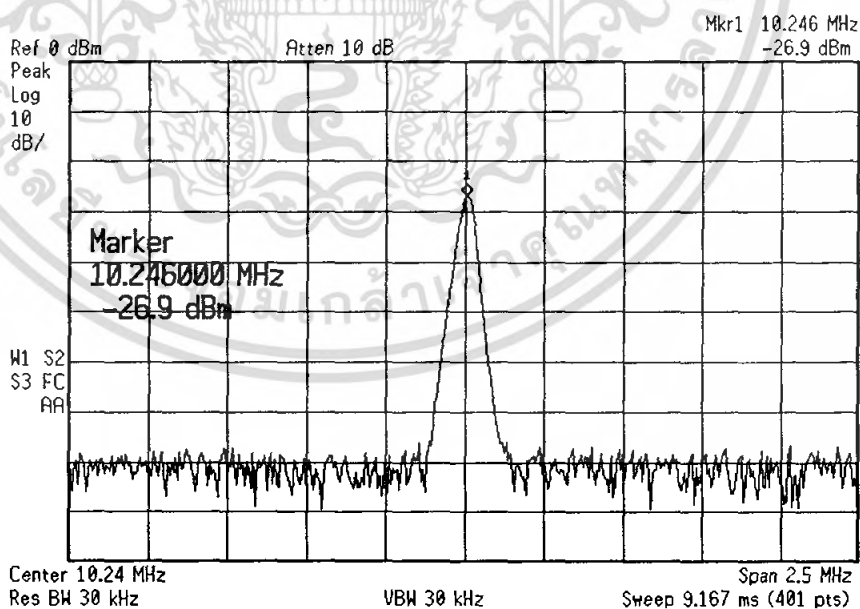


รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 409.50 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.12 ผลการทดลองวงจรตีมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซี SA 636

##### 4.12.1 ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางแล้ว จะทำการลดความถี่ลงมาจาก 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์มาเป็นความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมีคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ โลกอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.23 สเปกตรัมของสัญญาณสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์

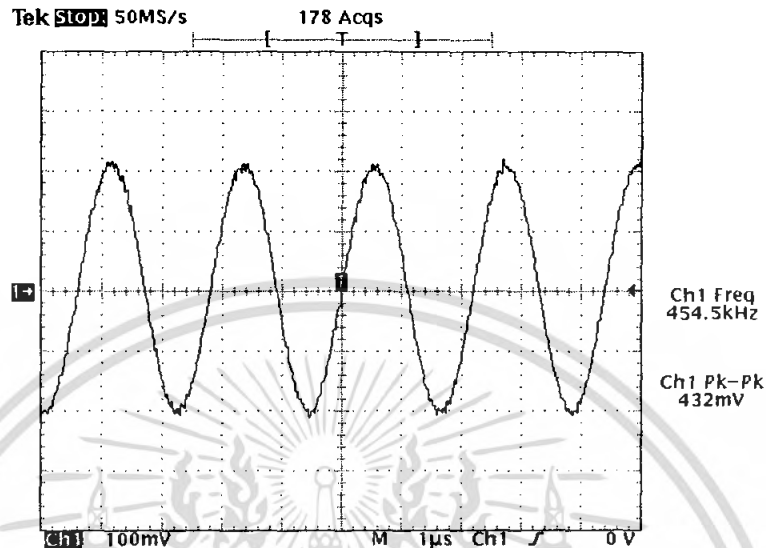
ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ ( ขา 4 ) ของ SA636

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.12.2 วงจรมิกเซอร์

เนื่องจากไอซี SA 636 มีวงจรที่ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์อยู่ภายใน เมื่อป้อนสัญญาณความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เข้าที่ขา 1 และคริสตอลออสซิลเลเตอร์ซึ่งต่ออยู่ที่ขา 4 ผลการทดลองของมิกเซอร์ ดังรูปที่

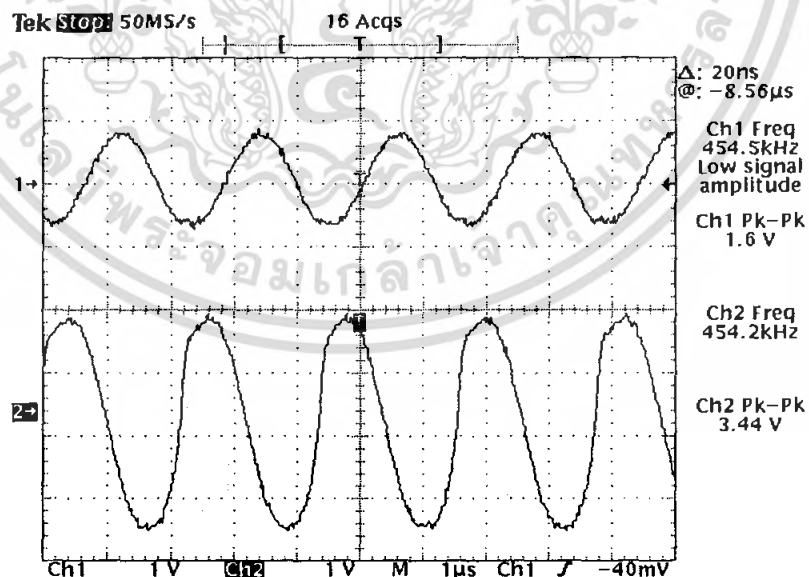
4.24



รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ SA63

#### 4.12.3 วงจรขยายสัญญาณ ( Amplifier )

นำสัญญาณมาผ่านวงจรขยายสัญญาณซึ่งมีอยู่ภายในตัวไอซี เพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น ก่อนนำไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ

เมื่อ Ch1 : สัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ

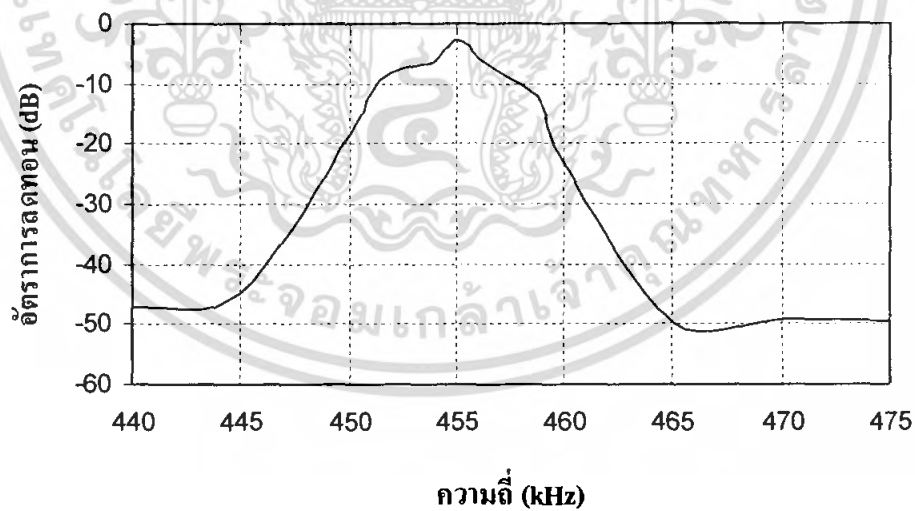
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.12.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 455 กิโลเฮิรตซ์ ( Band Pass Filter 455 kHz )

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.7 และกราฟตามรูปที่ 4.26

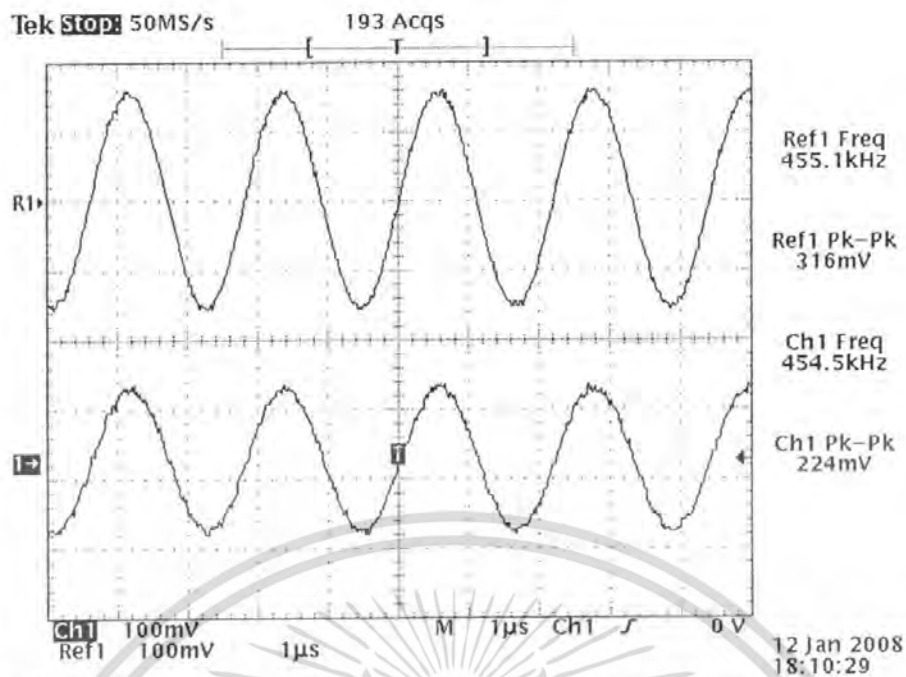
ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
440	-47.2903	456	-5.8486
445	-44.7916	457	-8.13458
450	-18.533	458	-9.9588
451	-11.7005	459	-13.5556
452	-7.9588	460	-23.2989
453	-7.13095	465	-49.4732
454	-6.52116	470	-49.2371
455	-2.85335	475	-49.4275

ตารางที่ 4.7 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์



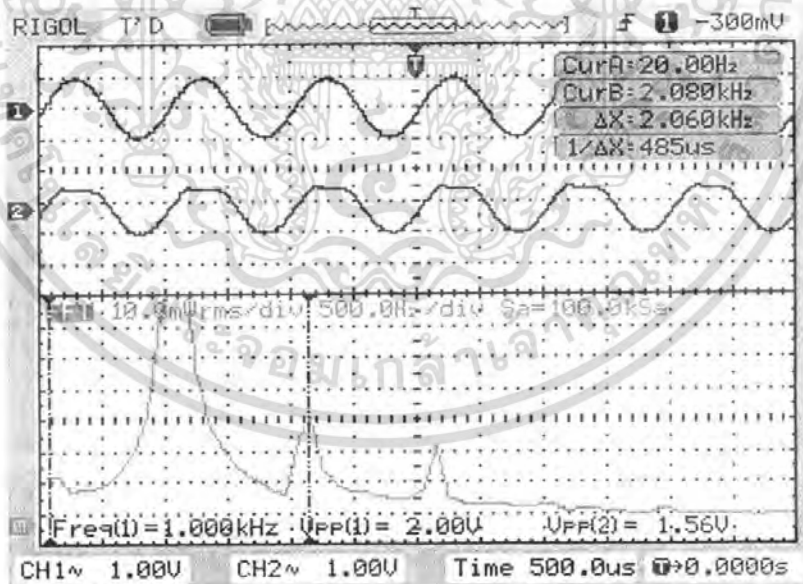
รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์  
เมื่อ Ref1 : สัญญาณอินพุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์  
Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

#### 4.12.5 วงจรดีมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.28 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรดีมอดูเลเตอร์ (ขา8) ของ SA636

เมื่อ Ch1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรดีมอดูเลเตอร์

FFT : เป็นสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจะเห็นว่ามิตั้งหมด 3 ฮาร์โมนิก จากนั้นนำมาคำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมหรือ ทีเอชดี ( Total Harmonic Distortion : THD) ซึ่งเมื่อนำมาคำนวณแล้วได้ค่าทีเอชดีประมาณ

