สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ UHF

UHF RADIO TRANSCEIVER

โดย

นายชัยวุฒิ พลอยนิลเพชร

นายประยุทธ์ จันทรเดชดวงดี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

ฝ่าย.
TK361.A
.T44

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46566
วัน, เดือน, ปี 4 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ UHF

UHF RADIO TRANSCEIVER

โดย

นายชัยวุฒิ พลอยนิลเพชร 41014101

นายประยุทธ์ จันทรเดชดวงดี 41014253

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทด วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ UHF**

UHF RADIO TRANSCEIVER

ผู้จัดทำ

1. นายชัยวุฒิ พลอยนิลเพชร 41014101

2. นายประยุทธ์ จันทรเดชดวงดี 41014253

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ทองทด วานิชศรี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ UHF

UHF RADIO TRANSCEIVER

โดย นายชัยวุฒิ พลอยนิลเพชร 41014101

นายประยุทธ์ จันทรเดชดวงดี 41014253

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. ทองทด วานิชศรี

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ UHF ที่ 435 ถึง 438 เมกะเฮิรตซ์เพื่อใช้ในการรับส่งสัญญาณเสียง เครื่องรับส่งใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม มีความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต ±5 กิโลเฮิรตซ์ และเครื่องส่งมีกำลังส่งประมาณ 1 วัตต์

ABSTRACT

This project presents a designed of radio frequency transceiver operate in UHF frequency band at 435 to 438 MHz for transmitting voice signal by using frequency modulation technique, +-5 kHz frequency deviation and output power of 1 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	**บทนำ**	1
บทที่ 2	**ทฤษฎีหรือหลักการ**	6
2.1	วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูป (Frequency Synthesizer)	6
2.1.1	วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า(VCO)	6
2.1.2	การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่	13
2.1.3	การเลือกใช้วงจรพรีสเกลเลอร์	15
2.1.4	การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์	15
2.2	การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)	21
2.3	วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)	25
2.3.1	การไบอัสทรานซิสเตอร์	25
2.3.2	การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)	26
2.3.2.1	เสถียรภาพ (Stability)	26
2.3.2.2	ค่าการขยายสูงสุด (Maximum Available Gain: MAG)	26
2.3.2.3	การคอนจูเกตแมตชิ่ง (Simultaneous Conjugate Match)	27
2.3.2.4	สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)	27
2.3.2.5	การคำนวณโดยการกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Special Gain)	28
2.3.2.6	วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)	28
2.3.3	อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)	29
2.4	วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)	31
2.4.1	การไบอัสทรานซิสเตอร์	31
2.4.2	วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น	31
2.4.3	วงจรขยายแบบคลาสบี	34
2.4.4	วงจรขยายแบบคลาสซี	36
2.4.5	การออกแบบวงจรขยายกำลัง	37
2.5	วงจรมิกเซอร์	41
2.6	เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)	42
2.7	วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)	43
2.7.1	หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลต	44
2.7.2	วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอร์ตซหรือคริสตอล (Crystal Oscillator)	46
2.7.3	การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

2.7.4 ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควอตร์ซคริสตอล 49

2.8 ควอดราเจอร์คีเทกชัน (Quardrature Detection) 49

2.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) 51

2.9.1 ω และเซนซิติวิตี้ของ Q 53

2.9.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเทอร์เวิร์ท 54

2.9.3 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟ 59

2.9.4 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Sallen and Key 62

2.10 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) 65

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง 68

3.1 วงจรไมโครโฟน (Microphone) 68

3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) 68

3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ (Active Low Pass Filter) 69

3.4 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 71

3.4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 72

3.4.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส 75

3.4.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่ 76

3.4.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) 77

3.5 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม 80

3.6 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 80

3.7 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ (Chebyshev) 80

3.8 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) 81

3.9 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปที่ความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์ 82

3.10 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer) 83

3.11 การออกแบบวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ 83

3.12 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ 84
(IF Amplifier 10.7 MHz)

3.13 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator) 85

3.13.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.436.5 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator) 85

3.13.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer) 85

3.13.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Amplifier) 85

3.13.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Filter) 85

3.13.5 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator) 85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

3.14 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ (Active Low Pass Filter) 86

3.15 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) 87

3.16 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier) 87

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง 92

ภาคส่ง(Transmitter)

4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) 92

4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ อันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter) 93

4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อคลูป 436.5 เมกะเฮิรตซ์ (436.5 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer) 94

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO) 95

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) 97

4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 97

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ 97
- สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V 98
- สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect) 99
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control) 99

4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์(Loop Filter) 100

4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 100

4.4 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม(FM Modulator) 102

4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier) 102

ภาครับ(Receiver)

4.6 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 500 เมกะเฮิรตซ์ 104

4.7 การทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) 105

4.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer) 108

4.9 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz) 109

4.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz) 111

4.11 ผลการทดลองจากวงจรดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซี MC3363 114

4.11.1 คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ 114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

4.11.2 วงจรมิกเซอร์ 114

4.11.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์) 115

4.11.4 วงจรดีมอดูเลเตอร์ 117

4.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟอันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter) 118

4.13 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) 119

4.14 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier) 120

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป 121

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ 1

รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ 4

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก 6

รูปที่ 2.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม 6

รูปที่ 2.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน 7

รูปที่ 2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล 7

รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) 8

รูปที่ 2.6 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ 8

รูปที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ 9

รูปที่ 2.8 วงจรกำเนิดสัญญาณปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพล่าร์ 10

รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลปป์-กอร์เรียท 11

รูปที่ 2.10 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ 11

รูปที่ 2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม 12

รูปที่ 2.12 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1 16

รูปที่ 2.13 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดันที่ 2 17

รูปที่ 2.14 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3 19

รูปที่ 2.15 สัญญาณเอฟเอ็ม 21

รูปที่ 2.16 แอมปลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม 24

รูปที่ 2.17 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ 4.0 24

รูปที่ 2.18 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์ 28

รูปที่ 2.19 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 30

รูปที่ 2.20 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง 31

รูปที่ 2.21 คุณสมบัติฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น 31

รูปที่ 2.22 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น 33

รูปที่ 2.23 จุดตัดอันดับที่ 2 33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 2.24 วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูล 34

รูปที่ 2.25 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี 35

รูปที่ 2.26 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี 35

รูปที่ 2.27 การใช้ออปแอมป์ในการไบอัสของวงจรขยายคลาสบี 36

รูปที่ 2.28 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี 36

รูปที่ 2.29 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี 37

รูปที่ 2.30 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์ 38

รูปที่ 2.31 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์ก 38

รูปที่ 2.32 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์ 39

รูปที่ 2.33 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ 40

รูปที่ 2.34 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิ่งเนตเวิร์ก 40

รูปที่ 2.35 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์ 41

รูปที่ 2.36 วงจรมิกเซอร์แบบ single – diode 42

รูปที่ 2.37 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ 42

รูปที่ 2.38 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์ 43

รูปที่ 2.39 แสดงการออสซิลเลตทางกล 44

รูปที่ 2.40 แสดงการเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า 45

รูปที่ 2.41 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต 45

รูปที่ 2.42 การออสซิลเลตในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง 46

รูปที่ 2.43 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล 47

รูปที่ 2.44 แสดงผลึกควอร์ตซและการตัดผลึก 48

รูปที่ 2.45 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน 50

รูปที่ 2.46 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ต้องการ 51

รูปที่ 2.47 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีช่วงหยุดไม่ราบเรียบ 52

รูปที่ 2.48 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย 52

รูปที่ 2.49 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ 55

รูปที่ 2.50 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการสูญเสีย 57

รูปที่ 2.51 ค่าการสูญเสียในเทอมของความถี่นอร์แมลไลซ์ 57

รูปที่ 2.52 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ 60

รูปที่ 2.53 ริปเปิ้ลและฟังก์ชั่นการลดทอน 61

รูปที่ 2.54 วงจรกรองความถี่ต่ำประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ 62

รูปที่ 2.55 ตัวอย่างวงจรกรองความถี่ผ่านแบบแอกทีฟ 62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 2.56 วงจรขยายสัญญาณกลับเฟส (Inverting Amplifier) 65

รูปที่ 2.57 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา 66

รูปที่ 2.58 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.57 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแส ตามทฤษฎีของนอร์ตัน 66

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

รูปที่ 3.1 วงจรไมโครโฟน 68

รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 69

รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่อัตราขยาย 100 เท่า 56

รูปที่ 3.4 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key 70

รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟทางภาคส่งความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิรตซ์ 71

รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts Oscillator) 72

รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลทางดีซีของวงจรกำเนิดสัญญาณ 72

รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ 73

รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_V 73

รูปที่ 3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณ 74

รูปที่ 3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 75

รูปที่ 3.12 การต่อวงจรของไอซี MC12032 75

รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152–2 76

รูปที่ 3.14 โครงสร้างวงจรลูปฟิลเตอร์ 77

รูปที่ 3.15 วงจรลูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง 79

รูปที่ 3.16 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 79

รูปที่ 3.17 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 80

รูปที่ 3.18 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5 80

รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5 คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์ 81

รูปที่ 3.20 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 82

รูปที่ 3.21 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์ 82

รูปที่ 3.22 วงจรภายในของ JMS-11X 83

รูปที่ 3.23 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ 83

รูปที่ 3.24 วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ 84

รูปที่ 3.25 วงจรสมมูลย์ทางดีซีของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์ 84

รูปที่ 3.26 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ที่ใช้งานจริง 85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 3.27 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ 86

รูปที่ 3.28 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ 87

รูปที่ 3.29 วงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส 87

รูปที่ 3.30 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง 88

รูปที่ 3.31 วงจรรวมด้านส่งของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF 89

รูปที่ 3.32 วงจรรวมด้านรับของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF 90

รูปที่ 3.33 วงจรรวมด้านส่งของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF (ต่อ) 91

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง 92

รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ 94

รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 96

รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 96

รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์ 97

รูปที่ 4.6 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152 98

รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152 98

รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152 99

รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152 99

รูปที่ 4.10 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 100

รูปที่ 4.11 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation) 101

รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 101

รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วกับความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 102

รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานสูงสุด 103

รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการลดทอน 105

รูปที่ 4.16 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ 106

รูปที่ 4.17 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ 107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 4.18	สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ (20 dB Ext. Att.)	108
รูปที่ 4.19	สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ (20 dB Ext. Att.)	108
รูปที่ 4.20	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ (20 dB Ext. Att.)	109
รูปที่ 4.21	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	110
รูปที่ 4.22	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ (20 dB Ext. Att.)	110
รูปที่ 4.23	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	111
รูปที่ 4.24	กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	112
รูปที่ 4.25	แสดงสเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation)	113
รูปที่ 4.26	สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 4) ของ MC3362	114
รูปที่ 4.27	สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ MC3362	115
รูปที่ 4.28	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์	116
รูปที่ 4.29	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์	116
รูปที่ 4.30	สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรดีมอดูเลเตอร์(ขา 13)ของMC3363	117
รูปที่ 4.31	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	119
รูปที่ 4.32	สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ขยายเสียง	119
รูปที่ 4.33	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังเสียง	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงการตั้งหารความถี่คริสตอลด้วย RA2 , RA1 และ RA0เพื่อลงมาเป็นความถี่ของการเปรียบเทียบเฟสและใช้เป็นชาแนลสเปซซิ่ง 13

ตารางที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปซายน์ 44

ตารางที่ 2.3 ตารางลำดับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น 59

ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงค่าเซนซิติวิตี้ 65

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

ตารางที่ 3.1 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่าง ๆ 69

ตารางที่ 3.2 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่าง ๆ 71

ตารางที่ 3.3 ค่าพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5 81

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 93

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 95

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า 95

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ 102

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 500 เมกะเฮิรตซ์ 104

ตารางที่ 4.6 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ 106

ตารางที่ 4.7 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต 107

ตารางที่ 4.8 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ 109

ตารางที่ 4.9 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญารความถี่กลาง 111

ตารางที่ 4.10 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต 112

ตารางที่ 4.11 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์ 115

ตารางที่ 4.12 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ 118

ตารางที่ 4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง 120

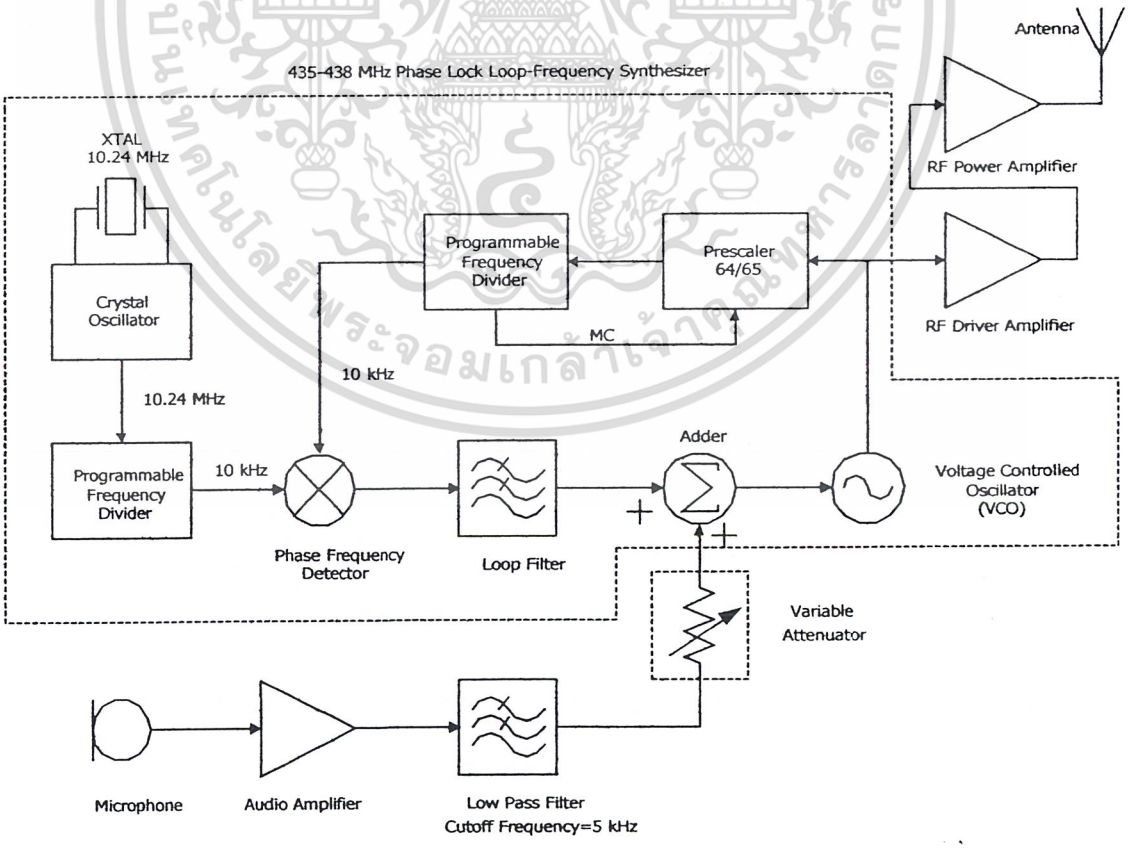
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันนี้การติดต่อสื่อสารนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมากสำหรับบุคคลทุกคน การติดต่อสื่อสารที่มีประสิทธิภาพย่อมได้เปรียบและนำมาซึ่งผลสำเร็จของการติดต่อสื่อสารนั้นๆ ในปัจจุบันนี้ได้เกิดรูปแบบและวิธีการที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารขึ้นมากมายเนื่องจากความก้าวหน้าของเทคโนโลยี ซึ่งการติดต่อสื่อสารแต่ละวิธีก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน การสื่อสารข้อมูลด้วยคลื่นวิทยุมีบทบาทสูงขึ้นในปัจจุบันเนื่องจากการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุนั้นไม่จำเป็นต้องมีสายนำสัญญาณก็สามารถที่จะติดต่อสื่อสารกันได้และยังสะดวกในการเคลื่อนที่ ในโครงงานนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้ในการรับส่งสัญญาณเสียงพูดระหว่างกันและกันโดยสามารถแยกอธิบายทั้งภาคส่งและภาครับแบบพอสังเขปเพื่อให้เห็นโครงสร้างและขอบเขตของโครงงานได้ดังนี้คือ