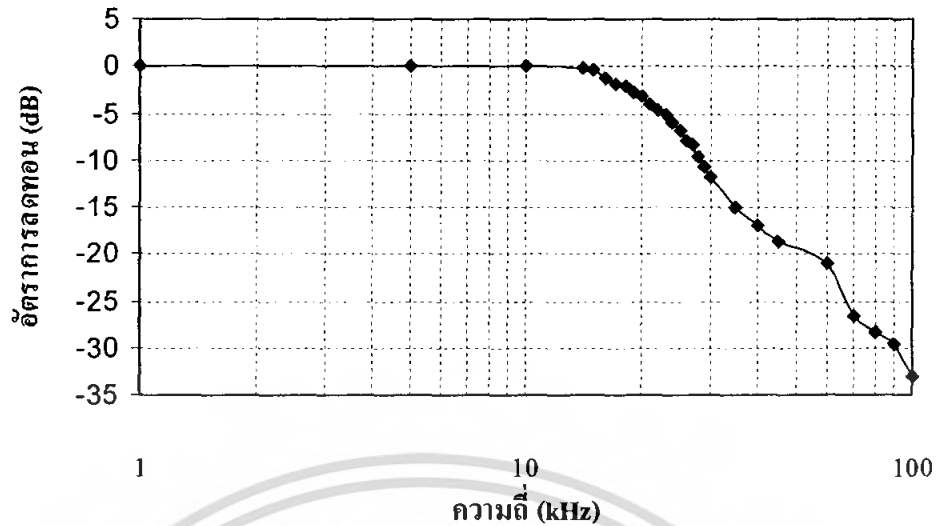
#### 4.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทซ์ชนิดแอกทีฟ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทซ์ชนิดแอกทีฟโดยใช้วงจร Sallen and Key อันดับที่ 2 โดยมีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์ มีผลการทดลองเช่นเดียวกับทางด้านภาคส่ง นำสัญญาณที่ผ่านการคิมอดูเลตแล้วมาทำการกรองความถี่ ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 4.8 และรูปที่ 4.29

ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1	0	25	-6.83
5	0	26	-7.82
10	0	27	-8.31
14	-0.16	28	-9.62
15	-0.32	29	-10.61
16	-1.33	30	-11.73
17	-1.8	35	-14.96
18	-2.09	40	-16.9
19	-2.81	45	-18.71
20	-3.25	60	-20.98
21	-3.95	70	-26.54
22	-4.59	80	-28.25
23	-5.13	90	-29.62
24	-6.02	100	-33.02

ตารางที่ 4.8 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

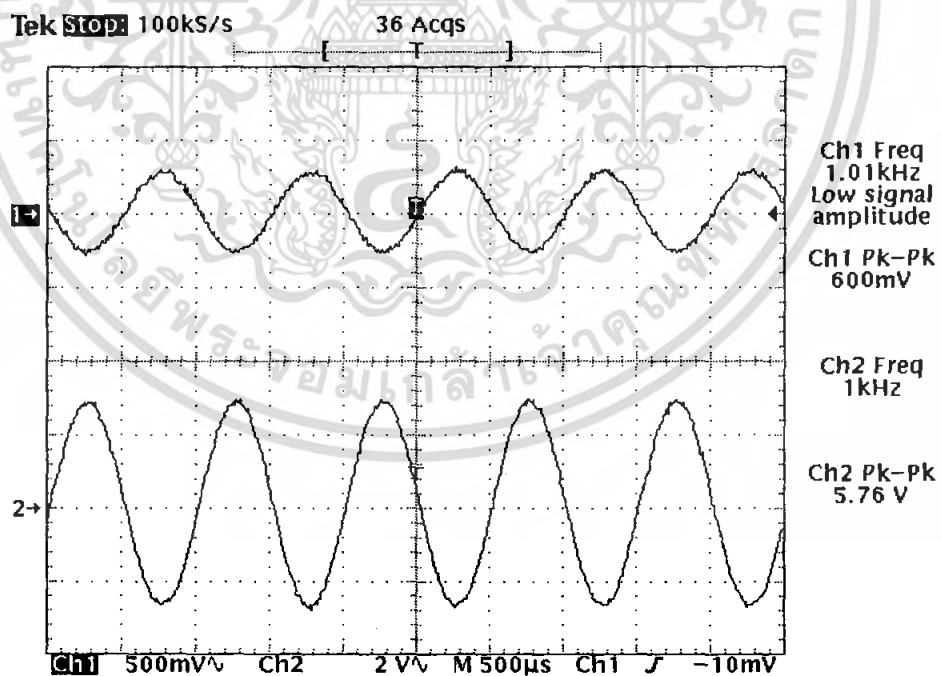
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

#### 4.14 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรมัลติเพลกเซอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยังมีขนาดสัญญาณที่เล็กอยู่ จึงนำสัญญาณมาเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียงเพื่อให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น โดยมีอัตราขยาย 10 เท่า ผลการทดลองดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch1: สัญญาณอินพุตเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch2: สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

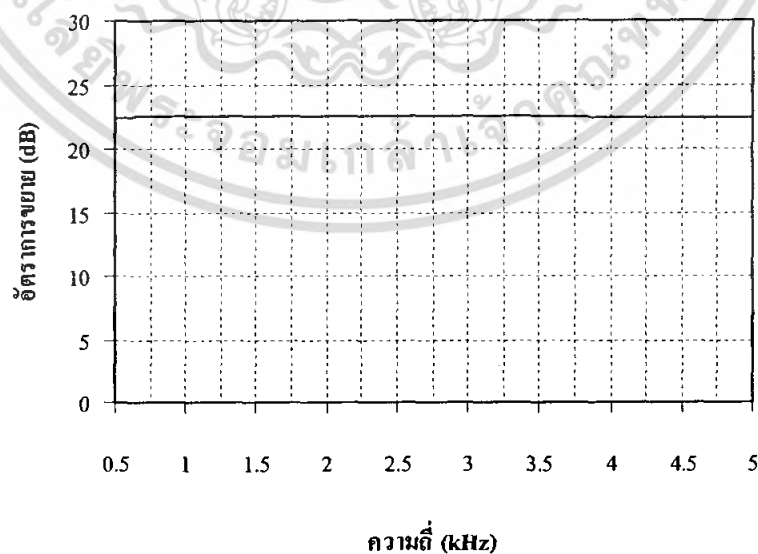
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.15 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง ( Power Audio Amplifier)

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียงยังมีกำลังไม่มากเพียงพอที่จะขับออกสู่ลำโพง ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณเสียงไปขยาย โดยมีอัตราการขยายประมาณ 20 dBm ผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.31

ความถี่ (kHz)	อัตราการขยาย (dB)
0.5	22.344
0.6	22.402
0.7	22.575
0.8	22.575
0.9	22.575
1	22.575
2	22.518
3	22.518
4	22.461
5	22.461

ตารางที่ 4.9 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.31 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และบทสรุป

จากที่ผ่านมาราได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรโดยอาศัยทฤษฎีในบทที่ 2 ในการวิเคราะห์วงจร จากนั้นทำการเก็บผลจากวงจรจริงที่ได้ทำการสร้างขึ้น ซึ่งพบว่ามีปัญหา และความไม่สมบูรณ์เกิดขึ้นหลายประการ ทั้งนี้ด้วยสาเหตุหลายประการซึ่งการแก้ไขอาจทำได้ดังนี้

#### 5.1 ปัญหาที่พบ

- พบว่าในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้น สัญญาณรบกวนในตัวมันเองเกิดขึ้นมาก จำเป็นที่จะต้องทำให้ลดลงให้มากที่สุด เพื่อที่วงจรภาครับสามารถที่จะรับสัญญาณได้ชัดเจนมากขึ้น สามารถที่จะคีมอดูเลตสัญญาณได้ถูกต้องมากขึ้น
- เกิดการสูญเสียของสัญญาณขึ้นในสายส่งภายในวงจร ขดลวดซึ่งไม่สามารถพันให้ได้ค่าตามที่ต้องการได้เนื่องจากไม่สามารถวัดค่าได้ถูกต้อง เพราะขาดอุปกรณ์ที่เที่ยงตรง
- วงจรกรองความถี่ซึ่งสามารถกรองความถี่ที่ต้องการได้แต่มีปัญหาคือเกิดการลดทอนมาก และไม่ได้แบนด์วิดธ์ตามที่คำนวณมา เนื่องจากค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ที่ใช้กับค่าที่คำนวณไม่ตรงกัน ทำให้ผลที่ได้จริง ๆ ไม่เป็นที่น่าพอใจ
- เกิดการรบกวนกันเองของสัญญาณความถี่ต่ำและความถี่สูงภายในวงจร
- วงจรทางด้านรับมีวงจรที่มีปัญหาคือ วงจรขยายสัญญาณ เมื่อนำมาต่อรวมกันเพื่อให้มีอัตราขยายสัญญาณเพิ่มขึ้นจะเกิดการออสซิลเลต

#### 5.2 แนวทางการแก้ไขและการพัฒนา

5.2.1 ส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้น สัญญาณรบกวนในตัวยังมีอยู่มากจึงต้องทำให้ลดลงให้มากที่สุด โดยแนวทางแก้ไขอาจจะทำได้ดังนี้

- ทำการแยกวงจรในแต่ละส่วนออกจากกันแล้วทำการชิลด์ให้มิดชิด เพื่อไม่ให้มีสัญญาณหลุดลอดออกไปรบกวนวงจรอื่นได้
- ทำการชิลด์ขดลวดเหนี่ยวนำ เนื่องจากขดลวดอาจประพืดตัวเป็นสายอากาศได้ ซึ่งอาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนกันเองของคลื่นที่ออกอากาศ

5.2.2 ในส่วนของวงจรกรองความถี่นั้น จากปัญหาที่เกิดขึ้นด้านแนวทางในการแก้ไขอาจทำได้โดยจะต้องพยายามใช้ค่าอุปกรณ์ให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณไว้มากที่สุด

5.2.3 ทำการลากสายสัญญาณด้วยสายสัญญาณความถี่สูงทุกเส้น เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณความถี่สูง เพราะสายสัญญาณความถี่ต่ำอาจมีแบนด์วิดธ์ไม่เพียงพอ กับความต้องการ

5.2.4 การแก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวนในวงจรทั้งหมดนั้นเป็นเรื่องที่ละเอียดอ่อน วิธีที่แก้ไขมีอยู่หลายวิธี ได้แก่ การกราวด์นิ่ง (Grounding) การชิลด์ (Shielding) เป็นต้น

5.2.5 การแก้ปัญหาวงจรขยายสัญญาณภาครับนั้นอาจแก้ปัญหาโดยการต่อวงจรกรอง

ช่วงความถี่ผ่านขึ้นระหว่างวงจรขยายทุกสเตจซึ่งจะช่วยลดปัญหาการออสซิลเลตลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 สรุปผลการทดลอง

คุณสมบัติของวงจรภาคส่งสามารถสรุปได้ดังนี้

- ความถี่ใช้งาน 420.20 เมกะเฮิร์ตซ์
- แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ และ 12 โวลต์
- สามารถรับส่งสัญญาณเสียงได้ไม่เกิน 20 กิโลเฮิร์ตซ์
- เครื่องส่งมีกำลังสูงสุดประมาณ 1.70 มิลลิวัตต์

คุณสมบัติของวงจรภาครับสามารถสรุปได้ดังนี้

- สามารถคีมอคูเลตสัญญาณเสียงกลับคืนมาได้
- แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ และ 12 โวลต์

การออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณที่ความถี่สูงนั้น ส่วนใหญ่ปัญหาจะเกิดขึ้นเนื่องจากอุปกรณ์ซึ่งไม่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ซึ่งการแก้ไขและการพัฒนานั้นอาจทำได้ด้วยหลักการต่างๆข้างต้น และในการทำโครงงานครั้งนี้ ทำให้ผู้จัดทำมีประสบการณ์ในการนำทฤษฎีที่เรียนมานำมาปฏิบัติและทำการทดลองจริง เพื่อให้ได้รู้ปัญหาและวิธีแก้ไขในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง และนำข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นขณะปฏิบัติงานไปปรับปรุงแก้ไขให้ปริญญาานิพนธ์ในภาคการศึกษาหน้าสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. Chris Bowick, “RF Circuit Design” , Howard W. Sams& Company,1990
2. Roland E. Best , “ Phase Lock Loop “ , McGraw-Hill Book Company , 1984
3. Frank R. Dungan , “ Electronic Communication system “ , Delmar Publishers Inc., 1987
4. รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์, “ วิศวกรรมการสื่อสาร ” , อักษรสยามการพิมพ์ , 2540
5. สุชาติ กังวารจิตต์ , “ เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร ” , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, กรุงเทพฯ,2536

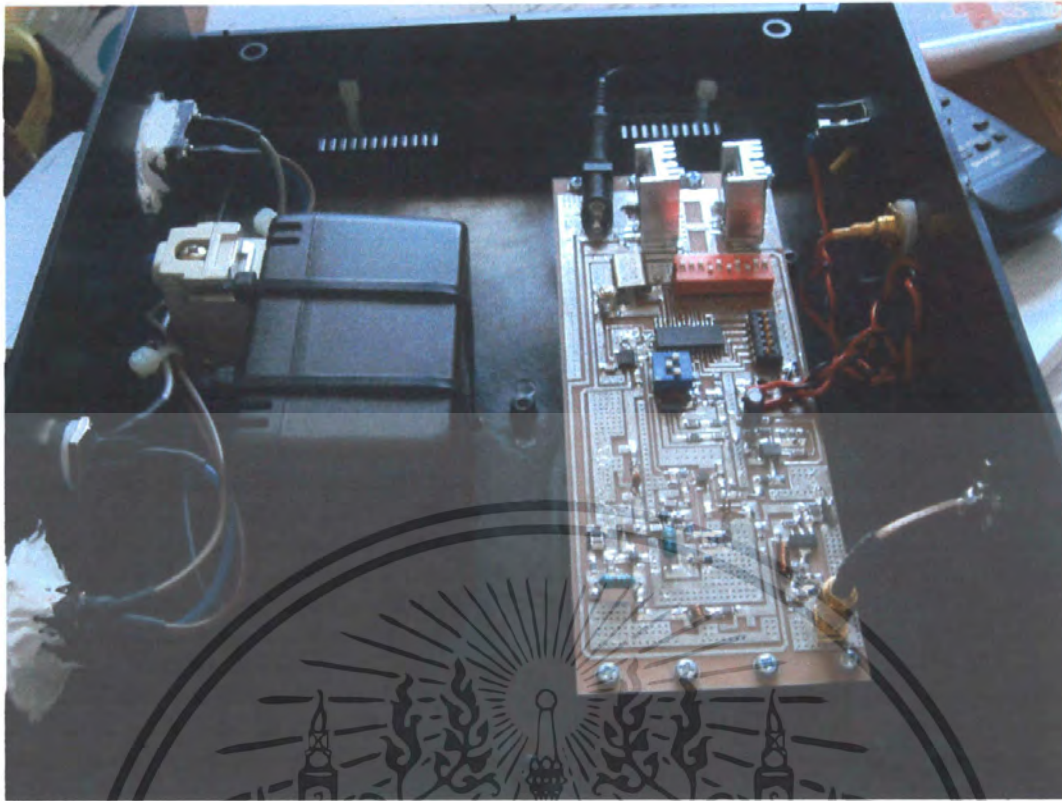


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

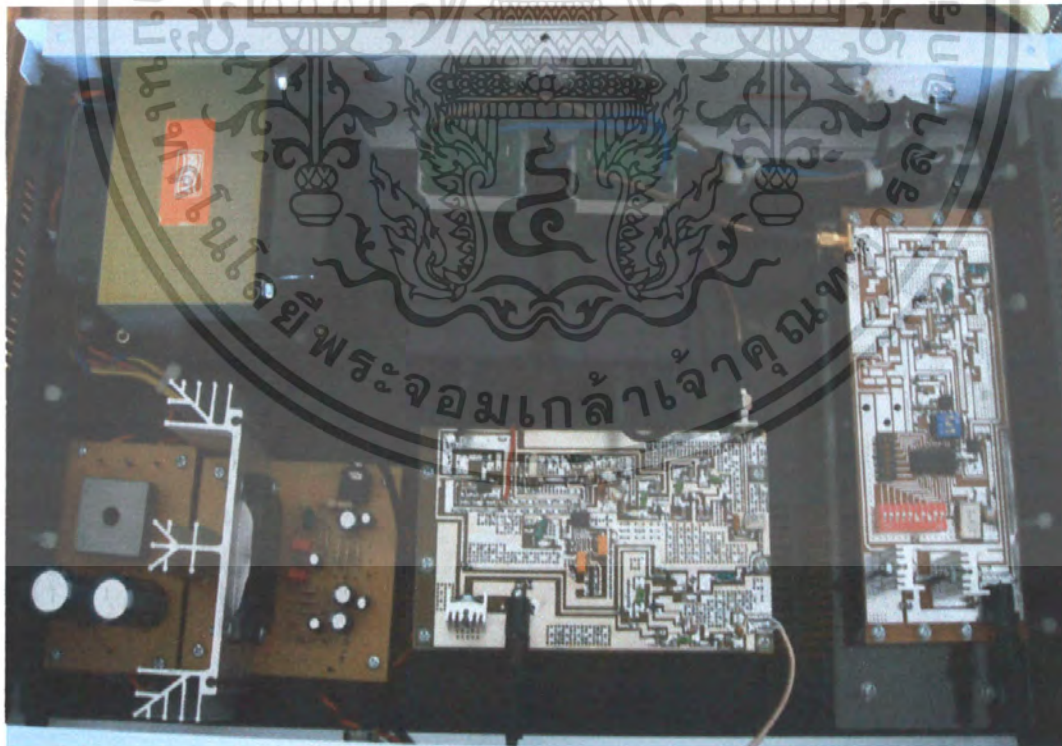


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ (ก) วงจรรวมภาคส่ง



รูปที่ (ข) วงจรรวมภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

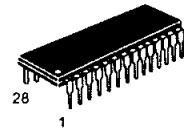
**MC145152-2**

**Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer**  
Interfaces with Dual-Modulus Prescalers

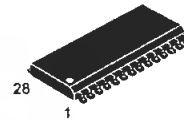
The MC145152-2 is programmed by sixteen parallel inputs for the N and A counters and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, two-output phase detector, 10-bit programmable divide-by-N counter, and 6-bit programmable ÷ A counter.

The MC145152-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145152-1. Power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Operating Temperature Range: - 40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- Dual Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable ÷ R Values: 8, 64, 128, 256, 512, 1024, 1160, 2048
- ÷ N Range = 3 to 1023, ÷ A Range = 0 to 63
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates
- See Application Note AN980



**P SUFFIX**  
PLASTIC DIP  
CASE 710



**DW SUFFIX**  
SOG PACKAGE  
CASE 751F

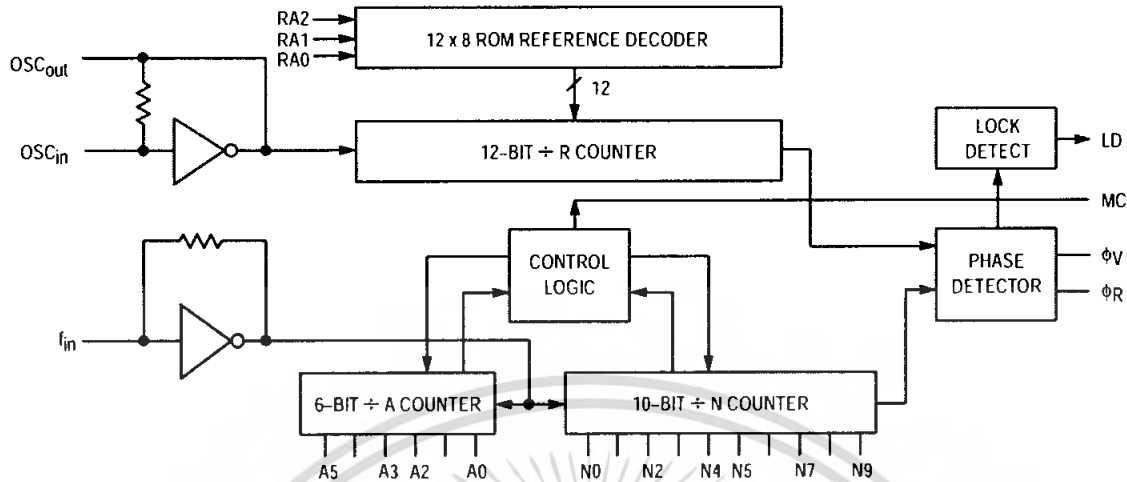
**ORDERING INFORMATION**

- MC145152P2 Plastic DIP
- MC145152DW2 SOG Package

**PIN ASSIGNMENT**

f <sub>in</sub>	1	28	LD
V <sub>SS</sub>	2	27	OSC <sub>in</sub>
V <sub>DD</sub>	3	26	OSC <sub>out</sub>
RA0	4	25	A4
RA1	5	24	A3
RA2	6	23	A0
φ <sub>R</sub>	7	22	A2
φ <sub>V</sub>	8	21	A1
MC	9	20	N9
A5	10	19	N8
N0	11	18	N7
N1	12	17	N6
N2	13	16	N5
N3	14	15	N4

## MC145152-2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N9, A0 – A5, and RA0 – RA2 have pull-up resistors that are not shown.

## PIN DESCRIPTIONS

### INPUT PINS

$f_{in}$

#### Frequency Input (Pin 1)

Input to the positive edge triggered  $\div N$  and  $\div A$  counters.  $f_{in}$  is typically derived from a dual-modulus prescaler and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0, RA1, RA2

#### Reference Address Inputs (Pins 4, 5, 6)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider. The total reference divide values are as follows:

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

N0 – N9

#### N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20)

The N inputs provide the data that is preset into the  $\div N$  counter when it reaches the count of 0. N0 is the least significant digit and N9 is the most significant. Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

A0 – A5

#### A Counter Programming Inputs (Pins 23, 21, 22, 24, 25, 10)

The A inputs define the number of clock cycles of  $f_{in}$  that require a logic 0 on the MC output (see **Dual-Modulus**

**Prescaling** section). The A inputs all have internal pull-up resistors that ensure that inputs left open will remain at a logic 1.

OSCin, OSCout

#### Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSCin to ground and OSCout to ground. OSCin may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSCin, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSCout.

### OUTPUT PINS

$\phi_R$ ,  $\phi_V$

#### Phase Detector B Outputs (Pins 7, 8)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop-error signal.

If the frequency  $f_V$  is greater than  $f_R$  or if the phase of  $f_V$  is leading, then error information is provided by  $\phi_V$  pulsing low.  $\phi_R$  remains essentially high.

If the frequency  $f_V$  is less than  $f_R$  or if the phase of  $f_V$  is lagging, then error information is provided by  $\phi_R$  pulsing low.  $\phi_V$  remains essentially high.

If the frequency of  $f_V = f_R$  and both are in phase, then both  $\phi_V$  and  $\phi_R$  remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

MC

#### Dual-Modulus Prescale Control Output (Pin 9)

Signal generated by the on-chip control logic circuitry for controlling an external dual-modulus prescaler. The MC level will be low at the beginning of a count cycle and will remain low until the  $\div A$  counter has counted down from its programmed value. At this time, MC goes high and remains high until the  $\div N$  counter has counted the rest of the way down from its programmed value ( $N - A$  additional counts since both  $\div N$  and  $\div A$  are counting down during the first

portion of the cycle). MC is then set back low, the counters preset to their respective programmed values, and the above sequence repeated. This provides for a total programmable divide value ( $N_T$ ) =  $N \cdot P + A$  where  $P$  and  $P + 1$  represent the dual-modulus prescaler divide values respectively for high and low MC levels,  $N$  the number programmed into the  $\div N$  counter, and  $A$  the number programmed into the  $\div A$  counter.

**LD**  
**Lock Detector Output (Pin 28)**

Essentially a high level when loop is locked ( $f_R, f_V$  of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

**POWER SUPPLY**

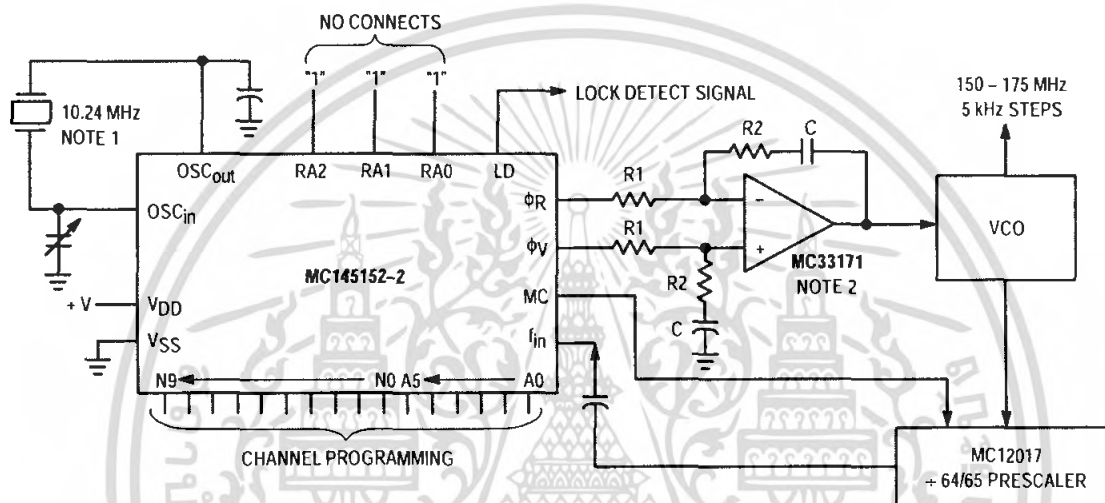
**VDD**  
**Positive Power Supply (Pin 3)**

The positive power supply potential. This pin may range from + 3 to + 9 V with respect to  $V_{SS}$ .