ภาคส่ง (Transmitter)

ภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. **ไมโครโฟน (Microphone)** เป็นไมโครโฟนชนิดคอนเดนเซอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานเสียงให้เป็นพลังงานไฟฟ้าโดยสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะมีขนาดของสัญญาณที่ต่ำ
2. **วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (5 kHz Cutoff Frequency Low Pass Filter)** ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณเสียงที่รับได้จากไมโครโฟนให้เหลือช่วงความถี่ของสัญญาณเสียงไม่เกิน 5 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟชนิดบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 8 (Butterworth order 8^{th}) มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์
3. **วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)** ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำที่ผ่านการจำกัดแถบความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาแล้วให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้นโดยใช้วงจรขยายสัญญาณที่สร้างจากออปแอมป์
4. **วงจรลดทอนขนาดสัญญาณ (Attenuator)** ทำหน้าที่ลดทอนขนาดสัญญาณก่อนส่งไปทำการมอดูเลชั่นแบบเอฟเอ็มเพื่อให้มีขนาดสัญญาณที่เหมาะสม โดยใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้เป็นตัวลดทอนขนาดสัญญาณ
5. **วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์** ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มโดยประกอบด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้คือ

   5.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator 10.24 MHz) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) โดยใช้คริสตอลเป็นตัวเรโซแนนซ์ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต่ำ วงจรกำเนิดสัญญาณจะอยู่ภายในไอซีเบอร์ MC145152 ทำงานได้โดยต่อคริสตอลจากภายนอก

   5.2 วงจรหารความถี่คริสตอลแบบโปรแกรมได้ (Programmable Frequency Divider) ทำหน้าที่หารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ให้เหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสและยังเป็นค่าความละเอียดในการปรับเปลี่ยนความถี่ด้วยสวิตช์อีกด้วย การโปรแกรมค่าการหารสามารถโปรแกรมผ่านขา R0, R1 และ R2 ซึ่งในโครงงานนี้มีการโปรแกรมค่าเป็น 1, 0 และ 1 ตามลำดับเพื่อให้ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ถูกหารด้วย 1024

   5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator:VCO) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปโดยต้องการล็อกความถี่ในช่วง 435-438 เมกะเฮิรตซ์

   5.4 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ MC145152 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 25 เมกะเฮิรตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูอัลโมดูลัส (Dual Modulus Prescaler) ซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control)

5.5 วงจรหารความถี่อินพุตแบบโปรแกรมค่าการหารได้ (Programmable Frequency Divider) เมื่อสัญญาณอินพุตจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าถูกหารความถี่ด้วย พรีสเกลเลอร์แล้วความถี่ที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเปรียบเทียบเฟสได้เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่ ความถิของสัญญาณอินพุตและควบคุมจำนวนครังไนการหาร 64 หรือ 65 ของดูอัลโมดูลัส พรีสเกลเลอร์ ดังนั้นหากต้องการทราบกระบวนการในการหารความถี่ต้องพิจารณาทั้งสองควบคู่กันไป ค่าการหารความถี่สามารถโปรแกรมผ่านขา N9-N0 และ A5-A0

5.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ (Phase-Frequency Detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณโดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

5.7 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟสามารถกำหนดค่า ξ (Daming Factor) และ ϖ_n (Natural Frequency) ได้จากค่าองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ซึ่งในสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางดีซี (dc) และเอซี (ac) โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางดีซี (เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) ดังนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงถูกนำมาใช้เป็นวงจรลูปฟิลเตอร์นั้นเอง

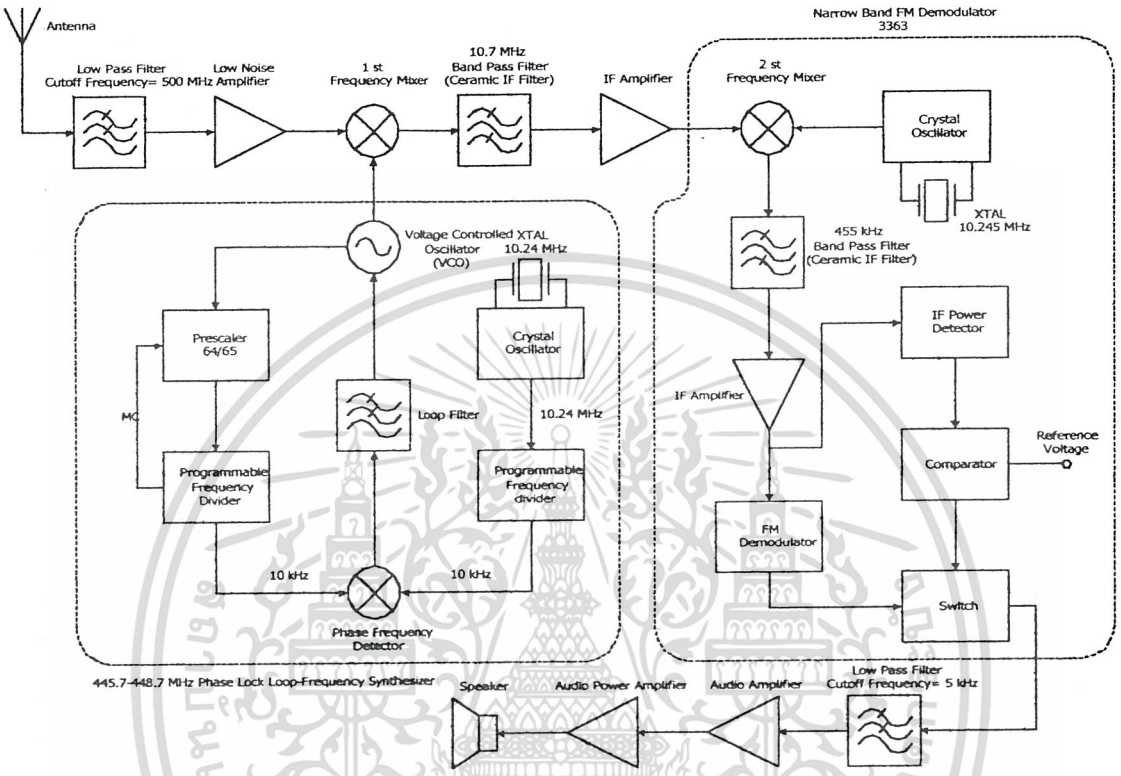
5.8 วงจรรวมสัญญาณ (Adder) ทำหน้าที่รวมสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์เข้ากับสัญญาณเสียงที่มีการจำกัดแถบความถี่และลดทอนขนาดของสัญญาณแล้วเข้าด้วยกัน โดยขนาดสัญญาณเสียงจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของการมอดูเลชั่นแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงต้องมีการปรับขนาดของสัญญาณเสียงที่เข้าตัวรวมสัญญาณให้เหมาะสมด้วยวงจรลดทอนขนาดสัญญาณเสียก่อนเพื่อไม่ให้อัตราการเบี่ยงเบนความถี่มีค่าเกิน ± 5 กิโลเฮิรตซ์

6. **วงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier)** วงจรขับกำลังความถี่วิทยุถูกนำมาใช้เพื่อขยายขนาดสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปก่อนนำไปเข้าวงจรขยายกำลังงความถี่วิทยุ
7. **วงจรขยายกำลังงความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier)** ถูกนำมาใช้เป็นวงจรขยายกำลังภาคสุดท้ายก่อนส่งสัญญาณออกอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ (Receiver)

ภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์ แสดงได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่1.2



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 435-438 เมกะเฮิรตซ์

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. **วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์ (500 MHz Cutoff Frequency Low Pass Filter)** ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เข้าสายอากาศเพื่อเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการ
2. **วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)** ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านการเลือกกรองช่วงความถี่แล้ว ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อส่งต่อให้กับวงจรมิกเซอร์
3. **วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 (1st Frequency Mixer)** ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (435-438 เมกะเฮิรตซ์) โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วง 445.7-448.7 เมกะเฮิรตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำโดยมีความถี่กลาง (IF Frequency) ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์
4. **วงจรสังเคราะห์ด้วยเฟสล็อกลูปช่วงความถี่ 445.7-448.7 เมกะเฮิรตซ์** ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล (Local) โดยผลิตความถี่ในช่วง 445.7 ถึง 448.7 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 ต่อไป องค์ประกอบภายในเหมือนกันกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปด้านภาคส่ง

5. **วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Band Pass Filter 10.7 MHz)** ใช้กรองแถบความถี่ต่ำที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์
6. **วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)** ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (วงจรกรองแถบความถี่กลาง)
7. **วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator 10.245 MHz)** ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้ในการลดความถี่กลางจาก 10.7 เมกะเฮิรตซ์มาเป็นความถี่กลางค่าที่ 2 คือ 455 กิโลเฮิรตซ์ โดยวงจรจะเป็นส่วนหนึ่งในไอซี MC3363 เพียงทำการต่อคริสตอลจากภายนอกเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้เท่านั้น
8. **วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่สอง (2^{nd} Frequency Mixer)** ทำหน้าที่ผสมความถี่ของสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ กับความถี่กลางจากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ จะได้ความถี่ 10.945 เมกะเฮิรตซ์และ 455 เมกะเฮิรตซ์
9. **วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Band Pass Filter 455 kHz)** ใช้กรองแถบความถี่ต่ำที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 2 โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาที่ 455 เมกะเฮิรตซ์
10. **วงจรดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม (FM Demodulator)** เป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์แบนด์แคบแบบควอดราเจอร์ (Quadrature) เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารออกมา
11. **วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิรตซ์ (5 kHz Cutoff Frequency Low Pass Filter)** ใช้วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟเพื่อกรองเอาส่วนประกอบของสัญญาณอื่นๆที่ไม่ใช่สัญญาณเสียงซึ่งอาจมาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์ทิ้งไปให้เหลือเพียงช่วงความถี่ที่ต้องการคือสัญญาณเสียงไม่เกิน 5 กิโลเฮิรตซ์
12. **วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)** ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำที่ผ่านการจำกัดแถบความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาแล้วให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้นโดยใช้วงจรขยายสัญญาณที่สร้างจากออปแอมป์
13. **วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier)** ทำหน้าที่ขยายขนาดและกำลังของสัญญาณเสียงที่ได้จากการดีมอดูเลตให้มีกำลังเพียงพอที่จะสามารถทำให้ลำโพงดังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีหรือหลักการ

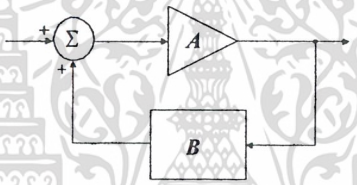
2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูป (Frequency Synthesizer)

ประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)
2. วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)
3. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
4. วงจรหารความถี่หรือพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

2.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1



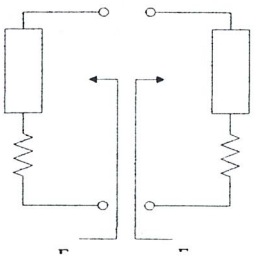
รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท (Forward Path)

B คือ อัตราส่วนการป้อนกลับ (Feedback Ratio) ในส่วนของฟีดแบกพาท (Feedback Path)

วงจรจะออสซิลเลตได้ต่อเมื่อ $|AB| = 1$ (Barkhausen Criterion) และ $\angle AB = 360^\circ$ ดังนั้นจากเงื่อนไขข้างต้น $A_{รวม} = \dfrac{A}{1-AB}$ จะมีค่า $= \infty$ เมื่อเกิดการออสซิลเลต วงจรขยาย(A)จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)

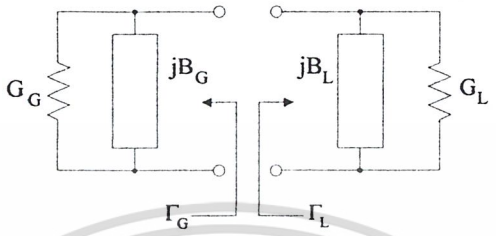


รูปที่ 2.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลชั่น (Start Up) จะได้ $|R_G| > R_L$ เมื่อ R_G มีค่าความต้านทานเป็นลบและสำหรับสภาวะ Steady State จะได้ $R_G + R_L = 0$ และ $X_G + X_L = 0$

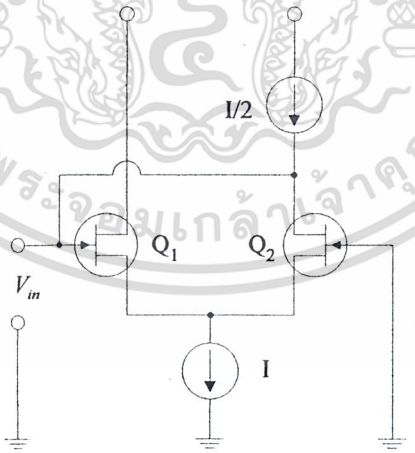
วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลชั่น (Start Up) จะได้ $|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าความนำไฟฟ้าเป็นลบและสำหรับสภาวะ steady state จะได้ $G_G + G_L = 0$ และ $B_G + B_L = 0$