**VSS**  
**Negative Power Supply (Pin 2)**

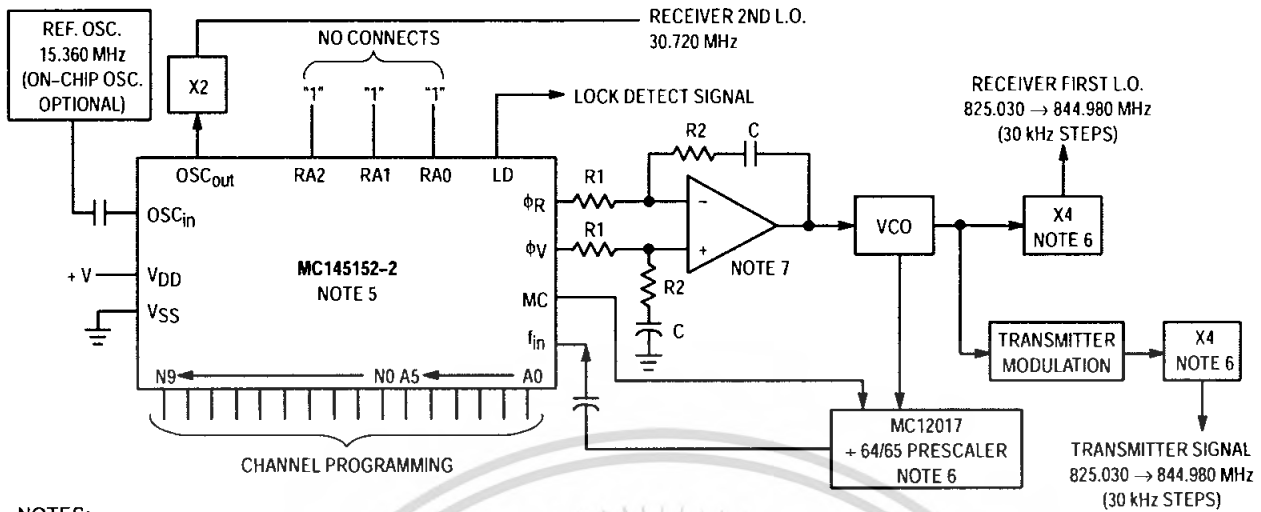
The most negative supply potential. This pin is usually ground.

**TYPICAL APPLICATIONS**



- NOTES:
1. Off-chip oscillator optional.
  2. The  $\phi_R$  and  $\phi_V$  outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design page for additional information. The  $\phi_R$  and  $\phi_V$  outputs swing rail-to-rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

Figure 1. Synthesizer for Land Mobile Radio VHF Bands



**NOTES:**

1. Receiver 1st I.F. = 45 MHz, low side injection; Receiver 2nd I.F. = 11.7 MHz, low side injection.
2. Duplex operation with 45 MHz receiver/transmit separation.
3.  $f_R = 7.5 \text{ kHz}$ ;  $+R = 2048$ .
4.  $N_{\text{total}} = N \cdot 64 + A = 27501 \text{ to } 28166$ ;  $N = 429 \text{ to } 440$ ;  $A = 0 \text{ to } 63$ .
5. MC145158-2 may be used where serial data entry is desired.
6. High frequency prescalers (e.g., MC12018 [520 MHz] and MC12022 [1 GHz]) may be used for higher frequency VCO and  $f_{\text{ref}}$  implementations.
7. The  $\phi_R$  and  $\phi_V$  outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design page for additional information. The  $\phi_R$  and  $\phi_V$  outputs swing rail-to-rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

**Figure 2. 666-Channel, Computer-Controlled, Mobile Radiotelephone Synthesizer for 800 MHz Cellular Radio Systems**

**MC145152-2 Data Sheet Continued on Page 15**



## 2.0 GHz Super Low Power Dual Modulus Prescaler

The MC12054A is a super low power dual modulus prescaler used in phase-locked loop applications. Motorola's advanced Bipolar MOSAIC™ V technology is utilized to achieve low power dissipation of 5.4 mW at a minimum supply voltage of 2.7 V.

The MC12054A can be used with CMOS synthesizers requiring positive edges to trigger internal counters such as Motorola's MC145XXX series in a PLL to provide tuning signals up to 2.0 GHz in programmable frequency steps.

A Divide Ratio Control (SW) permits selection of a 64/65 or 128/129 divide ratio as desired.

The Modulus Control (MC) selects the proper divide number after SW has been biased to select the desired divide ratio.

- 2.0 GHz Toggle Frequency
- The MC12054 is Pin and Functionally Compatible with the MC12031
- Low Power 2.0 mA Typical
- 2.6mA Maximum, -40 to 85°C, V<sub>CC</sub> = 2.7 to 5.5 Vdc
- Short Setup Time (t<sub>set</sub>) 10ns Maximum @ 2.0 GHz
- Modulus Control Input Level is Compatible with Standard CMOS and TTL
- Maximum Input Voltage Should Be Limited to 6.5 Vdc

MOSAIC V is a trademark of Motorola

### FUNCTIONAL TABLE

SW	MC	Divide Ratio
H	H	64
H	L	65
L	H	128
L	L	129

NOTES: 1. SW: H = V<sub>CC</sub>, L = Open. A logic L can also be applied by grounding this pin, but this is not recommended due to increased power consumption.  
2. MC: H = 2.0 V to V<sub>CC</sub>, L = GND to 0.8 V.

### MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	Range	Unit
Power Supply Voltage, Pin 2	V <sub>CC</sub>	-0.5 to 7.0	Vdc
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to 85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to 150	°C
Modulus Control Input, Pin 6	MC	-0.5 to 6.5	Vdc

NOTE: ESD data available upon request.

## MC12054A

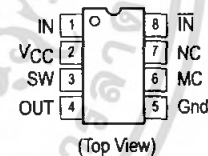
### MECL PLL COMPONENTS ÷64/65, ÷128/129 LOW POWER DUAL MODULUS PRESCALER

SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA



D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SO-8)

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temp Range	Package
MC12054AD	T <sub>A</sub> = -40 to 85°C	SO-8

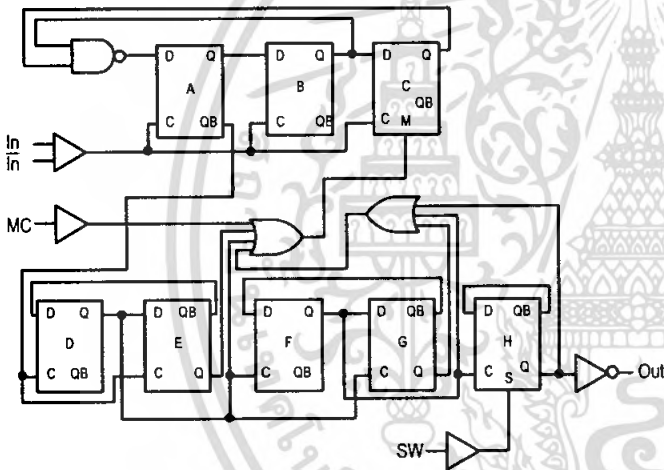
# MC12054A

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 2.7$  to  $5.5$  Vdc,  $T_A = -40$  to  $85^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

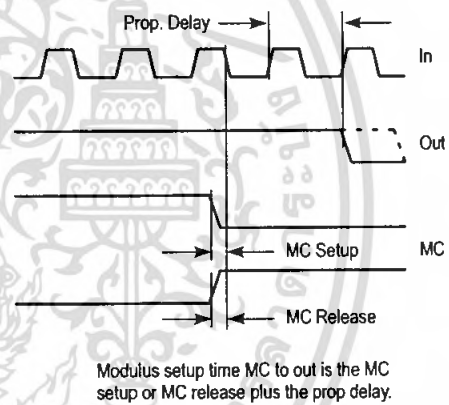
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Toggle Frequency (Sine Wave Input)	$f_t$	0.1	2.5	2.0	GHz
Supply Current (Pin 2)	$I_{CC}$	-	2.0	2.6	mA
Modulus Control Input High (MC)	$V_{IH1}$	2.0	-	$V_{CC} + 0.5$ V	V
Modulus Control Input Low (MC)	$V_{IL1}$	Gnd	-	0.8	V
Divide Ratio Control Input High (SW)	$V_{IH2}$	$V_{CC} - 0.5$ V	$V_{CC}$	$V_{CC} + 0.5$ V	VDC
Divide Ratio Control Input Low (SW)	$V_{IL2}$	Open	Open	Open	-
Output Voltage Swing (Note 2) ( $C_L = 8.0$ pF, $R_L = 1.65$ k $\Omega$ )	$V_{out}$	0.8	1.1	-	$V_{pp}$
Modulus Setup Time MC to Out @ 2000 MHz	$t_{set}$	-	8.0	10	ns
Input Voltage Sensitivity 250–2000 MHz 100–250 MHz	$V_{in}$	100 400	- -	1000 1000	mVpp
Output Current (Note 1) $V_{CC} = 2.7$ V, $C_L = 8.0$ pF, $R_L = 1.65$ k $\Omega$ $V_{CC} = 5.0$ V, $C_L = 8.0$ pF, $R_L = 3.6$ k $\Omega$	$I_O$	- -	1.0 1.0	4.0 4.0	mA

**NOTES:** 1. Divide ratio of +64/65 @ 2.0 GHz  
2. Valid over voltage range 2.7 to 5.5 V;  $R_L = 1.65$  k $\Omega$  @  $V_{CC} = 2.7$  V;  $R_L = 3.6$  k $\Omega$  @  $V_{CC} = 5.0$  V

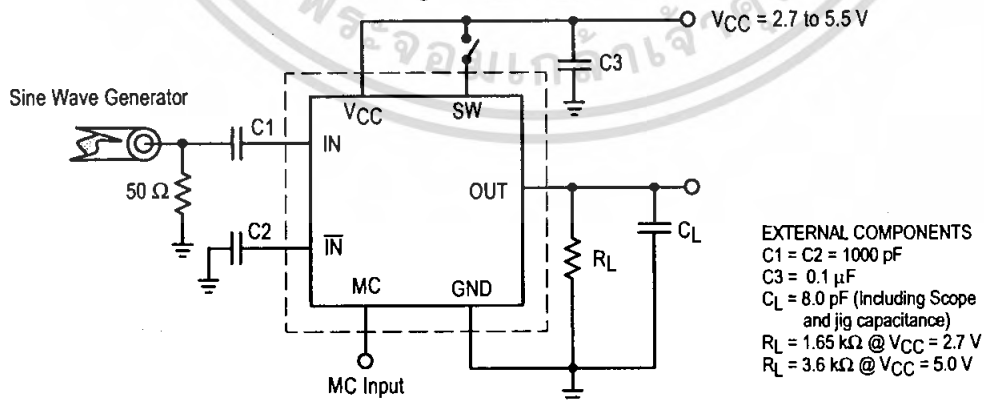
**Figure 1. Logic Diagram (MC12054A)**



**Figure 2. Modulus Setup Time**

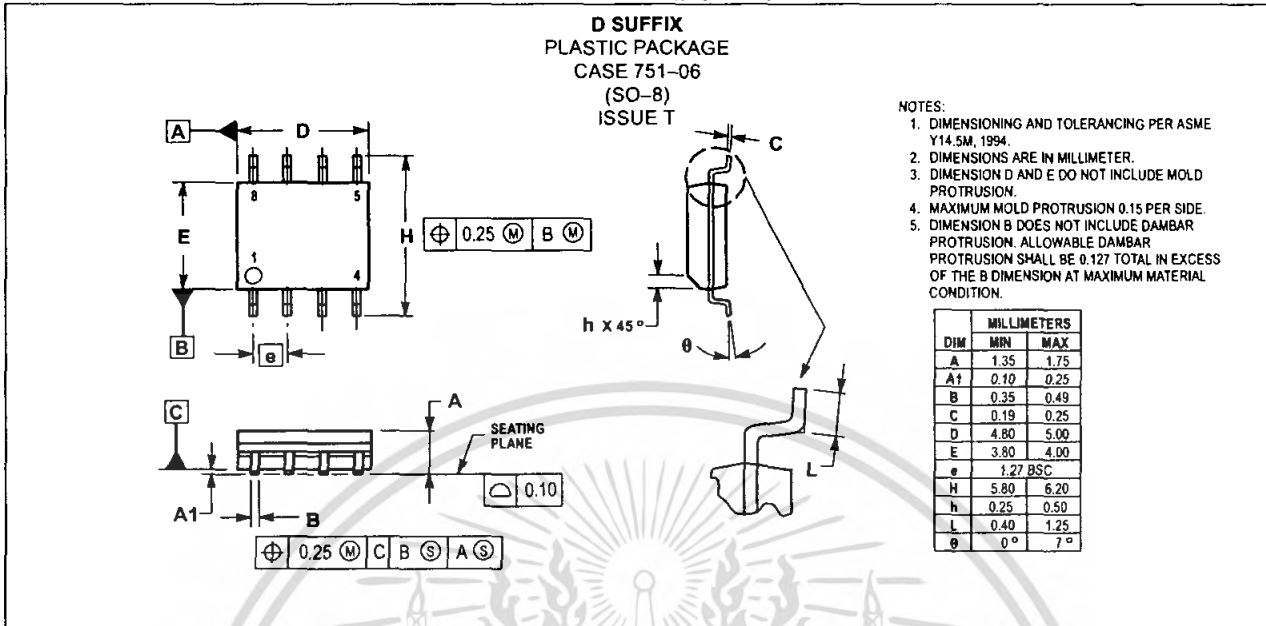


**Figure 3. AC Test Circuit**



# MC12054A

## OUTLINE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

**How to reach us:**

**USA/EUROPE/Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution; P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