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการของความต้านทานเชิงลบ (Negative Resistance) มาใช้อธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานเชิงลบเช่นเดียวกัน โดยจากรูปที่ 2.4 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ โดยหากต้องการหาเงื่อนไขที่แสดงการออสซิลเลชั่นสามารถคำนวณเริ่มต้นจาก



รูปที่ 2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นคำนวณหาค่าความต้านทานด้านอินพุต (Input Resistance)

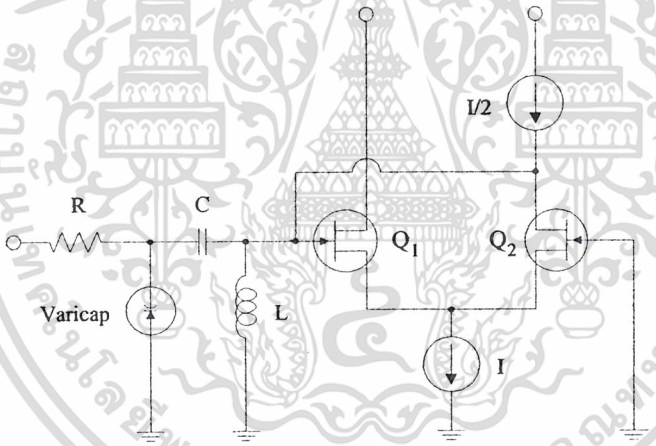
$$i = g_m \frac{V_i}{2} \tag{2.1}$$

เมื่อสมมติให้ความต้านทานอินพุตของเฟต (FET) และแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่ามากๆ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขาเกต (Gate) จะเป็น $V_{gs} \approx \frac{-V_{in}}{2}$

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{-2}{g_m} \tag{2.2}$$

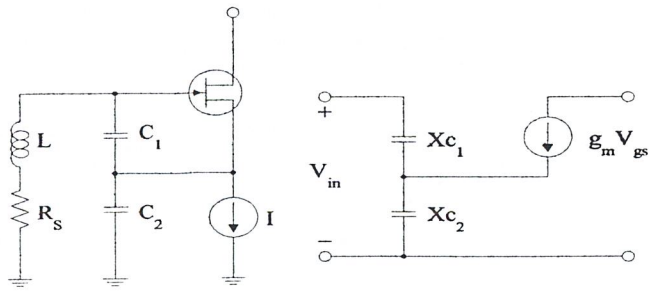
$$R_{in} = \frac{-2}{g_m} \tag{2.3}$$

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ (V_{in}) เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริแคปแทนตัวเก็บประจุจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) ตามรูปที่ 2.5 โดยไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator)



รูปที่ 2.6 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = i_{in}\left(X_{C_1} + X_{C_2}\right) + g_m V_{gs} X_{C_2} \tag{2.4}$$

$$V_{gs} = V_{XCl} = i_{in} X_{Cl} \tag{2.5}$$

$$V_{in} = i_{in}\left(X_{C_1} + X_{C_2}\right) + g_m i_{in} X_{C_1} X_{C_2} \tag{2.6}$$

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = X_{C_1} + X_{C_2} + g_m X_{C_1} X_{C_2} \tag{2.7}$$

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 /(C_1 + C_2)]} \tag{2.8}$$

ซึ่งจะเห็นว่า ความต้านทานขาเข้าจะมีความต้านทานที่เป็นลบ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{2.9}$$

ต่ออนุกรมอยู่กับ

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \tag{2.10}$$

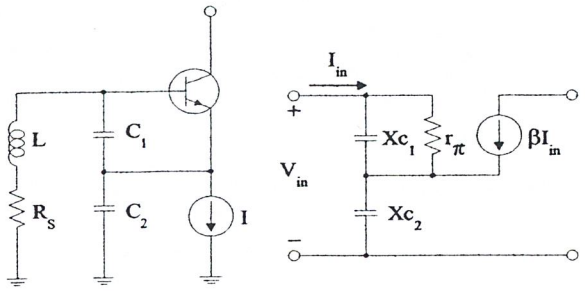
นำตัวเหนี่ยวนำ (L) มาต่อเข้ากับวงจรนี้โดย R_s คือความต้านทานแฝงที่อนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำจะได้ว่าวงจรจะเริ่มทำงานได้โดยกำเนิดความถี่ที่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\{C_1 C_2 /(C_1 + C_2)\}}} \tag{2.11}$$

ผลรวมของ C_1 และ C_2 ในแบบอนุกรมจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $C_1 = C_2 = C_{in}$ ดังนั้น

$$\sqrt{\frac{R_S}{g_m}} < \frac{1}{\omega C_m} \tag{2.12}$$

วงจรไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ออสซิลเลเตอร์ (Bipolar Oscillator)



รูปที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าความต้านทานที่อินพุต

$$V_{in} = i_{in}X_{C_1} + i_{in}X_{C_2} - i_bX_{C_1} + i_bX_{C_2} \quad (2.13)$$

$$0 = -i_{in}X_{C_1} + i_bX_{C_1} + i_bX_{\pi} \quad (2.14)$$

$$i_b = i_{in}\left(\frac{X_{C_1}}{X_{C_1} + r_{\pi}}\right) \quad (2.15)$$

$$V_{in} = i_{in}X_{C_1} + i_{in}X_{C_2} + BX_{C_2}\frac{i_{in}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} - \frac{i_{in}X_{C_1}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.16)$$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = X_{C_1} + X_{C_2} + \frac{BX_{C_2}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} - \frac{X_{C_1}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.17)$$

$$Z_{in} = \frac{(X_{C_1} + X_{C_2})(X_{C_1} + r_{\pi}) + BX_{C_1}X_{C_2} - X_{C_1}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.18)$$

$$Z_{in} = \frac{X_{C_1}X_{C_1} + X_{C_2}X_{C_1} + X_{C_1}r_{\pi} + X_{C_2}r_{\pi} + BX_{C_1}X_{C_2} - X_{C_1}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.19)$$

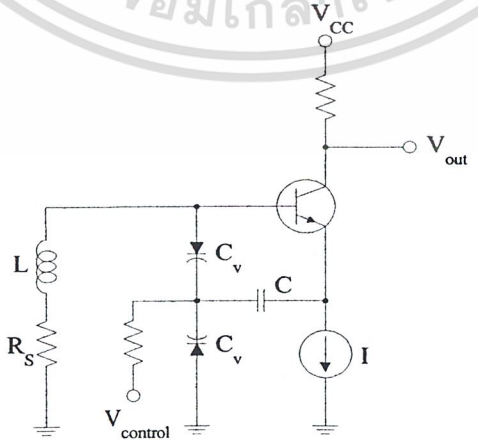
$$Z_{in} = \frac{(1+B)X_{C_1}X_{C_2} + r_{\pi}(X_{C_1} + X_{C_2})}{X_{C_1} + r_{\pi}} \quad (2.20)$$

ถ้า $X_{C_1} << r_{\pi}$

$$Z_{in} \cong \frac{(1+B)}{r_{\pi}}X_{C_1}X_{C_2} + (X_{C_1} + X_{C_2}) \; ; g_m = B/r_{\pi} \quad (2.21)$$

$$\cong \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1C_2/(C_1 + C_2)]} \quad (2.22)$$

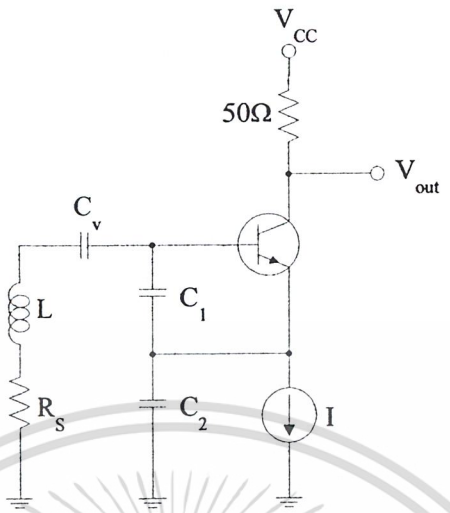
ดังนั้นหากต้องการวงจรที่ปรับแต่งความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ก็สามารถทำได้โดยใช้วาริแคปคู่แทน C_1 และ C_2 ดังนั้นจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ตามรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพล่าร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

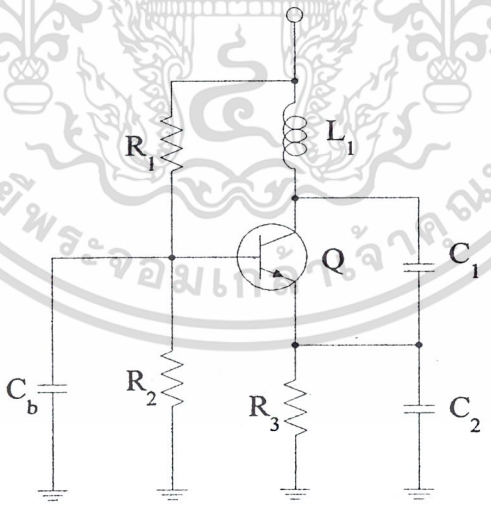
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลพพ์-กอร์เรียท (Clapp-Gouriet Oscillator)



รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลพพ์-กอร์เรียท

วงจรจะมีลักษณะเหมือนวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในหัวข้อที่แล้วเพียงแต่เติม C_V เข้าไปเพื่อให้สามารถปรับแต่งความถี่ได้โดยค่า C_V จะต้องมีค่าน้อยกว่า C_1 และ C_2

วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts Oscillator)



รูปที่ 2.10 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์

อาศัยการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\{C_1C_2/(C_1+C_2)\}}} \qquad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

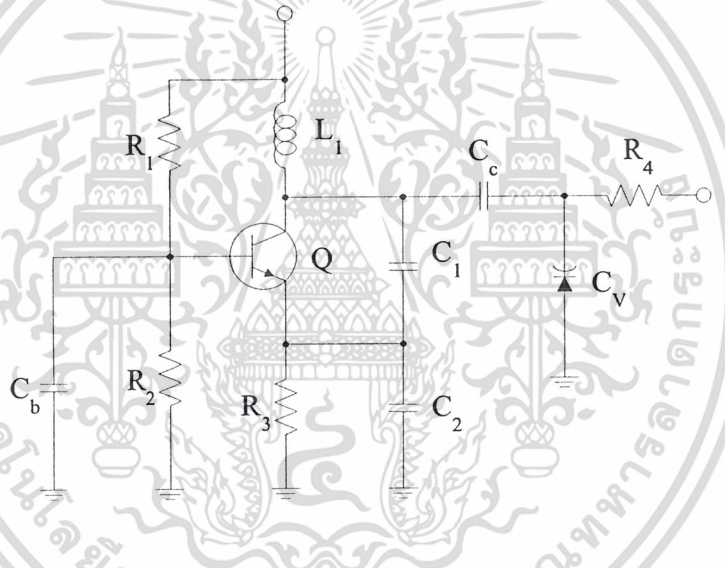
เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C_2} มากๆและ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{2.24}$$

เมื่อ $$g_m = \frac{I_C}{V_T}; V_T \approx 25mV \text{ (ที่ } 25^\circ\text{C)} \tag{2.25}$$

ดังนั้น $$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 /(C_1 + C_2)]} \tag{2.26}$$

หากต้องการวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม สามารถใช้วาริแคปในการทำงานโดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.11 ทำหน้าที่บล็อกไฟตรง ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากๆที่ความถี่สูงๆอาจมากกว่า $0.1\mu F$



รูปที่ 2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right) \| C_V\right]}} \tag{2.27}$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้เนื่องจากค่าความต้านทานที่เป็นลบน้อยกว่าความต้านทานของโหลดและที่สำคัญ Q ของตัวเหนี่ยวนำควรมีค่ามากๆเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีมากมายให้เลือกใช้งาน ในที่นี้จะยกมาเพียง 1 เบอร์เท่านั้น เบอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรคือ MC145152 ผลิตโดยบริษัทโมโตโรล่าภายในวงจรเป็นอุปกรณ์ที่ทำขึ้นจากเฟต เนื่องจากกินกำลังงานน้อย, ทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าและออกแบบง่าย การใช้งานนั้นเริ่มต้นจากเลือกสัญญาณอ้างอิงที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสโดยใช้คริสตอลเป็นตัวกำเนิดเนื่องจากคริสตอลมีค่า Q สูง หลังจากนั้นเลือกค่าของชาแนลสเปซซิ่ง คือ ความถี่ที่ถูกหารแล้วจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะถูกหารลงมาโดยการตั้งหารที่ขา RA2 , RA1 และ RA0 ตามตารางที่ 2.1

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

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงการตั้งหารความถี่คริสตอลด้วย RA2 , RA1 และ RA0 เพื่อลงมาเป็นความถี่ของการเปรียบเทียบเฟสและใช้เป็นชาแนลสเปซซิ่ง

ความถี่ของคริสตอลที่ใช้ต้องสามารถหารด้วยเลขฐานสองได้ลงตัวเช่น 10.24 เมกะเฮิรตซ์, 6.4 เมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น ยกตัวอย่างเช่นถ้าหากเลือกคริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ และเลือกชาแนลสเปซซิ่ง = 10 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจะต้องหารความถี่คริสตอลด้วย 1024 ดังนั้นต้องตั้ง RA2 = 1, RA1 = 0 และ RA0 = 1 (ตามตารางที่2.1) เมื่อนั้นคริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ จะถูกหารด้วย 1024 ลงมาเหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อจะใช้ในการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณอินพุต (f_{in})

ต่อไปจะเป็นการคำนวณหาค่าการหารโดยการตั้งค่าหารที่บิต N0 – N9 และ A0 – A5 โดย MC145152 สามารถรับสัญญาณอินพุตได้สูงสุด 26 เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นหากต้องการล็อกความถี่ของสัญญาณที่ความถี่สูงกว่า 26 เมกะเฮิรตซ์ ต้องใช้พรีสเกลเลอร์ช่วยในการทำงาน การคำนวณจะยกตัวอย่างให้เห็นเช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 1

หากต้องการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุมที่ความถี่ 10 เมกะเฮิรตซ์โดยใช้คริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์และเลือกชาแนลสเปซซิ่ง เท่ากับ 10 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้น

RA2 RA1 RA0	=	1 0 1
Channel Spacing	=	10 kHz
N9 – N0	=	10 เมกะเฮิรตซ์
	=	1000
	=	1 1 1 1 1 0 1 0 0 0
A5 – A0	=	0 (เนื่องจากหารลงตัวไม่มีเศษ)
	=	0 0 0 0 0 0

จึงสรุปได้ว่าบิต N9 – N0 เป็นการตั้งค่าการหารตามจำนวนเต็มส่วนบิต A5 – A0 เป็นการตั้งค่าการหารตามเศษที่เหลือ ในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่า 26 เมกะเฮิรตซ์ ค่า A5 – A0 จะเป็น 0 เสมอ ดังนั้นสัญญาณที่ขา MC (Modulus Control) ของ MC145152 จะเป็นลอจิก 1 เสมอและการหารจะหารได้สูงสุดเท่ากับ 2^{10} = 2048 เท่านั้น หากสัญญาณที่ต้องการล็อกความถี่มากกว่าความถี่ที่ MC145152 จะรับได้ต้องใช้พรีสเกลเลอร์ในการทำงาน

ตัวอย่างที่ 2

หากต้องการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณที่ความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์โดยใช้คริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งเลือกชาแนลสเปซซิ่งที่ 10 กิโลเฮิรตซ์และเลือกพรีสเกลเลอร์หาร 64/65

RA2 RA1 RA0	=	1 0 1
Channel Spacing	=	10 kHz
N9 – N0	=	156
	=	0 0 1 0 0 1 1 1 0 0
A5 – A0	=	16
	=	1 0 0 0 0

การคำนวณหาค่าดิวตี้ไซเคิลบวก (Positive Duty Cycles) ของสัญญาณ MC สามารถคำนวณหาได้ตามสูตร Positive Duty Cycles of MC = (N–A) / N จากตัวอย่างที่แล้ว MC จะมีค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ (156-16) / 156 = 89.7%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อจำกัดของการใช้พรีสเกลเลอร์นั้นคือ ค่า N ที่ได้จะต้องมากกว่า A เสมอ หากค่าที่ได้นั้นมีค่า N น้อยกว่า A แล้ว ต้องลดค่าการหารด้วยพรีสเกลเลอร์ลงมาเช่น จากตัวอย่างที่แล้วหากต้องการล็อกความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมที่ 30 เมกะเฮิรตซ์ โดยใช้พรีสเกลที่มีการหาร 64/65 พบว่า

(N9 – N0) = 46

(A5 – A0) = 56

ซึ่ง A>N ดังนั้นใช้งานไม่ได้จำเป็นที่ต้องลดการหารของพรีสเกลเลอร์ลงมาเช่น ลงมาเหลือหาร 32/33 พรีสเกลเลอร์จะได้

(N9 – N0) = 93

(A5 – A0) = 24

จะได้ค่า MC Duty Cycle = (93-24) / 93

= 74.1%

ส่วนสัญญาณ ϕ_R และ ϕ_i จะถูกส่งต่อให้ลูปฟิลเตอร์, LD เป็นสัญญาณที่แสดงสถานะการล็อกความถี่ หากความถี่ล็อกแล้ว ϕ_R, ϕ_i และ LD จะมีลักษณะเป็นอิมพัลส์ด้านลบและส่วนใหญ่สัญญาณไม่ล็อกจะเกิดจากปัญหาเรื่องขนาดสัญญาณที่เข้าตัวหาร ดังนั้นจากวงจรกำเนิดสัญญาณควรต้องมีวงจรบัฟเฟอร์เพื่อกันการโหลดที่จะเกิดขึ้นเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงมากๆ

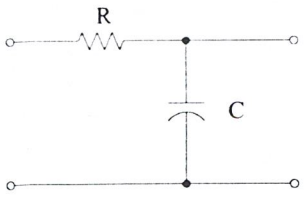
2.1.3 การเลือกใช้วงจรพรีสเกลเลอร์

จากหัวข้อที่ผ่านมาแล้วเราได้ทำการเลือกค่าของพรีสเกลเลอร์ที่ต้องการหารแล้วเช่น หาร 64/65 หาร 32/33 เป็นต้น นอกจากนั้นการเลือกใช้พรีสเกลเลอร์ยังต้องคำนึงถึงปัจจัยต่างๆดังต่อไปนี้

1. ค่าการหารของพรีสเกลเลอร์
2. ช่วงความถี่ที่ใช้งานโดยพรีสเกลเลอร์ซึ่งแต่ละตัวจะสามารถรองรับช่วงความถี่ได้ไม่เท่ากัน
3. ขนาดของสัญญาณอินพุต โดยพรีสเกลเลอร์จะสามารถหารความถี่ได้ถูกต้องเมื่อขนาดของอินพุตอยู่ในช่วงใช้งาน ถ้าน้อยเกินไปจะหารผิดหรือไม่หารเลย ในทางตรงข้ามหากสูงเกินอาจพังเสียหายได้

2.1.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์

วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1



รูปที่ 2.12 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(S) = \frac{1}{ST+1} \tag{2.28}$$

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นแบบลูปปิด (Closed Loop Transfer Function) คือ

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_V(1/S\tau+1)}{S+K_V(1/S\tau+1)} \\ &= \left(\frac{K_V}{S(S\tau+1)+K_V}\right) \\ &= \frac{K_V/\tau}{S^2+S/\tau+K_V/\tau} \end{aligned} \tag{2.29}$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นมาตรฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2+2\xi\omega_n S+\omega_n^2} \tag{2.30}$$

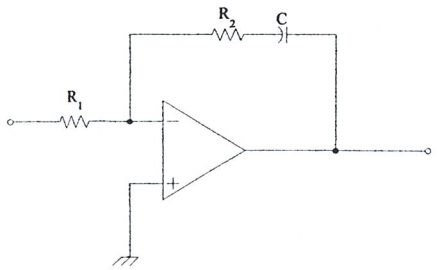
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\ \xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_V}} \end{aligned} \tag{2.31}$$

เมื่อ ω_n = Natural Angular Frequency

ξ = Damping Factor

วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2



รูปที่ 2.13 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดันที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$F(S) = \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \qquad (2.32)$$
$$= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C}$$
$$= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}$$

จาก

$$T(S) = \frac{K_{I'}F(S)}{S + K_{I'}F(S)}$$
$$= \frac{K_{I'}(S\tau_2 + 1)/S\tau_1}{S + K_{I'}(S\tau_2 + 1)/S\tau_1}$$
$$= \frac{K(S\tau + 1)/\tau_1}{S^2 + K_{I'}\frac{\tau_2}{\tau_1}S + \frac{K_{I'}}{\tau_1}} \qquad (2.33)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \qquad (2.34)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_{I'}}{\tau_1}$$
$$2\xi\omega_n = K_{I'}\frac{\tau_2}{\tau_1}$$
$$\xi = \frac{\tau_2}{2}\sqrt{\frac{K_{I'}}{\tau_1}} \qquad (2.35)$$
$$= \frac{\tau_2}{2}\omega_n$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จากฟังก์ชั่นการถ่ายโอนลูปแบบเปิด (Open – loop Transfer Function)

$$T'(S) = \frac{K_{I'}F(S)}{S}$$
$$= \frac{K_{I'}(S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1} \qquad (2.36)$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

46566

$$T'(S) = \frac{2\xi\frac{S}{\omega_N} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.37}$$

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

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

$$\left|\tau'\frac{(j\omega)}{\omega_n}\right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2\sqrt{1+4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.38}$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right) = \tan^{-1}\left(2\xi\frac{\omega}{\omega_n}\right) - 180° \tag{2.39}$$

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

$$\left|T'(jX)\right| = \frac{1}{X^2}\sqrt{(1+4\xi^2X^2)} \tag{2.40}$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180° \tag{2.41}$$

คำนวณหาค่า X ในขณะที่

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

$$1 = \frac{1}{X^2}\sqrt{(1+4\xi^2X^2)} \tag{2.42}$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2X^2 - 1 = 0 \tag{2.43}$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4+1)}} \tag{2.44}$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}\left(2\xi\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4+1}}\right) \tag{2.45}$$

ได้ Phase margin

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_M(jX) = \theta(jX) + 180°$$
$$= \tan^{-1}\left(2\xi\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4+1)}}\right) \quad (2.46)$$

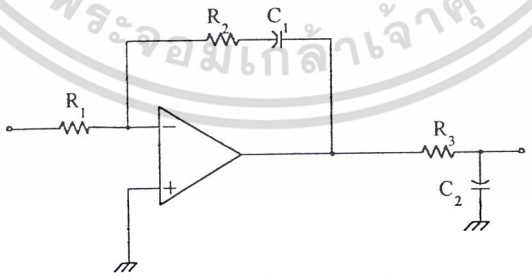
แบนด์วิดท์ –3 dB

$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$
$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega^2}} \quad (2.47)$$

$$|T_B(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2) + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2}}$$

$$(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 = 2(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + 2\omega_n^4$$
$$\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 = 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4$$
$$\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2+4\xi^2)\omega_n^2 - \omega_n^4 = 0$$
$$\omega_B^2 = \frac{(2+4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2+4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2}$$
$$\omega_{bandwidth} = \omega_n\sqrt{(1+2\xi^2) \pm \sqrt{2+4\xi^2+4\xi^4}} \quad (2.48)$$

วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับ 3



รูปที่ 2.14 วงจรลูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}\frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.49)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C_1$

$\tau_2 = R_2C_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau_3 = R_3 C_3$$

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นแบบลูปปิด (Closed-Loop Transfer Function)

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

$$= \frac{\frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}}{S + \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}}$$

$$= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)}$$

$$= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + S K_V \tau_2 + K_V}$$

$$= K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_V \tau_2}{\tau_1 \tau_3} S + \frac{K_V}{\tau_1 \tau_3}} \right) \quad (2.50)$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นแบบลูปเปิดคือ

$$T'(S) = \frac{K_V F(S)}{S}$$

$$= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S \cdot S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \quad (2.51)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.52)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธี bode จะได้ส่วนเผื่อเฟส (Phase Margin)

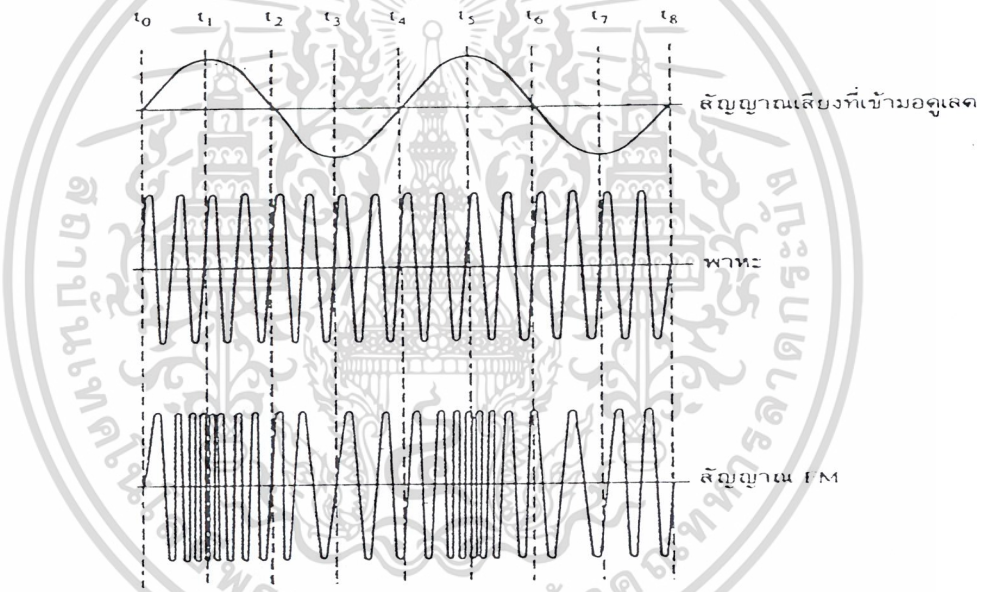
$$\phi_M (j\omega) = \phi(j\omega) + 180^\circ$$

$$= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM)

ในการมอดูเลตทางความถี่แอมปลิจูดของคลื่นพาหะจะไม่มีผลหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยความถี่จะเกิดการเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแอมปลิจูดของสัญญาณความถี่ที่นำมาผสม (Modulating Signal) ความถี่ของคลื่นพาหะขณะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่า "ความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency)" เมื่อแอมปลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้นและถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลงจนกระทั่งสัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะเป็นความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะก็จะลดลงและความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณมอดูเลตมีค่าขนาดลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณมอดูเลตผ่านครึ่งไซเคิลลบไปถึงศูนย์



รูปที่ 2.15 สัญญาณเอฟเอ็ม

จะเห็นได้ว่าขนาดของคลื่นพาหะจะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร ส่วนที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาหะเท่านั้น การเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามความแรงของสัญญาณมอดูเลตนั้นเรียกว่า " การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) " ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะมาก ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีค่าสูงเป็นอัตราส่วนโดยตรงต่อกัน นอกจากนี้สิ่งที่ควรจะทำความเข้าใจคือ การเปลี่ยนแปลงของแอมปลิจูดไปครบ 1 รอบ สัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่าอัตราการเบี่ยงเบนสูงก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลตสูง ดังนั้นค่าอัตราการเบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณมอดูเลต e_m จะไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้ความถี่พาหะเปลี่ยนไป ke_m กำหนดให้ k คือค่าคงที่ เรียกว่า "การเบี่ยงเบนความถี่คงที่ (Frequency Deviation Constant)" ดังนั้นความถี่พาหะชั่วคราว (Instantaneous Deviation Constant) ที่เปลี่ยนไปคือ

$$f_i = f_c + ke_m \tag{2.54}$$

f_c คือ ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต ถ้า e_m เป็นคลื่นรูปซายน์ จะได้

$$e_m = E_m \sin \omega_m t \tag{2.55}$$

แทนค่าสมการ 2.54 ในสมการ 2.55 จะได้

$$f_i = f_c + kE_m \sin \omega_m t \tag{2.56}$$

ความถี่สูงสุดที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณเสียงคือ

$$\Delta f = kE_m \tag{2.57}$$

ดังนั้นสมการ 2.56 จะกลายเป็น

$$f_i = f_c + \Delta f \sin \omega_m t \tag{2.58}$$

ให้คลื่นพาหะที่ยังไม่ได้มอดูเลต คือ คลื่นรูปซายน์

$$e_c = \sin(\omega_c t + \phi) \tag{2.59}$$

ความถี่เชิงมุมคงที่ (Constant Angular Velocity) $= \omega = 2\pi f_c$ มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที และ ϕ คือ มุมเฟสคงที่ (Constant Phase Angle) มีหน่วยเป็นเรเดียน สมการทั่วไปของ 2.59 คือ

$$e_c = \sin \theta(t) \tag{2.60}$$

เมื่อความถี่เปลี่ยนไป เช่น ในกรณีของการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (Instantaneous Angular Frequency)

$$\omega_i = 2\pi f_i = d\theta(t)/dt \tag{2.61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินทิเกรตสมการ 2.61 ตามเวลาจะได้

$$\theta(t) = \int \omega_i dt \tag{2.62}$$

ค่าของ f_i ชั่วขณะนี้จะมีความสัมพันธ์กับการมอดูเลตตามสมการ 2.58 ความถี่เชิงมุมคงที่ (ในกรณีที่ยังไม่มีการมอดูเลต)

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \int \omega_c dt \\ &= \omega_c t + \phi\end{aligned} \tag{2.63}$$