**JAPAN:** Motorola Japan Ltd.; SPD, Strategic Planning Office, 141, 4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan. 81-3-5487-8488

**Customer Focus Center:** 1-800-521-6274

**Mfax™:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609  
 Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848  
 – http://sps.motorola.com/mfax/

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; Silicon Harbour Centre, 2, Dai King Street, Tai Po Industrial Estate, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

**HOME PAGE:** http://motorola.com/sps/



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
 ไม่ว่การณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC12054A/D

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

## DESCRIPTION

The SA636 is a low-voltage high performance monolithic FM IF system with high-speed RSSI incorporating a mixer/oscillator, two limiting intermediate frequency amplifiers, quadrature detector, logarithmic received signal strength indicator (RSSI), voltage regulator, wideband data output and fast RSSI op amps. The SA636 is available in 20-lead SSOP (shrink small outline package).

The SA636 was designed for high bandwidth portable communication applications and will function down to 2.7 V. The RF section is similar to the famous SA605. The data output has a minimum bandwidth of 600 kHz. This is designed to demodulate wideband data. The RSSI output is amplified. The RSSI output has access to the feedback pin. This enables the designer to adjust the level of the outputs or add filtering.

SA636 incorporates a power-down mode which powers down the device when Pin 8 is LOW. Power down logic levels are CMOS and TTL compatible with high input impedance.

## FEATURES

- Wideband data output (600 kHz min.)
- Fast RSSI rise and fall times
- Low power consumption: 6.5 mA typ. at 3 V
- Mixer input to >500 MHz
- Mixer conversion power gain of 11 dB at 240 MHz
- Mixer noise figure of 12 dB at 240 MHz
- XTAL oscillator effective to 150 MHz (L.C. oscillator to 1 GHz local oscillator can be injected)
- 92 dB of IF Amp/Limiter gain
- 25 MHz limiter small signal bandwidth
- Temperature compensated logarithmic Received Signal Strength Indicator (RSSI) with a dynamic range in excess of 90 dB
- RSSI output internal op amp
- Internal op amps with rail-to-rail outputs
- Low external component count; suitable for crystal/ceramic/LC filters
- Excellent sensitivity: 0.54  $\mu$ V into 50  $\Omega$  matching network for 12 dB SINAD (Signal to Noise and Distortion ratio) for 1 kHz tone with RF at 240 MHz and IF at 10.7 MHz
- ESD hardened
- 10.7 MHz filter matching (330  $\Omega$ )
- Power-down mode ( $I_{CC} = 200 \mu$ A)

## PIN CONFIGURATION

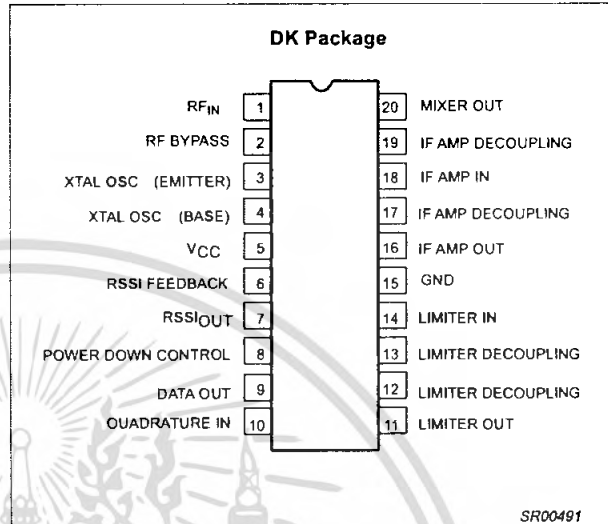


Figure 1. Pin configuration

## APPLICATIONS

- DECT (Digital European Cordless Telephone)
- Digital cordless telephones
- Digital cellular telephones
- Portable high performance communications receivers
- Single conversion VHF/UHF receivers
- FSK and ASK data receivers
- Wireless LANs

## ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
20-Pin Plastic Shrink Small Outline Package (Surface-mount)	-40 °C to +85 °C	SA636DK	SOT266-1

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636

BLOCK DIAGRAM

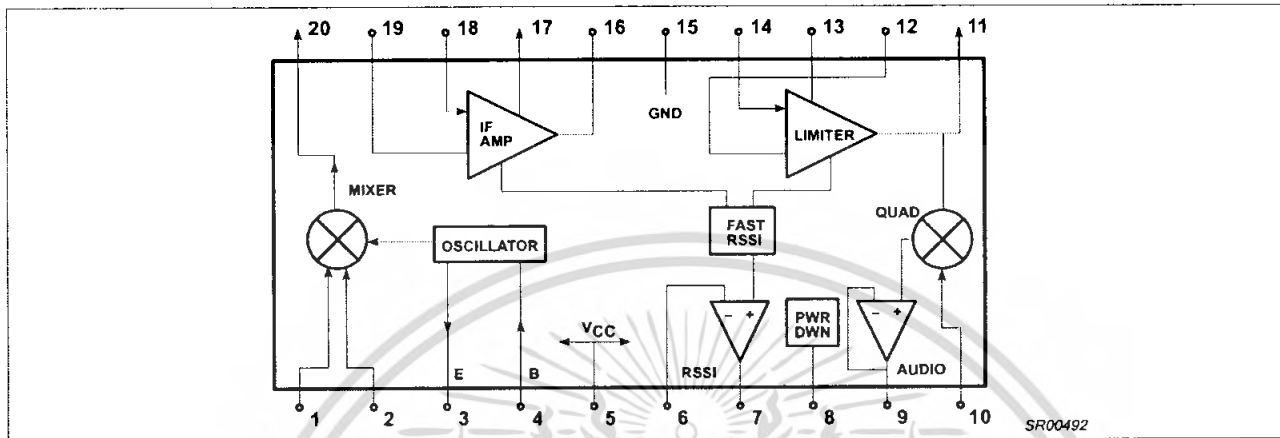


Figure 2. Block diagram

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V <sub>CC</sub>	Single supply voltage	0.3 to 7	V
V <sub>IN</sub>	Voltage applied to any other pin	-0.3 to (V <sub>CC</sub> +0.3)	V
T <sub>stg</sub>	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T <sub>amb</sub>	Operating ambient temperature range SA636	-40 to +85	°C
θ <sub>JA</sub>	Thermal impedance (DC package)	117	°C/W

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub> = +3 V, T<sub>amb</sub> = 25 °C; unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V <sub>CC</sub>	Power supply voltage range		2.7	3.0	5.5	V
I <sub>CC</sub>	DC current drain	Pin 8 = HIGH	5.5	6.5	7.5	mA
	Input current	Pin 8 LOW	-10		10	μA
		Pin 8 HIGH	-10		10	μA
	Input level	Pin 8 LOW	0		0.3V <sub>CC</sub>	V
		Pin 8 HIGH	0.7V <sub>CC</sub>		V <sub>CC</sub>	V
I <sub>CC</sub>	Standby	Pin 8 = LOW		0.2	0.5	mA
t <sub>ON</sub>	Power-up time	RSSI valid (10% to 90%)		10		μs
t <sub>OFF</sub>	Power-down time	RSSI invalid (90% to 10%)		5		μs

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;  $V_{CC} = +3\text{V}$ , unless otherwise stated. RF frequency = 240.05 MHz + 14.5 dBV RF input step-up; IF frequency = 10.7 MHz; RF level = -45 dBm; FM modulation = 1 kHz with  $\pm 125$  kHz peak deviation. Audio output with C-message weighted filter and de-emphasis capacitor. Test circuit Figure 1. The parameters listed below are tested using automatic test equipment to assure consistent electrical characteristics. The limits do not represent the ultimate performance limits of the device. Use of an optimized RF layout will improve many of the listed parameters.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
<b>Mixer/Osc section (ext LO = 160mV<sub>RMS</sub>)</b>						
$f_{IN}$	Input signal frequency			500		MHz
$f_{OSC}$	External oscillator (buffer)			500		MHz
	Noise figure at 240 MHz			12		dB
	Third-order input intercept point	Matched $f_1=240.05$ MHz; $f_2=240.35$ MHz		-16		dBm
	Conversion power gain	Matched 14.5 dBV step-up	8	11	14	dB
	RF input resistance	Single-ended input		700		$\Omega$
	RF input capacitance			3.5		pF
	Mixer output resistance	(Pin 20)		330		$\Omega$
<b>IF section</b>						
	IF amp gain	330 $\Omega$ load		38		dB
	Limiter gain	330 $\Omega$ load		54		dB
	Input limiting -3dB	Test at Pin 18		-105		dBm
	AM rejection	80% AM 1 kHz		50		dB
	Data level	$R_{LOAD} = 100$ k $\Omega$	120	130		mV <sub>RMS</sub>
	3 dB data bandwidth		600	700		kHz
	SINAD sensitivity	RF level = -111 dBm		16		dB
THD	Total harmonic distortion			-43	-38	dB
S/N	Signal-to-noise ratio	No modulation for noise		60		dB
	IF RSSI output with buffer	IF level = -118 dBm		0.2	0.5	V
		IF level = -68 dBm	0.3	0.6	1.0	V
		IF level = -10d Bm	0.9	1.3	1.8	V
	IF RSSI output rise time (10kHz pulse, no 10.7MHz filter) (no RSSI bypass capacitor)	IF frequency = 10.7 MHz RF level = -56 dBm		1.2		$\mu$ s
		RF level = -28 dBm		1.1		$\mu$ s
	IF RSSI output fall time (10 kHz pulse, no 10.7 MHz filter) (no RSSI bypass capacitor)	IF frequency = 10.7 MHz RF level = -56 dBm		2.0		$\mu$ s
		RF level = -28 dBm		7.3		$\mu$ s
	RSSI range			90		dB
	RSSI accuracy			$\pm 1.5$		dB
	IF input impedance			330		$\Omega$
	IF output impedance			330		$\Omega$
	Limiter input impedance			330		$\Omega$
	Limiter output impedance			300		$\Omega$
	Limiter output level with no load			130		mV <sub>RMS</sub>
<b>RF/IF section (int LO)</b>						
	System RSSI output	RF level = -10 dBm		1.4		V
	System SINAD	RF level = -106 dBm		12		dB

Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

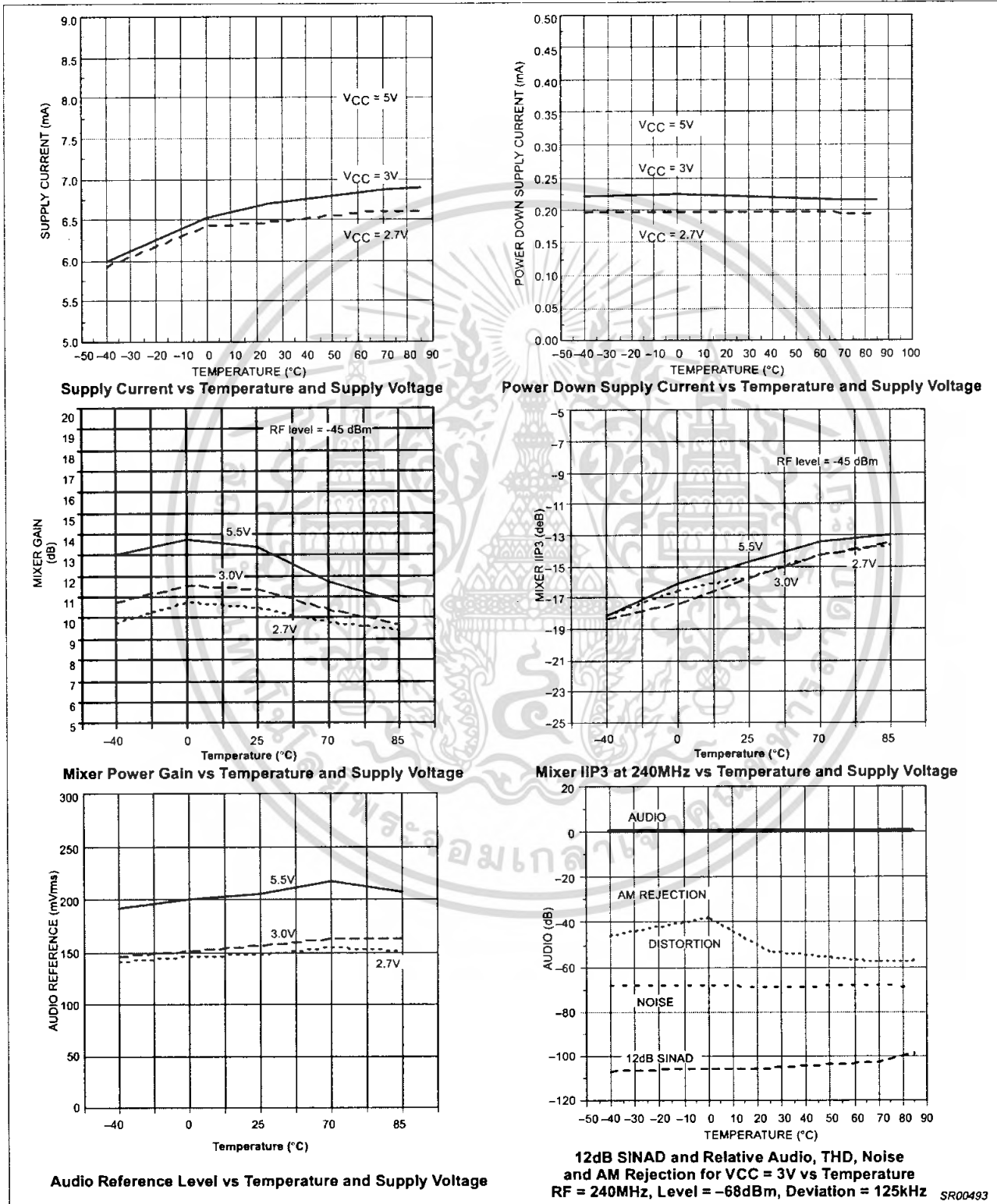


Figure 3. Performance Characteristics

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636

PERFORMANCE CHARACTERISTICS (continued)

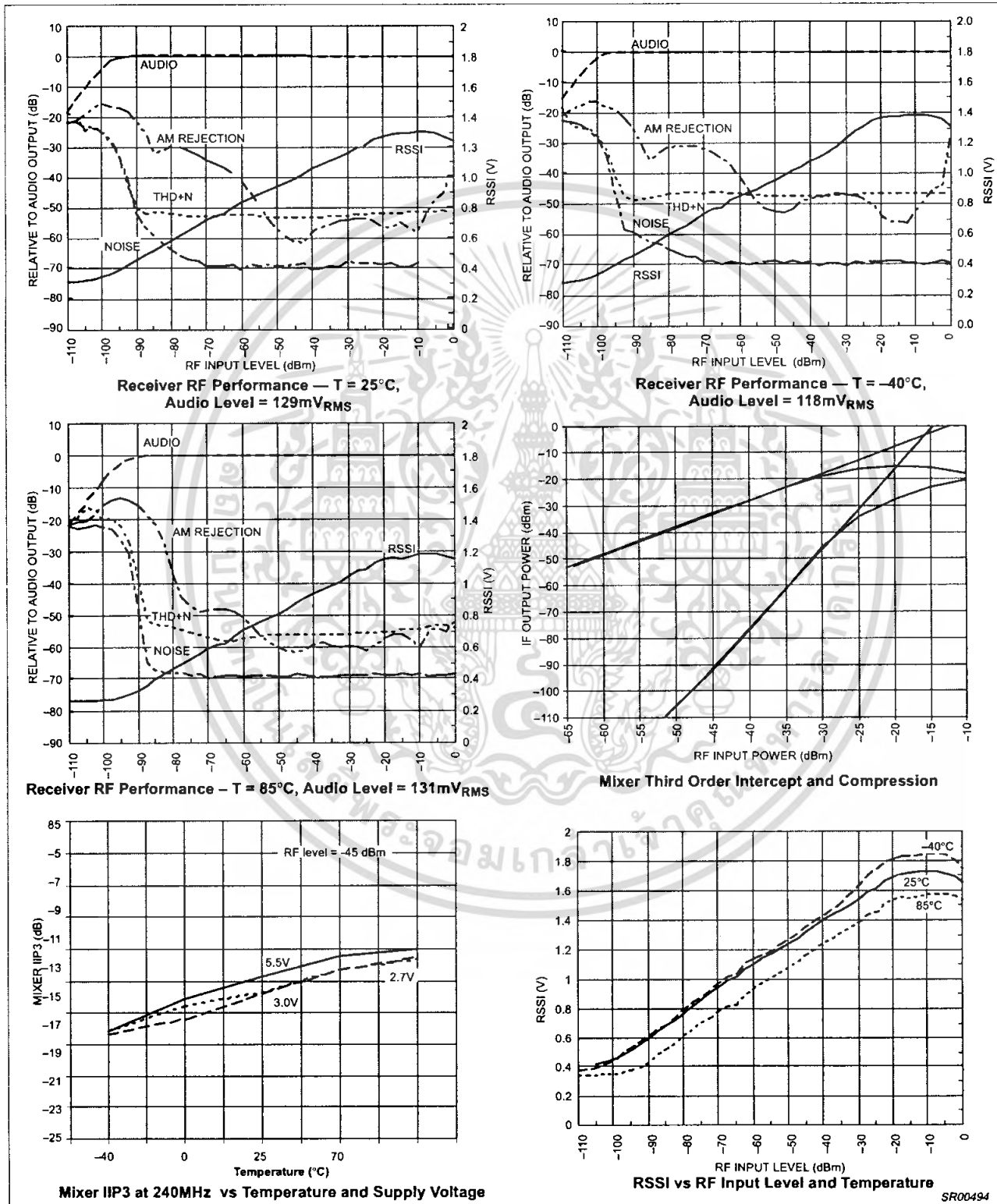


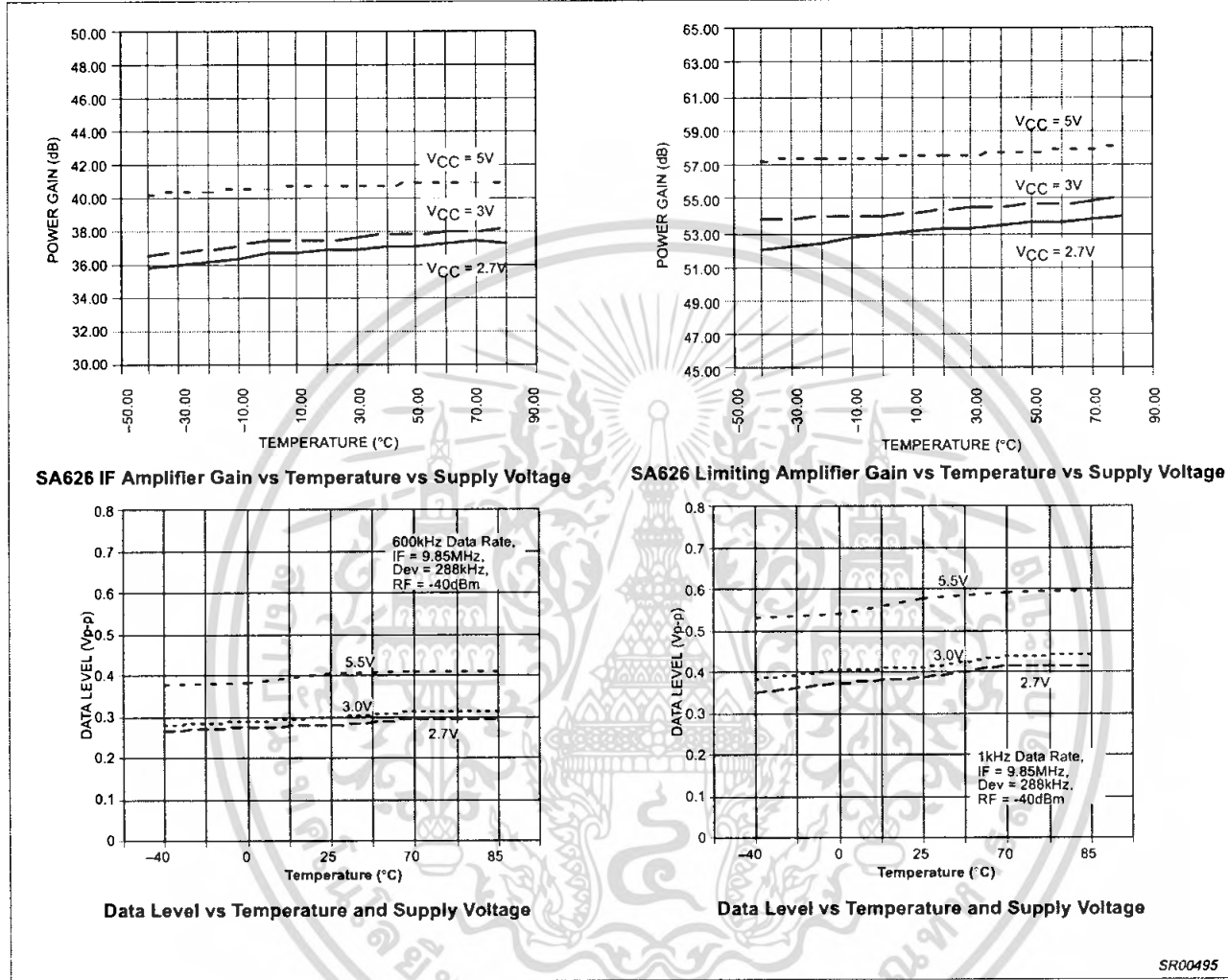
Figure 4. Performance Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
2003 Aug 01 6  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

## SA636

### PERFORMANCE CHARACTERISTICS (continued)



SR00495

Figure 5. Performance Characteristics

Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

PERFORMANCE CHARACTERISTICS (continued)