ϕ คือ ค่าคงที่ของการอินทิเกรต จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.60 ได้มาจากการแทนค่าของสมการ 2.63 ในสมการ 2.58 สำหรับการมอดูเลตคลื่นซายน์ แทนค่าสมการ 2.58 ในสมการ 2.62 จะได้

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \int 2\pi(f_c + \Delta f \sin \omega_m t)dt \\ &= \omega_c t - \{\Delta f / f_m\}\cos \omega_m t + \phi\end{aligned} \tag{2.64}$$

และ $\omega_m = 2\pi f_m$ คลื่นมอดูเลตซายน์สามารถหาได้จากการแทนค่าสมการ 2.64 ในสมการ 2.60จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - \{\Delta f / f_m\}\cos \omega_m t) \tag{2.65}$$

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) สำหรับการมอดูเลตทางความถี่คือ

$$m_f = \Delta f / f_m \tag{2.66}$$

จากสมการ 2.65 จะได้

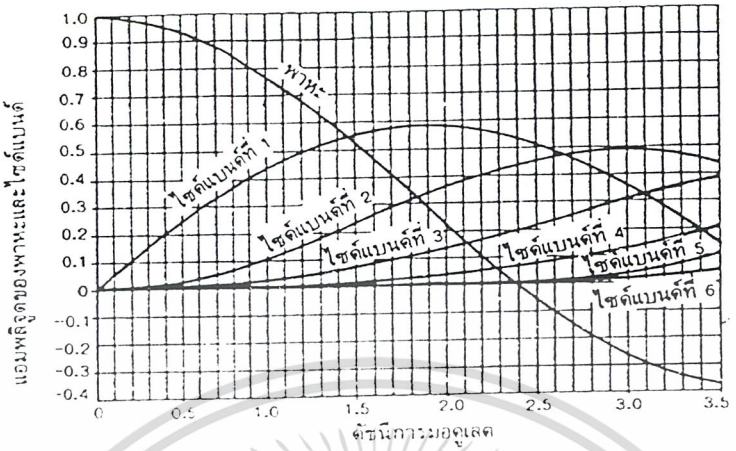
$$e = \sin(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t) \tag{2.67}$$

สเปกตรัมจะประกอบด้วยคลื่นพาหะและฮาร์โมนิกข้างเคียงของความถี่มอดูเลต ความสูงของสเปกตรัมต่างๆ สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของเบสเสล (Bessel's Function) จาก m_f คือดัชนีการมอดูเลตตามสมการ 2.66 และ n คือจำนวนความถี่ข้างเคียง และ $J_0(m_f)$ คือความสูงของคลื่นพาหะ

ถ้า $m_f = 0.5$ สเปกตรัมต่างๆ จะประกอบด้วย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 แอมปลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม

สเปกตรัมตามค่าต่างๆ ของ m_f ดังรูปที่ 2.17 ในกรณีนี้ ช่องไฟของแต่ละสเปกตรัมจะห่างเท่ากับความถี่ของสัญญาณมอดูเลต (f_m) และช่วงกว้างคลื่น (Bandwidth) จะมีค่าเท่ากับ

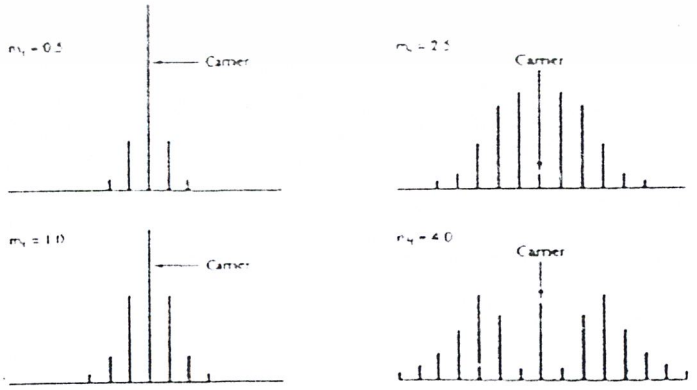
$$B_{FM} = 2nf_m \tag{2.68}$$

n คือ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m \tag{2.69}$$

แทนค่า m_f จากสมการ 2.66 จะได้

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) \tag{2.70}$$



รูปที่ 2.17 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ m_f = 0.5,1.0,2.5 และ 4.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตจะให้ความสนใจทางด้านความถี่โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนก็เรียกว่าครบ 100 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสมมติว่า ค่าการเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุดเป็น 75 กิโลเฮิรตซ์และเมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลตแล้วไม่มีการเบี่ยงเบนทางความถี่เพียง 37.5 กิโลเฮิรตซ์ การหาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ = (37.5/75)*100 = 50%

2.3 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.3.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta\beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ 2.5 $mV/°C$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 V และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) นี่คือสิ่งที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วย การเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส – อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกขัดขวางโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \tag{2.71}$$

โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์

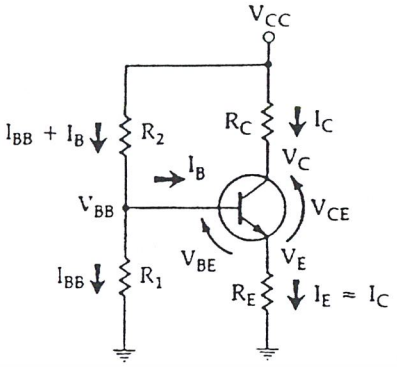
I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลเตจเบส – อิมิตเตอร์

V_E คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้เกนของสัญญาณเอซีลดลง เพื่อไม่ให้เกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่โดยทั่วไปสมมติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน $\pm 50\,°C$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้ I_C เปลี่ยนแปลงเพียง $\pm 5\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2.3.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากดาต้าชีทของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

2.3.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.72}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \tag{2.73}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลลีสเตเบิล (unconditionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลลีอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่าจะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

2.3.2.2 ค่าการขยายสูงสุด (Maximum Available Gain: MAG)

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{MAG} = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad \text{(dB)} \qquad (2.74)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

2.3.2.3 การคอนจูเกตแมตชิ่ง (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด–ซอร์สของวงจรขยาย (load–source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

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

2) หาค่า B_2 : $B_2 = 1 + \left|S_{22}\right|^2 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|D_S\right|^2$

3) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$\left|\Gamma_L\right| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2{}^2 - 4\left|C_2\right|^2}}{2\left|C_2\right|} \qquad (2.75)$$

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ – พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2
- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

2.3.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - \left(\Gamma_L \cdot S_{22}\right)} \right]^* \qquad (2.76)$$

นำค่า Γ_S ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \qquad (2.77)$$

โดย $$Z_S = \left[\frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right]$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \qquad (2.78)$$

โดย $$Z_L = \left[\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกนใด ๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกนคงที่ (constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทธ์ชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า D_S:

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.79}$$

2. หาค่า D_2:

$$D_2 = \left|S_{22}\right|^2 - \left|D_S\right|^2 \tag{2.80}$$

3. หาค่า C_2:

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \tag{2.81}$$

4. หาค่า G:

$$G = \frac{Gain\ desired\ (absolute)}{\left|S_{21}\right|^2} \tag{2.82}$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} \tag{2.83}$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่คือ

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K\left|S_{12}S_{21}\right|G + \left|S_{12}S_{21}\right|^2 G^2}}{1 + D_2 G} \tag{2.84}$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทธ์ชาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกนตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_S ซึ่งนำค่าต่างๆ ที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ต่อไป

2.3.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอินสเตบิลิตี้ (ค่า K น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_S

2. หาค่า C_1:

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \tag{2.85}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}{}^* \tag{2.86}$$

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1{}^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \tag{2.87}$$

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$p_{S1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \tag{2.88}$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2{}^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \tag{2.89}$$

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$p_{S2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| \tag{2.90}$$

2.3.3. อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \tag{2.91}$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \tag{2.92}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \tag{2.93}$$

โดยที่ Q_S คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

Q_P คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

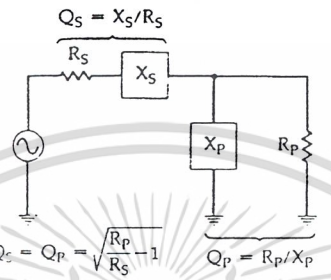
R_P คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_P คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_S คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_S คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ X_P และ X_S อาจเป็นได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ



รูปที่ 2.19 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส 100 Ω กับความต้านทานของโหลด 1000 Ω ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์

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 เป็นคาปาซิทีฟเนื่องจากคำนวณที่ 100 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

$$L = \frac{X_S}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100\times10^6)}$$

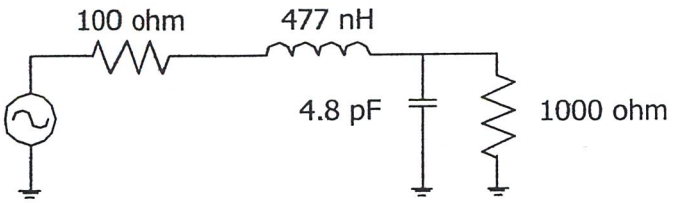
$$= 477\ \text{nH}$$

$$C = \frac{1}{\omega X_P} = \frac{1}{2\pi(100\times10^6)(333)}$$

$$= 4.8\ \text{pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

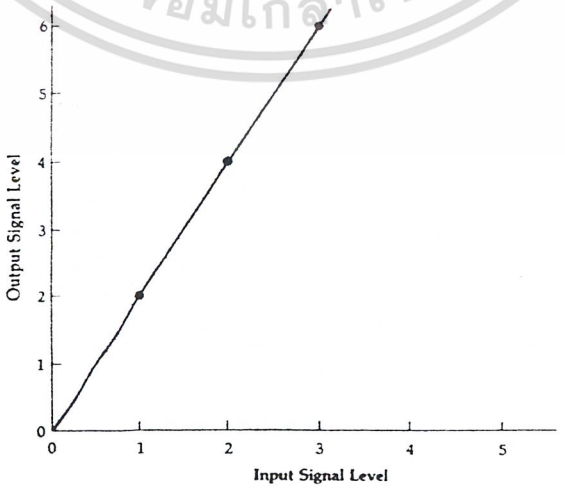
2.4 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

2.4.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

ชนิดของการไบอัสได้นำมาประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์ขยายกำลังและถูกกำหนดโดยชนิดของแอมปลิฟลายเออร์ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบ วงจรขยายมีคลาสต่างๆมากมายให้ผู้ออกแบบเลือกและการเจาะจงคลาสสำหรับการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน

2.4.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น

คลาสเอเป็นวงจรขยายที่ให้กำจำกัดความได้ว่าเป็นวงจรขยายที่ถูกไบอัสเพื่อให้กระแสเอาต์พุตไหลได้ตลอดเวลา ดังนั้นการขับระดับสัญญาณอินพุตเพื่อขยายสัญญาณโดยที่ทรานซิสเตอร์ยังไม่คัทออฟคือการทำให้ทรานซิสเตอร์นำสัญญาณได้เต็มรูปคลื่น วงจรขยายคลาสเอเป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นที่สุดในชนิดของวงจรขยายทั้งหมด ความเป็นเชิงเส้นจะทำให้การวัดง่ายขึ้นและทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณอินพุต วงจรขยายเชิงเส้นเป็นวงจรหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตเป็นอัตราส่วนกับสัญญาณอินพุตซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.21 สังเกตได้ว่าในกรณีนี้ระดับสัญญาณเอาต์พุตจะเป็น 2 เท่าของระดับสัญญาณอินพุตและความสัมพันธ์ของฟังก์ชั่นถ่ายโอนจากเอาต์พุตกับอินพุตจะเป็นเส้นตรง



รูปที่ 2.21 คุณสมบัติฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่มีทรานซิสเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสมบูรณ์ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายจึงไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตทุกประการ โดยองค์ประกอบที่ผิดพลาดนั้นจะอยู่ในรูปของฮาร์โมนิกอยู่เสมอ หรือที่เรียกว่าความผิดเพี้ยนชนิดอินเตอร์มอดูเลชั่น (Intermodulation Distortion: IMD) ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชั่นถ่ายโอนมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ ดังในรูปที่ 2.22(A) ความผิดเพี้ยนจะเป็นสาเหตุให้สัญญาณอินพุตของวงจรขยายเป็นดังรูปที่ 2.22(B) สังเกตได้ว่าช่วงที่ราบเรียบที่สุดของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกที่ 2 ที่ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรขยายซึ่งความผิดเพี้ยนชนิดนี้ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกดิสทอร์ชั่น (harmonic distortion) สามารถแสดงได้ดังนี้

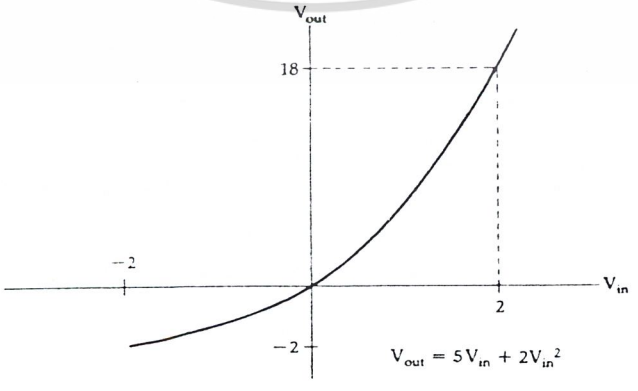
$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + ... \qquad (2.94)$$

เทอมที่ 2 ของสมการที่ 2.169 รู้จักกันดีว่าเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 ส่วนเทอมที่ 3 ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกที่ 3 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 3 แน่นอนว่าวงจรขยายเชิงเส้นที่สมบูรณ์แบบนั้นจะไม่ผลิตสัญญาณที่ผิดเพี้ยนอันดับที่ 2,3 หรือลำดับที่สูงๆออกมา

สังเกตในรูปที่ 2.22 ซึ่งฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายจะได้ว่า

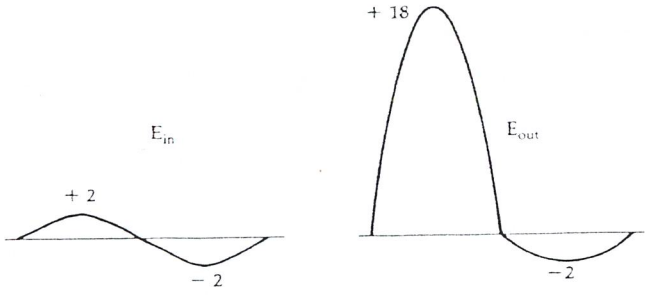
$$V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2 \qquad (2.95)$$