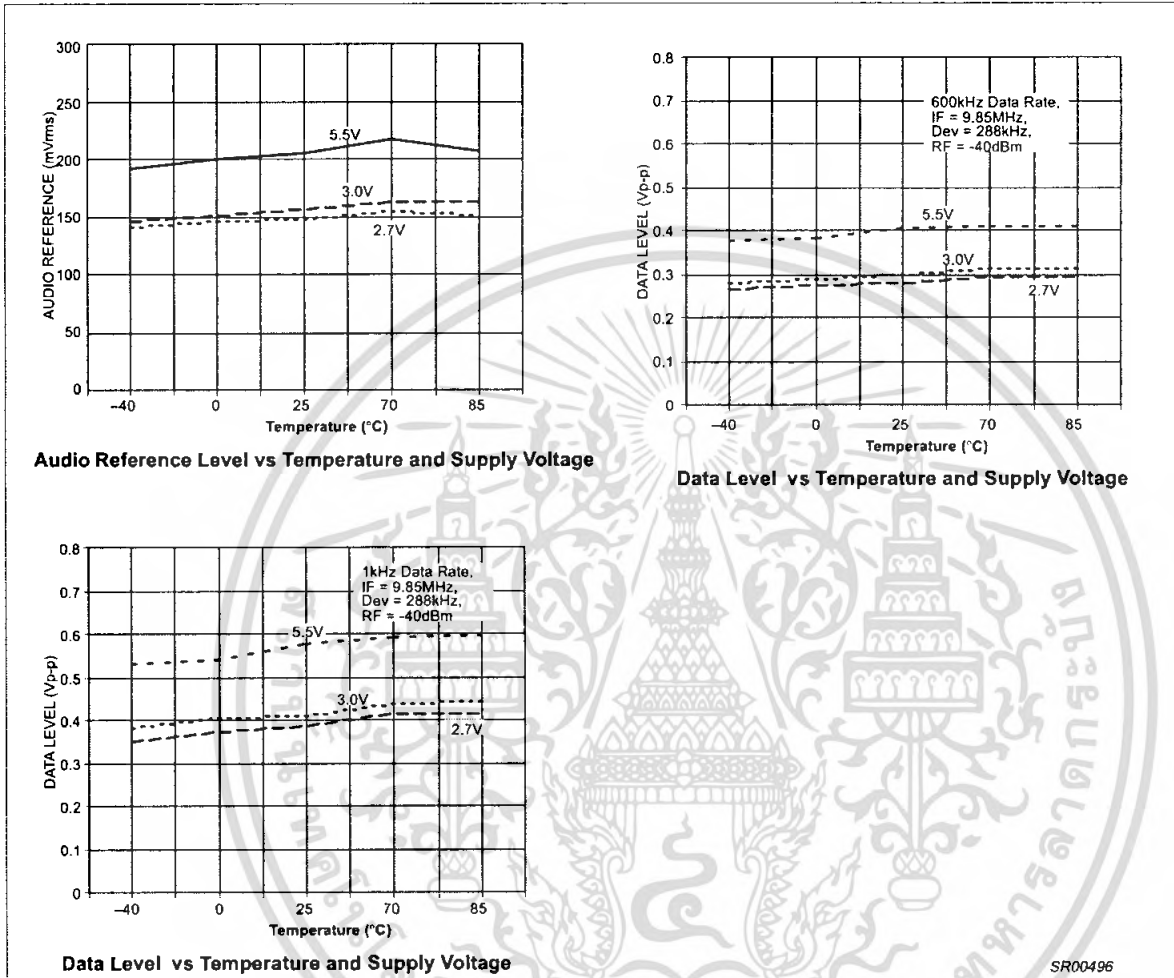


Figure 6. Performance Characteristics

SR00496

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636

PIN FUNCTIONS

PIN No.	PIN MNEMONIC	DC V	EQUIVALENT CIRCUIT	PIN No.	PIN MNEMONIC	DC V	EQUIVALENT CIRCUIT
1	RF IN	+1.07		6	RSSI FEEDBACK	+0.20	
2	RF BYPASS	+1.07		7	RSSI OUT	+0.20	
3	XTAL OSC	+1.57		8	POWER DOWN	+2.75	
4	XTAL OSC	+2.32		9	DATA OUT	+1.09	
5	VCC	+3.00		10	QUAD. IN	+3.00	

SR00497

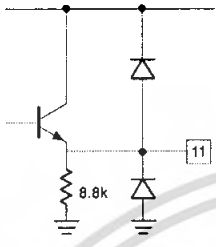
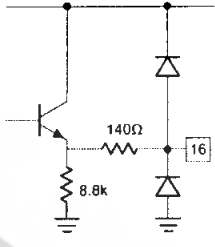
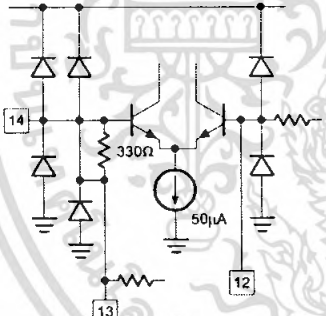
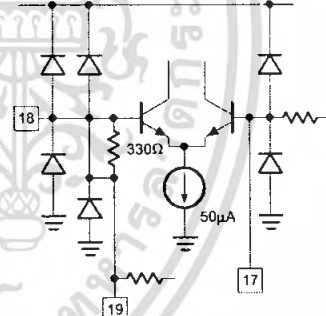
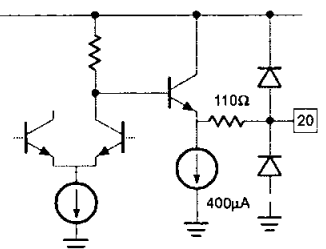
Figure 7. Pin Functions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
2003 Aug 01 9  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636

PIN FUNCTIONS (continued)

PIN No.	PIN MNEMONIC	DC V	EQUIVALENT CIRCUIT	PIN No.	PIN MNEMONIC	DC V	EQUIVALENT CIRCUIT
11	LIMITER OUT	+1.35		16	IF AMP OUT	+1.22	
12	LIMITER DECOUP	+1.23		17	IF AMP DECOUP	+1.22	
13	LIMITER COUPLING	+1.23		18	IF AMP IN	+1.22	
14	LIMITER IN	+1.23		19	IF AMP DECOUP	+1.22	
15	GND	0		20	MIXER OUT	+1.03	

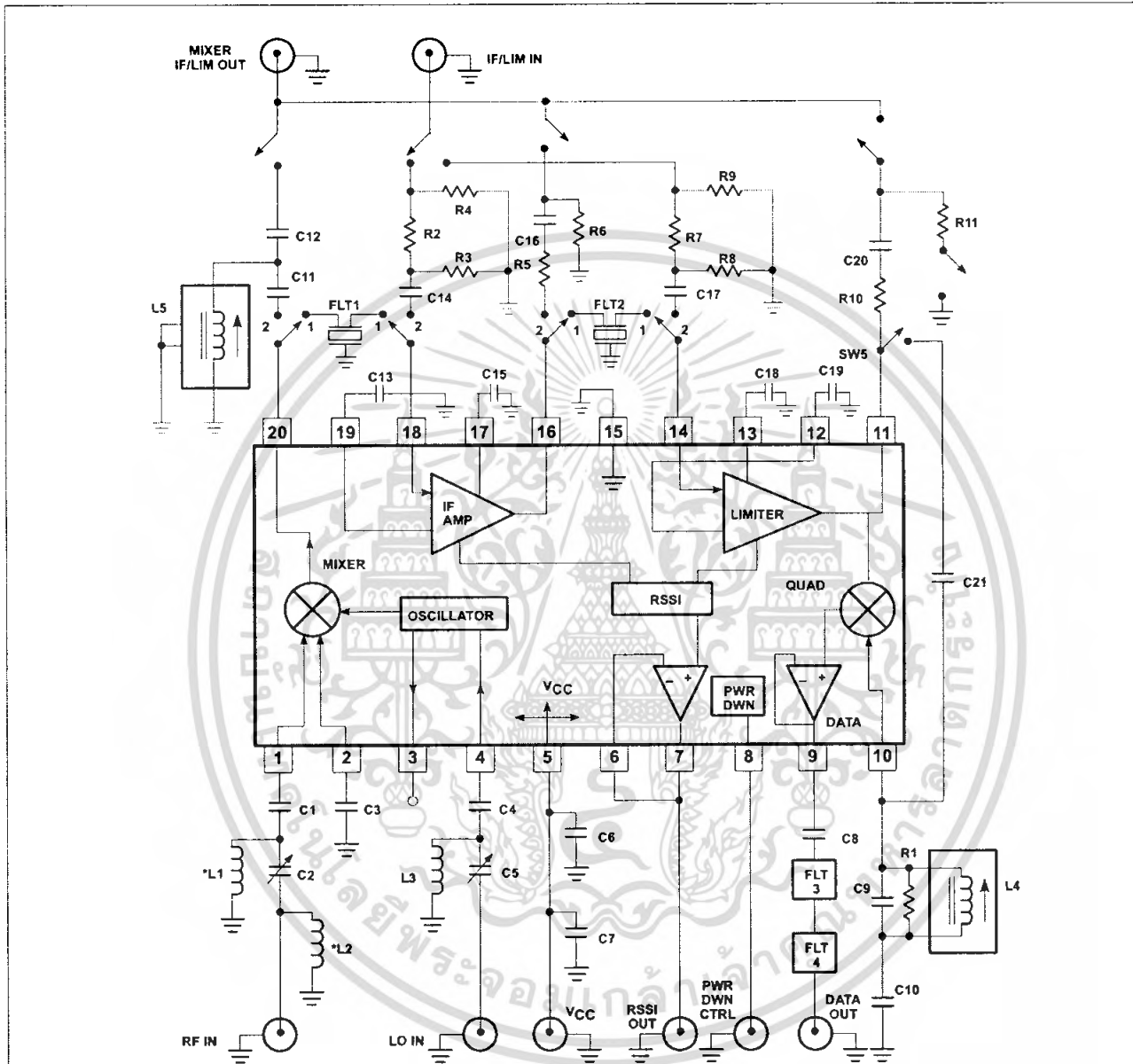
SR00498

Figure 8. Pin Functions (cont.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
2003 Aug 01 10  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636



Automatic Test Circuit Component List

R1 8.2kΩ select	C1 0.1μF	C12 160pF select	L1 150nH select for input match
R2 6.42kΩ	C2 1-5pF select for input match	C13 1000pF	L2 22nH select for input match
R3 347.8Ω	C3 0.1μF	C14 0.1μF	L3 47nH select for input match
R4 49.9Ω	C4 0.1μF	C15 1000pF	L4 5.6μH select for input match
R5 1kΩ	C5 1-5pF select for input match	C16 0.1μF	L5 1.27-2.25μH select for mixer output match
R6 49.9Ω	C6 100pF	C17 0.1μF	
R7 6.42kΩ	*C7 6.8μF 10V	C18 1000pF	
R8 347.8Ω	C8 1μF	C19 1000pF	FLT1 10.7MHz (Murata SFE10.7MA5-A)
R9 49.9Ω	C9 39pF select	C20 0.1μF	FLT2 10.7MHz (Murata SFE10.7MA5-A)
R10 1kΩ	C10 0.1μF	C21 1pF	FLT3 "C" message weighted
R11 49.9Ω	C11 0.1μF		FLT4 Active de-emphasis

\*NOTE: This value can be reduced when a battery is the power source.