ซึ่งองค์ประกอบของความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 เพิ่มขึ้นเป็นกำลัง 2 ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอินพุตซึ่ง องค์ประกอบอันดับที่ 2 จะเพิ่มขึ้นเร็วมาก และเร็วกว่าองค์ประกอบพื้นฐานในสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในที่สุดขนาดขององค์ประกอบอันดับที่ 2 ในสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับขนาดของสัญญาณพื้นฐาน ผลที่เกิดขึ้นนี้แสดงได้ดังกราฟรูปที่ 2.23 โดยจุดที่องค์ประกอบอันดับที่ 2 และอันดับที่ 1 ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากันถูกเรียกว่า “จุดตัดอันดับที่ 2” ในกรณีนี้เทอมอันดับที่ 3 ถูกพล็อตตามอัตราการขยายพื้นฐานของวงจรขยาย



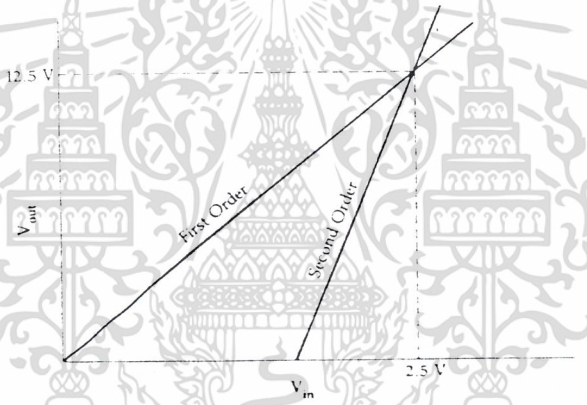
(A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(*B*)

รูปที่ 2.22 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น
(A) คุณสมบัติของฟังก์ชั่นถ่ายโอน
(B) ผลลัพธ์ของรูปคลื่น



รูปที่ 2.23 จุดตัดอันดับที่ 2

ในรูปแบบนี้จุดตัดขององค์ประกอบอันดับที่ 3 ของวงจรขยายถูกใช้ในฐานะที่เป็นฟิกเกอร์ออฟเมริท (figure of merit) ซึ่งจุดตัดที่สูงกว่าจะเป็นวงจรขยายที่ดีกว่า คือสามารถขยายสัญญาณได้ขนาดใหญ่กว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป องค์ประกอบของอินเตอร์มอดูเลชั่นอันดับที่ 2,3 หรือสูงกว่า เป็นสาเหตุทำให้เกิดการรวมผลลัพธ์หรือความแตกต่างของผลลัพธ์ของแต่ละสัญญาณอินพุตพื้นฐานและฮาร์โมนิกที่เกี่ยวข้องของมัน ตัวอย่างเช่น เมื่อมีสัญญาณซายนูซอยดอลที่สมบูรณ์แบบ ณ ความถี่ f_1 และ f_2 คืออินพุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น ตามองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลดังนี้

ความถี่พื้นฐาน : f_1, f_2
อันดับที่ 2 : $2f_1, 2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2$
อันดับที่ 3 : $3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$
+ เทอมอันดับที่สูงขึ้น

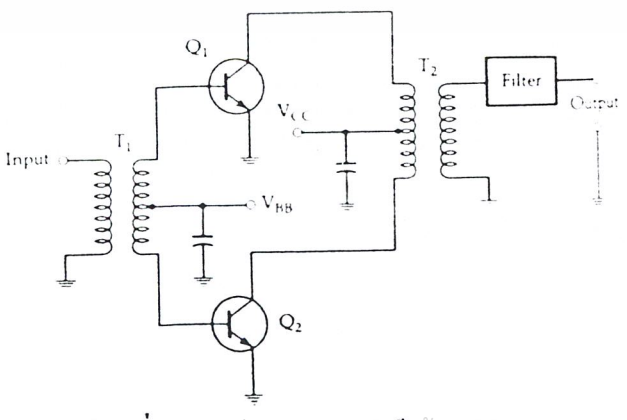
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใต้การปฏิบัติงานโดยทั่วไปของวงจร เทอมในอันดับที่ 2,3 หรืออันดับที่สูงกว่าจะมีระดับสัญญาณเล็กมากกว่าองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐาน และในแกนของเวลาจะถูกพบในรูปของความผิดเพี้ยน

ข้อสังเกต ถ้า f_1 และ f_2 เป็นความถี่ที่ใกล้กันมาก จะเห็นได้ว่าเทอมของ $2f_1 \pm f_2$ และ $2f_2 \pm f_1$ จะยิ่งมีค่าเข้าใกล้เทอมของความถี่พื้นฐานทั้ง 2 ตัว นอกจากนี้ผลจากความผิดเพี้ยนจากฮาร์โมนิกที่ 3 จะมีผลด้วย ดังนั้นเป็นการยากยิ่งขึ้นในการจะกำจัดโดยผ่านการกรองเพียงครั้งเดียว โดยที่มันจะสร้างความผิดเพี้ยนขึ้นภายในวงจรขยายนั่นเอง ความต้องการของการไบอัสสำหรับวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก โดยความแตกต่างระหว่างวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กแทบจะไม่มีเลย ซึ่งวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติทั้งสองแบบมีผลลัพธ์ที่เท่ากันยกเว้นระดับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

2.4.3 วงจรขยายแบบคลาสบี

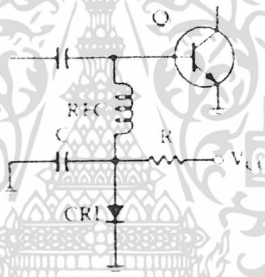
วงจรขยายคลาสบี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณประมาณ 180° ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะนำสัญญาณเพียงแค่ครึ่งคาบเท่านั้น ทั้งครึ่งซีกบวกและครึ่งซีกลบและนี่ก็คือรูปแบบการนำดีซีมาไบอัสเพื่อนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์ให้ทำงานแบบคลาสบี วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรขยายคลาสเอ (70% และ 50%) อย่างไรก็ตามวงจรขยายคลาสบีนี้มีความเป็นเชิงเส้นน้อยมากดังนั้นวงจรขยายคลาสบีจะผลิตฮาร์โมนิกดิสทอร์ชั่นเพียงเล็กน้อยและจะถูกกรองจากสัญญาณที่ถูกขยาย ส่วนมากรูปร่างโดยทั่วไปของวงจรขยายคลาสบีคือเป็นแบบพุช-พูล ดังรูปที่ 2.24 ในรูปแบบนี้ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกบวกของสัญญาณอินพุต ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกลบ ในรูปแบบนี้สัญญาณอินพุตทั้งหมดจะถูกจำลองออกมาที่เซกันดารี่ของทรานส์ฟอร์เมอร์ T_2 ดังนั้นทั้ง Q_1 และ Q_2 จะไม่ผลิตโดยตัวมันเองแต่จะใช้การขยายสัญญาณที่มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุตแทนที่สัญญาณจะถูกแบ่งครึ่งโดยแต่ละครึ่งจะถูกขยายและนำมารวมกันใหม่ที่เอาต์พุต แน่นอนว่าทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวอาจจะถูกใช้ในรูปแบบของคลาสบี สิ่งที่เราต้องการคือวงจรเรโซแนนซ์ต้องถูกแทนในโครงข่ายเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์เพื่อจำลองอีกครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุต



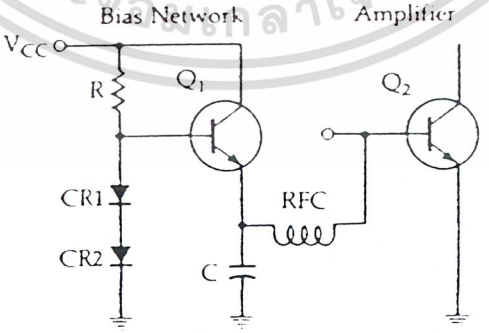
รูปที่ 2.24 วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีหลายวิธีสำหรับการไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของวงจรขยายคลาสบี วิธีหนึ่งที่ถูกใช้อย่างกว้างขวางแสดงในรูป 2.25 วิธีนี้ง่ายต่อการกำหนดไบอัสโวลต์เตจ (0.7V) บนทรานซิสเตอร์ การใช้ซิลิกอนไดโอดนั้นบ่อยครั้งที่ไดโอดถูกเพิ่มเข้าไปในทรานซิสเตอร์โดยที่มันจะช่วยป้องกันเทอร์มอลน้อยส์ (thermal noise) ซึ่งเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นบ่อยกับการไบอัสอย่างไม่ถูกต้องของวงจรขยายกำลัง บ่อยครั้งที่ไดโอด $CR1$ ทำหน้าที่หนักๆหลายอย่างเนื่องจากค่าของความต้านทานถูกนำมาใช้บ่อยๆ เพื่อว่ากระแสที่ผ่าน $CR1$ จะค่อนข้างสูง ความแน่นอนนี้ทำให้การไบอัสทรานซิสเตอร์คงที่ ทางเลือกของเครือข่ายการไบอัสแสดงดังรูปที่ 2.26 แสดงไดโอดซิลิกอน 2 ตัวโดยการต่อฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) แบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter-follower) ซึ่งถูกใช้เป็นตัวขยายกระแส (current amplifier) โดยโวลต์เตจที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_1 ดังนั้นที่เบสของ Q_2 จะยังเป็น 0.7V เนื่องจาก V_{BE} ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1 โช้กและตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.25 และ 2.26 ใช้ป้องกันการไหลของสัญญาณความถี่วิทยุไม่ให้เข้าไปยังวงจรที่ไบอัสแล้ว



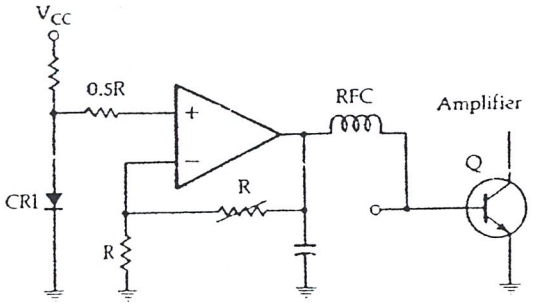
รูปที่ 2.25 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี



รูปที่ 2.26 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี

และยังมีการไบอัสแบบอื่นๆสำหรับคลาสบีที่แสดงในรูป 2.27 ซึ่งเป็นการไบอัสโวลต์เตจที่ทำให้เกิดค่าหลายค่าเพื่อว่าจะได้ผลที่ดีที่สุดถูกค้นพบสำหรับ IMD performance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

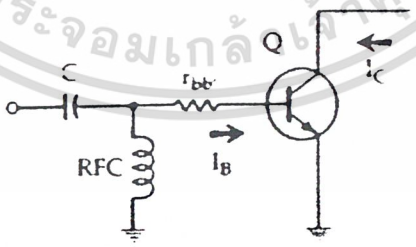


รูปที่ 2.27 การใช้ออปแอมป์ในการไบอัสของวงจรขยายคลาสบี

ควรระวังในการเตรียมการไบอัสทั้ง 3 แบบเพื่อจะแน่ใจได้ว่า RFC คือโช้กที่ค่า Q ต่ำสำหรับการปฏิบัติงานที่ดีที่สุด

2.4.4 วงจรขยายแบบคลาสซี

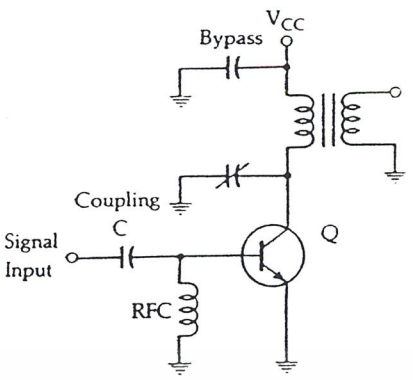
วงจรขยายกำลังคลาสซี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณน้อยกว่า 180° ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกไบอัสภายใต้ภาวะคงที่และไม่มีกระแสไหลในขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งคัทออฟที่แน่นอน ความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายคลาสซีคือจุดที่ด้อยที่สุดของวงจรขยายชนิดต่างๆ โดยประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสซีสามารถทำได้ถึง 85% ซึ่งดีกว่าทั้งวงจรขยายคลาสเอและคลาสบี เพื่อที่จะไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของคลาสซี รีเวอร์สไบอัส (Reverse Bias) คือสิ่งที่จำเป็นระหว่างขาเบสและขาอีมิตเตอร์ การไบอัสภายนอกไม่ได้ถูกต้องเสมอไป อย่างไรก็ตามเพราะว่ามันเป็นไปได้ในการบังคับให้ทรานซิสเตอร์ไบอัสตัวเอง ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี

ถ้าเบสของทรานซิสเตอร์ต่อลงกราวด์โดยผ่าน RFC กระแสเบสจะไหลผ่านความต้านทานภายใน ($r_{bb'}$) ซึ่งมีแนวโน้มที่จะรีเวอร์สไบอัสของรอยต่อ BE (BE junction) นี่เป็นผลที่ถูกต้องที่จะทำให้สำเร็จ แน่นอนว่ามันเป็นไปได้ที่จะเตรียมแหล่งกำเนิดไฟตรงภายนอกและการรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อ แต่เป็นที่น่ากังวลใจกับเวลาที่สูญเสียและความสิ้นเปลืองถ้าทรานซิสเตอร์จะให้ทุกสิ่งที่ต้องการ รูปที่ 2.29 แสดงการไบอัสวงจรขยายคลาสซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี

2.4.5 การออกแบบวงจรขยายกำลัง

ออฟติมัมคอลเลคเตอร์โหลดรีซิสแตนซ์ (Optimum Collector Load Resistance)

การที่ไม่มีข้อมูลของความต้านทานเอาต์พุตที่ขาคอลเลกเตอร์ในดาต้าชีท กลายเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับผู้ออกแบบเพื่อที่จะสามารถคำนวณได้ง่ายมากขึ้นในการหาค่าออฟติมัมโหลดรีซิสแตนซ์ (optimum load resistance) สำหรับทรานซิสเตอร์ค่านี้ของโหลดรีซิสแตนซ์ ขึ้นอยู่กับระดับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{2P} \tag{2.96}$$

โดยที่ V_{CC} = แหล่งกำเนิดแรงดัน

V_{sat} = แรงดันอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์

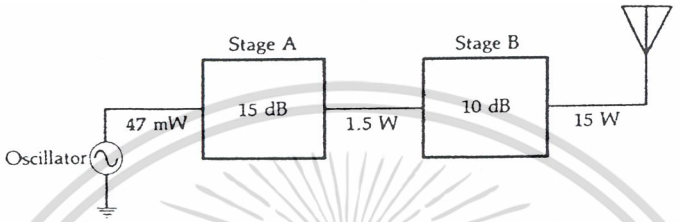
P = ระดับกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการ

สังเกตได้ว่าสมการที่ 2.96 จะสามารถหาค่าได้แต่โหลดรีซิสแตนซ์ (load resistance) เท่านั้นซึ่งมันไม่ได้แสดงค่าหลายอย่างเกี่ยวกับอัตราส่วนของค่ารีแอกทีฟของโหลด ซึ่งในดาต้าชีทผู้ผลิตจะจัดหาค่าของชันต์เอาต์พุตรีซิสแตนซ์ (shunt output resistance) ซึ่งตรงกันข้ามกับความถี่สำหรับทรานซิสเตอร์งานของผู้ออกแบบคือจัดหาโหลดสำหรับทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถซึมซับพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ (parasitic capacitance) เพื่อว่าทรานซิสเตอร์จะสามารถทำงานได้เหมาะกับโหลดของมัน พึงระลึกไว้เสมอว่าถ้าเอาต์พุตรีซิสแตนซ์ไม่มีในดาต้าชีทการคำนวณ R_L จะสามารถทำได้ง่ายขึ้น โดยใช้สมการ (2.96) การคำนวณในครั้งนี้ทำให้เอาต์พุตแมตชิ่งเนตเวิร์กคือโหลด 50Ω ถูกเปลี่ยนไปในรูปอิมพีแดนซ์ที่ทรานซิสเตอร์จะสามารถมองเห็นได้ง่ายหากรู้พาวเวอร์เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

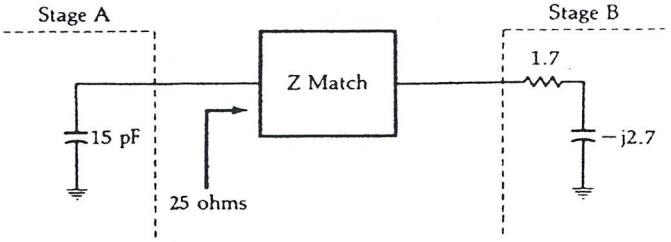
วงจรขับกำลังและการแมตชิ่งหลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstate Matching)

รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถแสดงได้ดังรูป 2.30 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของพาวเวอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายอันดับสุดท้ายคือ 15 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราการขยาย 10 dB และ สเตจก่อนหน้านี้ทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 dB สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์นั้นเป็นความสามารถในการขับดันกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง



รูปที่ 2.30 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์

การตรวจสอบการแมตช์กันระหว่างสเตจของสเตจเอและสเตจบี บ่อยครั้งที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั่นคือความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตช์กันซึ่งเกิดขึ้นระหว่างวงจรขยายกำลังและโหลดของวงจร อิมพีแดนซ์แมตชิ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรขยายซึ่งเกี่ยวกับโหลดของทรานซิสเตอร์โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ การออกแบบวงจรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดรีซิสแตนซ์ของทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะกระจายอัตราการขยายกำลังของแต่ละสเตจ นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.31 จะอธิบายตรงจุดนี้โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบีมีอินพุตอิมพีแดนซ์ คือ $Z = 1.7 - j\,2.7\ \Omega$ และทำการสมมติสเตจเอด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ซึ่งเป็นความต้องการของโหลดรีซิสแตนซ์ $25\ \Omega$ บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์ก (Impedance matching network) นั่นคือการถ่ายโอนจากอินพุตอิมพีแดนซ์ระดับต่ำ (Low–input impedance) จากสเตจบีขึ้นไปยังระดับ 25Ω ที่สเตจเอต้องการ นอกจากนี้การแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ที่ 15 pF ของสเตจเอ

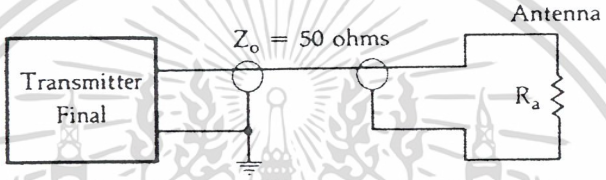


รูปที่ 2.31 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแมตชิ่งของสายโคแอกเชียล (Matching to coaxial feedlines)

เนื่องจากวงจร T และ π ใช้สำหรับการแมตชิ่งในสายโคแอกเชียลของวงจรขยายกำลัง ส่วนมากวงจรที่เป็นเช่นนี้จะมีจุดประสงค์ 2 ประการ โดยเฉพาะการประพฤติตัวเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อทำการกดฮาร์โมนิกของทางด้านภาคส่ง รูปที่ 2.32 แสดงไดอะแกรมของการส่งผ่านสายโคแอกเชียลไปยังสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความต้านทาน R_a คือ ความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยที่ความยาวตามแนวตั้งของสายอากาศที่ความยาว $\lambda/4$ จะมีการทำงานที่ตรงข้ามกับกราวด์เพลนที่ดีมากซึ่งมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 35Ω ขณะที่ความยาว $\lambda/2$ ของไดโพลมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 70Ω ณ ความถี่เรโซแนนซ์นี่คือความต้านทานอย่างง่ายที่สายโคแอกเชียลสามารถมองเห็นปลายสายอากาศได้

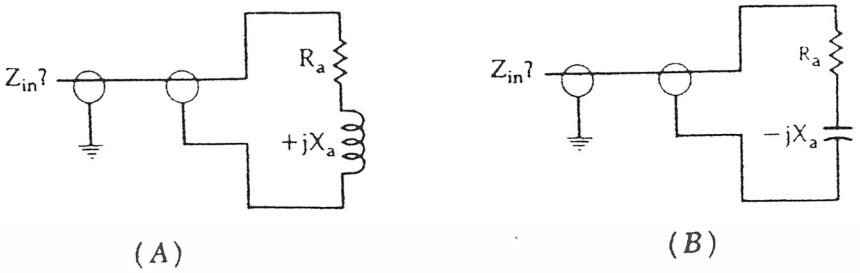


รูปที่ 2.32 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์

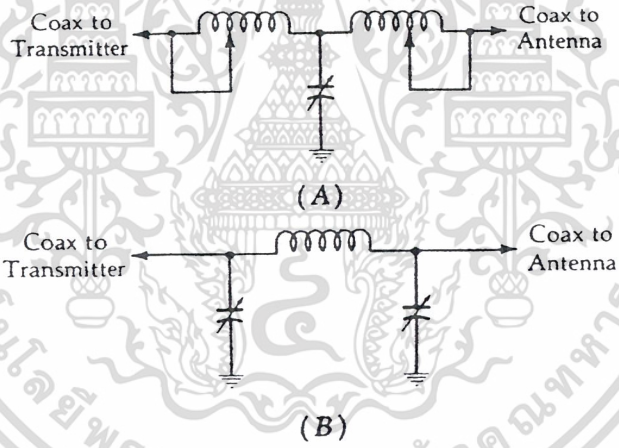
ณ ความถี่ที่เหนือและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของมันเริ่มที่จะแสดงตัวเป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟแสดงได้ดังรูป 2.33 ความถี่เหนือความถี่เรโซแนนซ์ (รูปที่2.33(A)) โดยสายอากาศประพฤติตัวเป็นอินดักทีฟ และความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (รูปที่2.33(B)) สายอากาศประพฤติตัวเป็นตัวเก็บประจุ ที่ปลายทางด้านส่งของสายโคแอกเชียลอิมพีแดนซ์ซึ่งคืออาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่สามารถพบได้อย่างแน่นอนซึ่งไม่เพียงแต่เป็นฟังก์ชั่นของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แต่ยังเป็นฟังก์ชั่นของความยาวของสายโคแอกเชียลอิมพีแดนซ์ที่ยาวไปตามสายซึ่งเป็นซายนูซอยดอลที่หลากหลายซึ่งสามารถกำจัดออกไปจากสายอากาศได้ ดังนั้นที่ระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นวัดกลับมาจากสายอากาศอิมพีแดนซ์จะประพฤติตัวเป็นโคแอกเชียลซึ่งเสมือนเป็นความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะทางอื่นๆวัดจากสายอากาศ อย่างไรก็ตามโคแอกเชียลจะทำให้มีความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์มากเพียงไรขึ้นอยู่กับระดับของความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายอากาศและสายเคเบิล ดังนั้นเป็นการยากยิ่งในการประเมินค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายส่งโดยปราศจากการรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ กล่าวได้ว่าสายโคแอกเชียล 50Ω จะไม่เป็น 50Ω ที่อินพุตของมันถ้าไม่มีโหลดค่า 50Ω ที่ปลายสายเคเบิล ด้วยเหตุนี้จึงแทบจะไม่มีกรณีที่เมื่อการขับระบบสายอากาศในทางปฏิบัติ จึงไม่สะดวกมากนักในการออกแบบแมตชิ่งเนตเวิร์กโดยปราศจากการปรับเปลี่ยนค่า นอกจากนี้การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากจะสามารถทำงานได้มากช่วงความถี่ ด้วยเหตุนี้เองความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมีได้หลายค่าซึ่งแปรตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลต้องมีหลายค่าด้วยและการแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องสามารถทดแทนค่าที่หลากหลายนี้ได้ด้วย



รูปที่ 2.33 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ
(A) เหนือความถี่เรโซแนนซ์
(B) ใต้ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.34 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิ่งเนตเวิร์ก
(A) เนตเวิร์กแบบที
(B) เนตเวิร์กแบบพาย

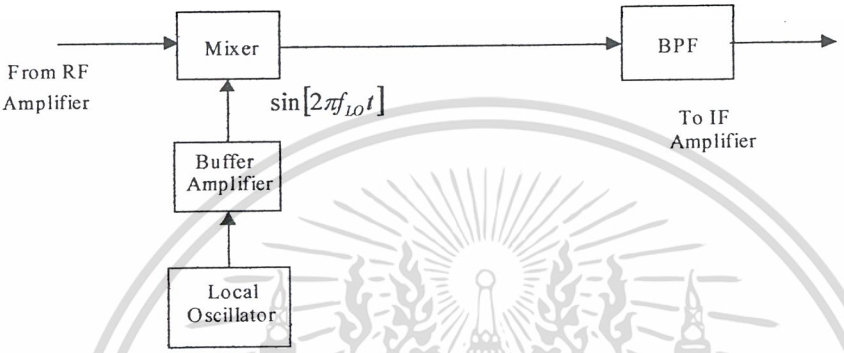
รูปที่ 2.34 แสดงถึง 2 วิธีที่สามารถเป็นไปได้ของการปรับค่าอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์กสำหรับสายส่ง T เนตเวิร์กของรูปที่ 2.34(A) ใช้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำแบบแท็ปและตัวเก็บประจุที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน π เนตเวิร์กในรูปที่ 2.34(B) ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบปรับค่าเท่านั้น สังเกตได้ว่าในทั้ง 2 กรณี วงจรกรองความถี่ถูกใช้เพื่อช่วยกดฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่ง จากรูปที่ 2.34 ถูกออกแบบเพื่อให้ฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งต้องการให้มีระดับต่ำลงกว่าสัญญาณพื้นฐาน $\approx$ 50dB และการออกแบบ วงจรกรองความถี่จะมีส่วนช่วยทำให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการกดความถี่ลงมาจากความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่กลาง (Intermediate frequency)

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



รูปที่ 2.35 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.35 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) เข้ากับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น จริงๆแล้ววงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF}t)(\sin 2\pi f_{LO}t) \qquad (2.97)$$

เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

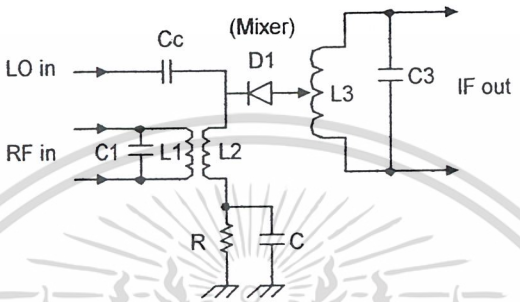
สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

$$V_{out} = 1/2\cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2\cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \qquad (2.98)$$

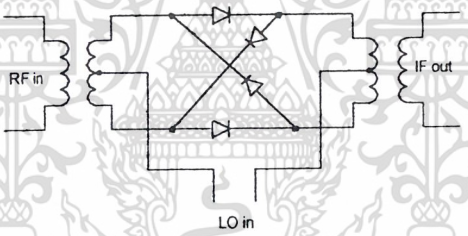
ค่า $(f_{RF} - f_{LO})$ คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์หรือเฟตมากกว่าไดโอดเพราะวงจรแบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบครอสโปรดักถ์ (cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่าคอนเวอร์ชั่นลอส (conversion loss) เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นและในขณะเดียวกันแอมปลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่าคอนเวอร์ชั่นลอสจะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่ 2.36 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ดังในรูปที่ 2.37 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบเอฟเอ็มและเอเอ็มบางที่อาจเรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balanced modulators) หรือโปรดักซ์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์มิกเซอร์มี ข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่นคือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



รูปที่ 2.36 วงจรมิกเซอร์แบบ single – diode



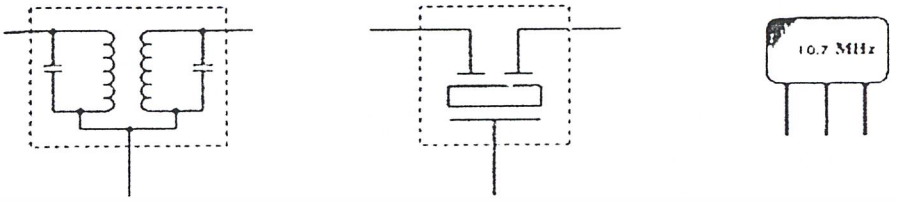
รูปที่ 2.37 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

2.6 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุและของเครื่องรับโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กตริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้น หากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิรตซ์สำหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม, ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มและความถี่อื่นๆที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิรตซ์, 4.5 เมกะเฮิรตซ์, 38.9 เมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (insert loss) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิลเตอร์แบบ 3 ขาใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิ้งฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



(A) หม้อแปลงเรโซแนนซ์ (B) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์ (C) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.38 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.7 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์และวงจรออสซิสเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม พัลส์ เป็นต้น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ (Sine Wave Oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลเตอร์แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

1) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC
2) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ CR
3) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

จากการแบ่งตามข้างบนนี้ ยังสามารถแบ่งออกไปเพื่อให้ชัดเจนยิ่งขึ้นได้อีก ตามตารางที่ 2.2

องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	การนำไปใช้งาน
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ LC	1. เลือกความถี่ที่คอลเลกเตอร์ (เดรน) 2. เลือกความถี่ที่เบส (เกท) 3. เลือกความถี่ที่อิมิตเตอร์ 4. ฮาร์ทเลย์ 5. โคลพิตตส์	1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. โดยทั่วไปเสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 3. มักใช้กันโดยทั่วไป 4. ใช้ในย่านความถี่สูง	1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ ทีวี เอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่สูง
องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	**ชื่อของออสซิลเลเตอร์**	**ลักษณะการใช้งาน**	**การนำไปใช้งาน**