SR00501

Figure 9. SA636 240.05MHz (RF) / 10.7MHz (IF) Test Circuit

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

## SA636

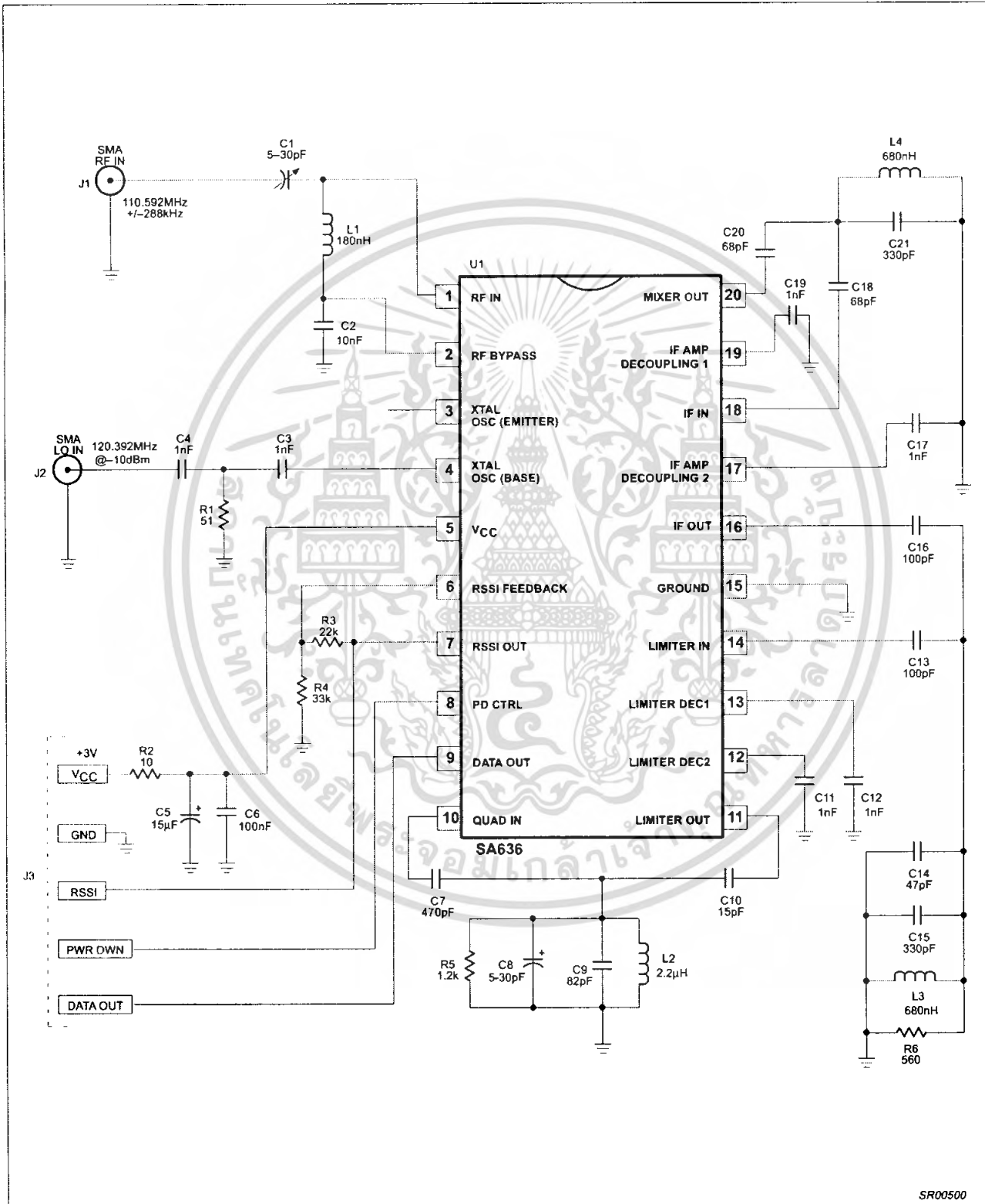


Figure 10. SA636 110.592 MHz (RF) / 9.8 MHz (IF) DECT Application Circuit

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

**Table 1. DECT Application Circuit Electrical Characteristics**

RF frequency = 110.592 MHz; IF frequency = 9.8 MHz; RF level = -45 dBm; FM modulation = 100 kHz with ±288 kHz peak deviation.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYPICAL	UNITS
<b>Mixer/Osc section (ext LO = 160 mV<sub>RMS</sub>)</b>				
PG	Conversion power gain		13	dB
NF	Noise Figure at 110 MHz		12	dB
IIP3	Third order input intercept	Matched f1 = 110.592 MHz; f2 = 110.892 MHz	-15	dBm
R <sub>IN</sub>	RF input resistance		690	Ω
C <sub>IN</sub>	RF input capacitance		3.6	pF
<b>IF section</b>				
	IF amp gain	330 Ω load	38	dB
	Limiter amp gain	330 Ω load	54	dB
	Data level	R <sub>LOAD</sub> = 3 kΩ	130	mV <sub>RMS</sub>
	3 dB data bandwidth		700	kHz
<b>RF/IF section (internal LO)</b>				
	System RSSI output	RF level = -10 dBm	1.4	V
	System S/N <sup>1</sup>	RF level = -83 dBm	10	dB

**NOTE:**

1. 10 dB S/N corresponds to BER = 10<sup>-3</sup>.

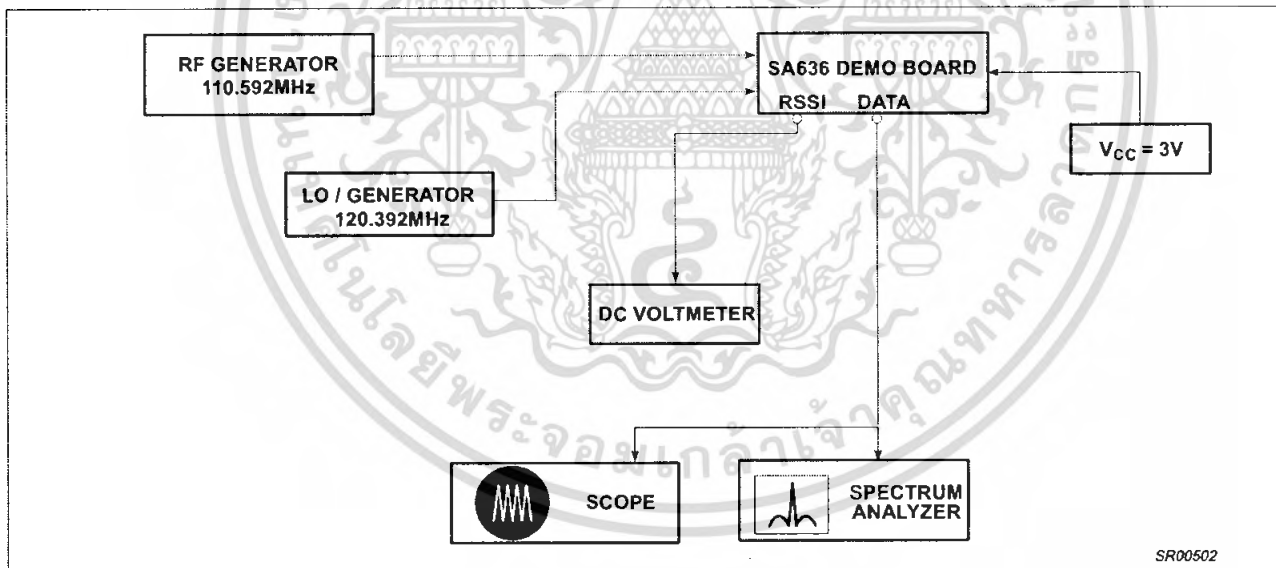


Figure 11. SA636 Application Circuit Test Set Up

SR00502

**NOTES:**

1. RF generator: Set your RF generator at 110.592 MHz, use a 100 kHz modulation frequency and a ±288 kHz deviation.
2. Layout: The layout is very critical in the performance of the receiver. We highly recommend our demo board layout.
3. RSSI: The smallest RSSI voltage (i.e., when no RF input is present and the input is terminated) is a measure of the quality of the layout and design. If the lowest RSSI voltage is 500 mV or higher, it means the receiver is in regenerative mode. In that case, the receiver sensitivity will be worse than expected.
4. Supply bypass and shielding: All of the inductors, the quad tank, and their shield must be grounded. A 0.1 μF bypass capacitor on the supply pin improves sensitivity.

# Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

## SA636

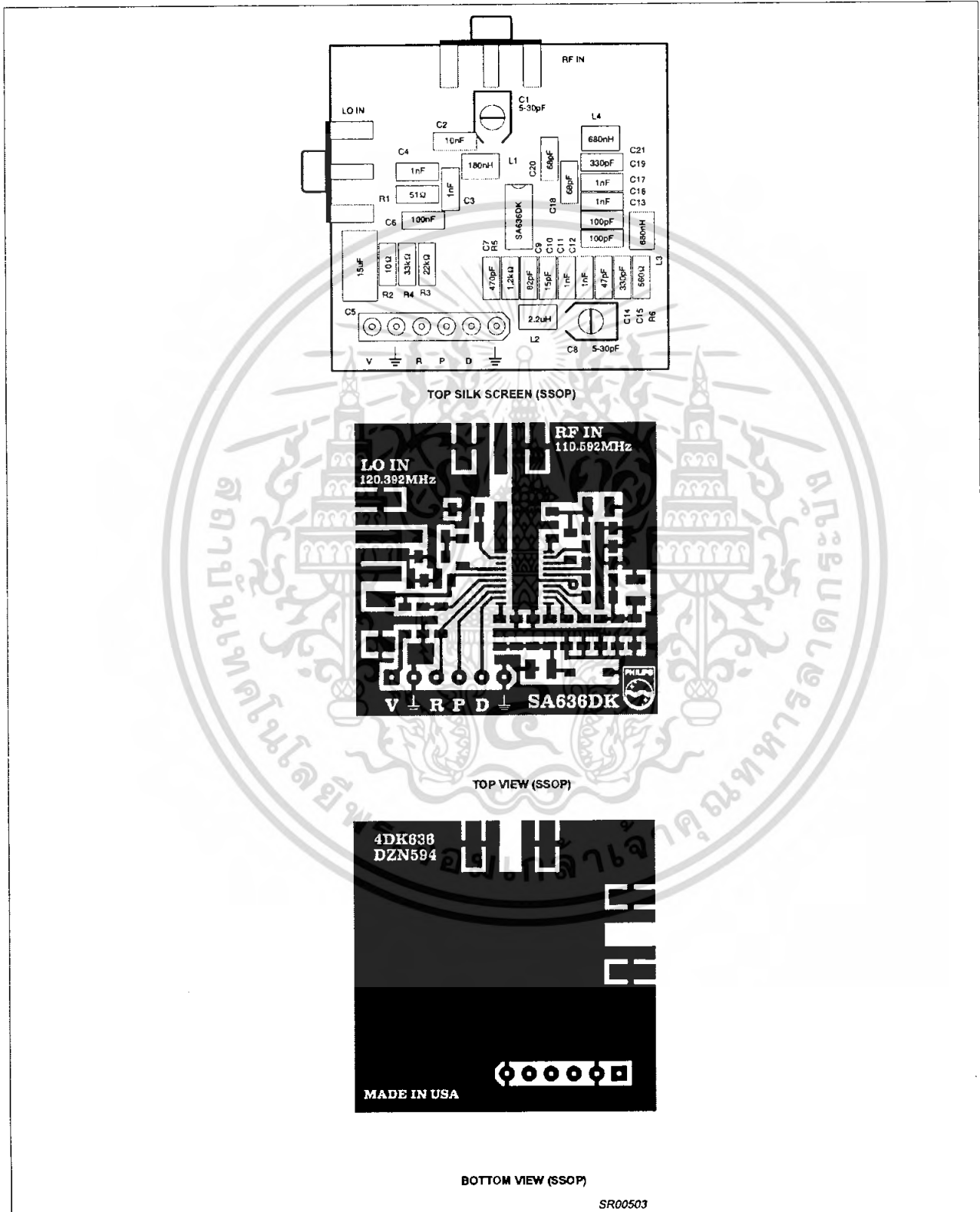


Figure 12. SA636 Demoboard Layout (Not Actual Size)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 2003 Aug 01 14  
 ไม่สามารถแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Low voltage high performance mixer FM IF system with high-speed RSSI

SA636

### CIRCUIT DESCRIPTION

The SA636 is an IF signal processing system suitable for second IF or single conversion systems with input frequency as high as 1 GHz. The bandwidth of the IF amplifier is about 40 MHz, with 38 dB of gain from a 50  $\Omega$  source. The bandwidth of the limiter is about 28 MHz with about 54 dB of gain from a 50  $\Omega$  source. However, the gain/bandwidth distribution is optimized for 10.7 MHz, 330  $\Omega$  source applications. The overall system is well-suited to battery operation as well as high performance and high quality products of all types, such as cordless and cellular hand-held phones.

The input stage is a Gilbert cell mixer with oscillator. Typical mixer characteristics include a noise figure of 14 dB, conversion gain of 11 dB, and input third-order intercept of -16 dBm. The oscillator will operate in excess of 1 GHz in L/C tank configurations. Hartley or Colpitts circuits can be used up to 100 MHz for xtal configurations. Butler oscillators are recommended for xtal configurations up to 150 MHz.

The output of the mixer is internally loaded with a 330  $\Omega$  resistor permitting direct connection to a 10.7 MHz ceramic filter for narrowband applications. The input resistance of the limiting IF amplifiers is also 330  $\Omega$ . With most 10.7 MHz ceramic filters and many crystal filters, no impedance matching network is necessary. For applications requiring wideband IF filtering, such as DECT, external LC filters are used (see Figure 10). To achieve optimum linearity of the log signal strength indicator, there must be a 6 dB(v) insertion loss between the first and second IF stages. If the IF filter

or interstage network does not cause 6 dB(v) insertion loss, a fixed or variable resistor can be added between the first IF output (Pin 16) and the interstage network.

The signal from the second limiting amplifier goes to a Gilbert cell quadrature detector. One port of the Gilbert cell is internally driven by the IF. The other output of the IF is AC-coupled to a tuned quadrature network. This signal, which now has a 90° phase relationship to the internal signal, drives the other port of the multiplier cell.

Overall, the IF section has a gain of 90 dB. For operation at intermediate frequency at 10.7 MHz. Special care must be given to layout, termination, and interstage loss to avoid instability.

The demodulated output (DATA) of the quadrature is a voltage output. This output is designed to handle a minimum bandwidth of 600 kHz. This is designed to demodulate wideband data, such as in DECT applications.

A Receive Signal Strength Indicator (RSSI) completes the circuitry. The output range is greater than 90 dB and is temperature compensated. This log signal strength indicator exceeds the criteria for AMPS or TACS cellular telephone, DECT and RCR-28 cordless telephone. This signal drives an internal op amp. The op amp is capable of rail-to-rail output. It can be used for gain, filtering, or 2nd-order temperature compensation of the RSSI, if needed.

NOTE:  $\text{dB(v)} = 20 \log V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$

Low voltage high performance mixer FM  
IF system with high-speed RSSI

SA636

SSOP20: plastic shrink small outline package; 20 leads; body width 4.4 mm

SOT266-1