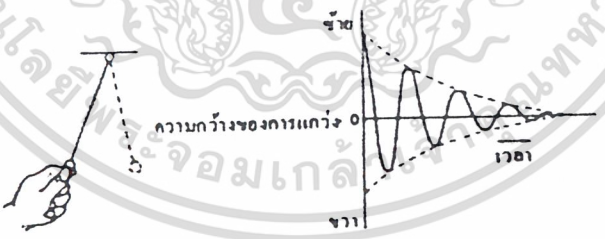
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ CR	1. แบบเลื่อนเฟส 2. แบบเวนบริดจ์	1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ 3. เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี	ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่ต่ำ
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก	1. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง B กับ E 2. ชิ้นผลึกต่อระหว่าง C กับ B	1. เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ : 10^{-5} - 10^{-7}/ องศา 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก	1. ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ นาฬิกา เครื่องมือวัดต่างๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้ร่วมกับวงจรเฟสล็อกลูป (PLL) จะนำมาใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

ตารางที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปซายน์

2.7.1 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลต

1. กระแสที่ช่วยให้เกิดการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่อง

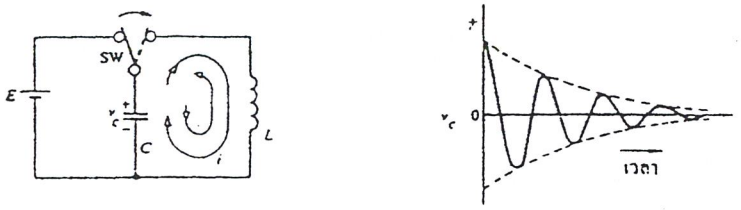


(A) ลูกตุ้มนาฬิกา (B) การออสซิลเลตแบบแดมป์ (damped oscillation)

รูปที่ 2.39 แสดงการออสซิลเลตทางกล

ตามรูปที่ 2.39(A) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือก็จะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลตด้วยค่าคงที่ ดังรูปที่ 2.39(B) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆจนกระทั่งหยุดลงเนื่องจาก ผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.39 ได้เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



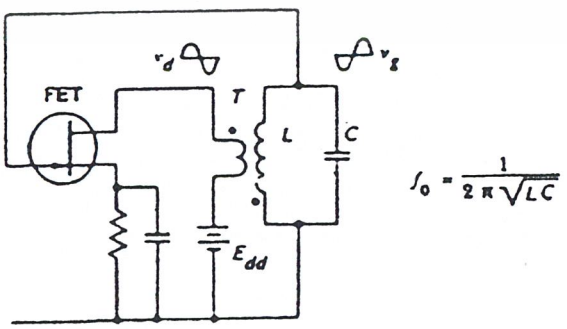
(A) (B)

รูปที่ 2.40 แสดงการเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.40 (A) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวที่เก็บประจุ C เต็มแล้ว กระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุผ่านไปยังขดลวด L แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของการเฉื่อยหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดดังนั้นเมื่อกระแสที่ไหลจากตัวเก็บประจุ C ไปยังขดลวด L หมดแล้ว (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าที่การประจุตัวเก็บประจุอีกกลับไปกลับมาเช่นนี้ สภาวะการไหลของกระแสออสซิลเลตจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั่นหมายความว่าการออสซิลเลตจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.40(B) ซึ่งเหมือนกับการออสซิลเลตทางกล (โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา)

การออสซิลเลตในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ เรียกว่า การออสซิลเลตแบบแดมป์ (damped oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลตเป็นไปอย่างต่อเนื่องจะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไปหรือกล่าวได้ว่า ลูกตุ้มนาฬิกาจะต้องถูกผลักเล็กน้อยเมื่อเคลื่อนที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลตทางไฟฟ้าสวิตช์จะต้องถูกผลักกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_C มีค่าสูงสุด เพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลักกลับตำแหน่งเดิม

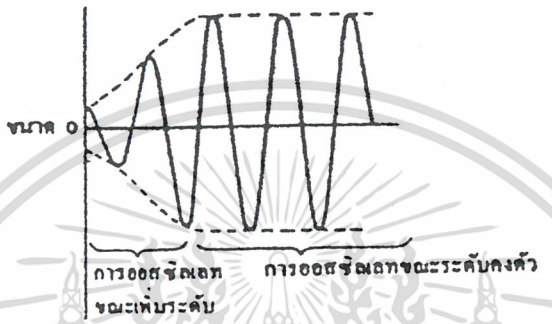
โดยอาศัยหลักการออสซิลเลตทางกลมาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลตทางไฟฟ้าลองมาพิจารณาจากวงจรจริง ดังรูป 2.41



รูปที่ 2.41 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจรจะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้นยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลตอ่อนๆ ขึ้นในวงจร LC และเกิดศักดา V_g ขึ้นด้วยค่าศักดา V_g จะถูกขยายโดยเฟต ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดปฐมภูมิของทรานฟอร์เมอร์มีค่าเป็น V_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น V_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานที่ป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลตได้ ขนาดของการออสซิลเลตจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.42 และการออสซิลเลตในลักษณะแรกนี้เรียกว่า "การออสซิลเลตช่วงเริ่มแรก" หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่าการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง



รูปที่ 2.42 การออสซิลเลตในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง

การออสซิลเลตตามที่ได้อธิบายมานี้กระแสที่ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องได้รับมาจากกำลังงานที่จ่ายออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

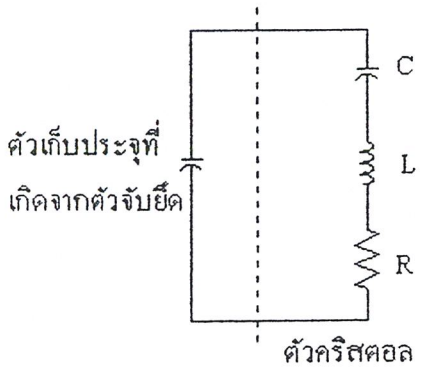
2.7.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอร์ตซหรือคริสตอล (Crystal Oscillator)

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของเครื่องส่งมีค่าสูงหรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันมาตรฐานใช้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอร์ตซเมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอร์ตซ ผลึกควอร์ตซก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอลมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรเรโซแนนซ์ที่ สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



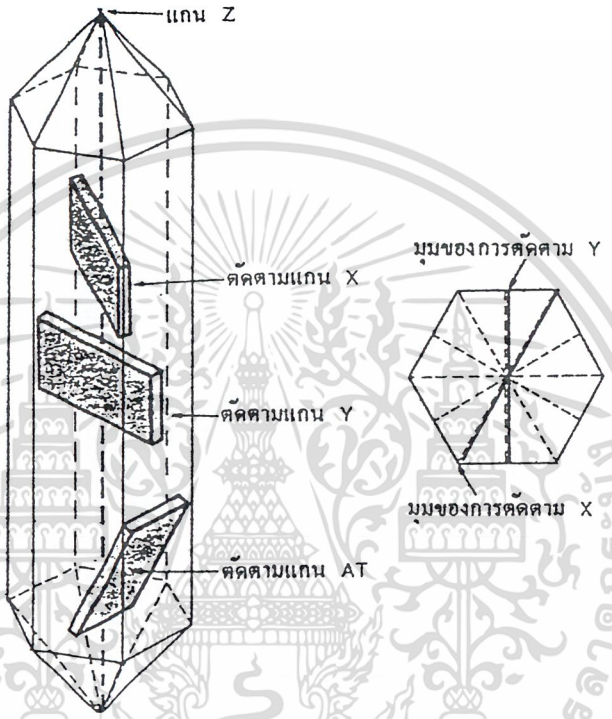
รูปที่ 2.43 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

คริสตอลเป็นเพียงผลึกของควอร์ตซที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัว ดังวงจรสมมูลรูปที่ 2.43 แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลตของสัญญาณน้อยมากและในขณะเรโซแนนซ์นั้นส่วนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกันผลึกควอร์ตซนี้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอนไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึมโดยผลึกควอร์ตซที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกน ดังแสดงในรูป 2.44

แกน X เป็นแกนที่ลากระหว่างมุมสองมุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉากกับผิวหน้าของตัวคริสตอลนั่นคือถ้าหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่งไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามก็เรียกว่าการตัดแบบ X (X-cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลงแต่ถ้าตัดในแนวแกน Y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือ Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอล ขณะเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มากดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัดคือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.44 เราอาจจะตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆก็ได้ ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิตลอดจนความถี่ฮาร์มอนิกที่ใช้งานแตกต่างกัน ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอลจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการเรโซแนนซ์ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบางก็หมายความว่าความถี่ของการเรโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 เมกะเฮิรตซ์ไม่เกิน 50 เมกะเฮิรตซ์แต่ถ้าต้องการความถี่สูงกว่านี้อีกมักใช้ฮาร์มอนิกของสัญญาณนั่นเอง อุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ หรือใช้งานเป็นตัวกระตุ้นในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่และเกิดความร้อนกับตัวมันสูงสุดจนมันเสียหายได้ จากที่กล่าวแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรออสซิลเลเตอร์ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถหาได้จากการกำหนดค่า Q ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า Q ของคริสตอลมักมีค่าสูงกว่าค่า Q ของวงจรจูนที่ประกอบด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายกันในปัจจุบันมีค่า Q ประมาณ 5000 ถึง 30000 เราจึงพอจะเห็นแล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจร LC ออสซิลเลเตอร์มาก



รูปที่ 2.44 แสดงผลึกควอร์ตซและการตัดผลึก

2.7.3 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

คุณลักษณะของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

1. คุณสมบัติการเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (linear property) ช่วยในการควบคุมค่าอัตราการขยายของสัญญาณ (gain) และเฟสชิฟต์ของสัญญาณ (phase shift)
2. คุณสมบัติทางโอเวอร์โหลด (overload property) ช่วยในการควบคุมรูปร่างและขนาดแอมปลิจูดของสัญญาณที่ผลิตได้

สาเหตุที่มีวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์หลายชนิดเนื่องจากการออกแบบวงจรนั้นขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของคริสตอล ซึ่งจะทำให้ได้ความถี่ในช่วงกว้าง

ความถี่ของสัญญาณที่จะออสซิลเลตได้นั้นจะแปรค่าตามความต้านทานภายในของคริสตอล

การที่จะขับคริสตอลให้สามารถทำงานได้นั้นต้องทำให้ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรแมตช์กับค่าความต้านทานซึ่งต่ออนุกรมอยู่ภายในคริสตอล (R_S)

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามไม่ว่าค่าความต้านทานภายในของคริสตอลจะมีค่าเท่าไรแต่ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องเปลี่ยนแปลงตามให้แมตช์กันอย่างเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรนั้นๆด้วยว่าสามารถทำงานได้ดีที่สุดในช่วงความถี่ใดเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นไม่มีรูปแบบที่แน่นอน

2.7.4 ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควอตร์ซคริสตอล

แบ่งได้ 3 ชนิดใหญ่ๆ ดังนี้

1. แบบพื้นฐาน ใช้ที่ความถี่ไม่เกิน 20 เมกะเฮิรตซ์ เช่น วงจรแบบ Pierce และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 90 % ของค่า Q ภายในของออสซิลเลเตอร์
2. แบบฮาร์มอนิก ใช้ในช่วงความถี่ 20 – 100 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรแทงก์ LC หรือเป็นระบบที่ใช้ L และ C ในการเลือกฮาร์มอนิกที่ต้องการ โดยมีการใช้วงจรอิมิตเตอร์คัปเปลอร์ฮาร์มอนิก (Emitter–coupled Harmonic) คือมีเสถียรภาพทางความถี่แบบช็อตเทอม (short–term) ดีที่สุด คือมีการรบกวนทางเฟส (phase noise) ต่ำที่สุดและค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 80% ของค่า Q ภายในคริสตอล เงื่อนไขของวงจรแบบที่ 1 และ 2 คือต้องการส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่เสถียรในระบบการเลื่อนเฟส (phase shift)
3. แบบบริดจ์ ใช้ในช่วงความถี่มากกว่า 100 เมกะเฮิรตซ์ เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนมากกว่าสองแบบแรก แต่เป็นวงจรที่จะทำให้ได้ค่า Q ในวงจรมากกว่าค่า Q ภายในของคริสตอล มีหลักการคือการใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อไปหักล้างกับส่วนของค่าความต้านทานภายในของคริสตอล โดยคิดค่า L และ C ภายในของคริสตอลด้วย มีลักษณะคือจะช่วยให้เสถียรภาพทางความถี่แบบช็อตเทอมสูงขึ้น ใช้วงจรบัทเลอร์ฟอลโลเวอร์ (Butler– follower)

เกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกวงจรที่เราจะใช้ ประกอบด้วย

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

2.8 ควอดราเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)

การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแบบควอดราเจอร์ดีเทกชันเป็นการใช้การแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอร์เรนชิเอท (differentiate) กล่าวคือแสดงการดิฟเฟอร์เรนชิเอทให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าดังนี้

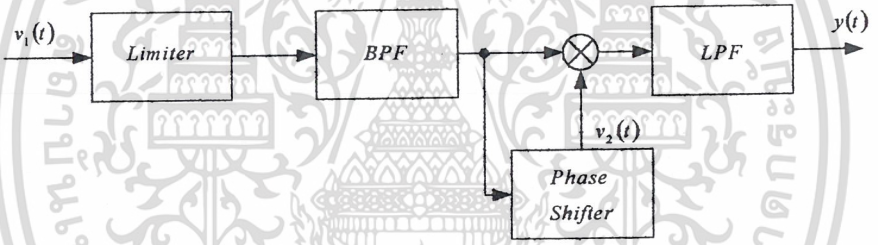
$$\frac{d}{dt}\phi(t)=\frac{1}{\tau}[\phi(t)-\phi(t-\tau)] \qquad (2.99)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของสัญญาณเอฟเอ็มนั้น เนื่องจาก $\phi(t) = k\int_{-\infty}^{t} m(t)dt$ ดังนั้นจะสามารถผูกพันสมการ (2.99) กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t-\tau)] = \tau\frac{d}{dt}\phi(t) = k\,m(t) \tag{2.100}$$

นั่นคือสามารถสร้าง $\phi(t-\tau)$ และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t-\tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ การสร้างสัญญาณ $\phi(t-\tau)$ จากสัญญาณเอฟเอ็มก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase shifter) นั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t)-\phi(t-\tau)$ นั้นจะทำได้โดยนำสัญญาณเอฟเอ็มเดิมกับสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.45 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิมิตเตอร์และวงจรกรองความถี่เฉพาะผ่านมีไว้จัดการกับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลาและให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูปที่ 2.45 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน

ควอดราเจอร์ดีเทกชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบดีเทกชันข้างต้นที่ตั้งการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c\tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณเอฟเอ็มที่เข้ามาเขียนได้เป็น $v_1(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$ สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_2(t) = \cos[\omega_c(t-\tau) + \phi(t-\tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t-\tau)] \tag{2.101}$$

เมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ผลที่ได้ออกมาก็จะเขียนได้เป็น

$$y(t) \approx \sin[\phi(t) - \phi(t-\tau)] \tag{2.102}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

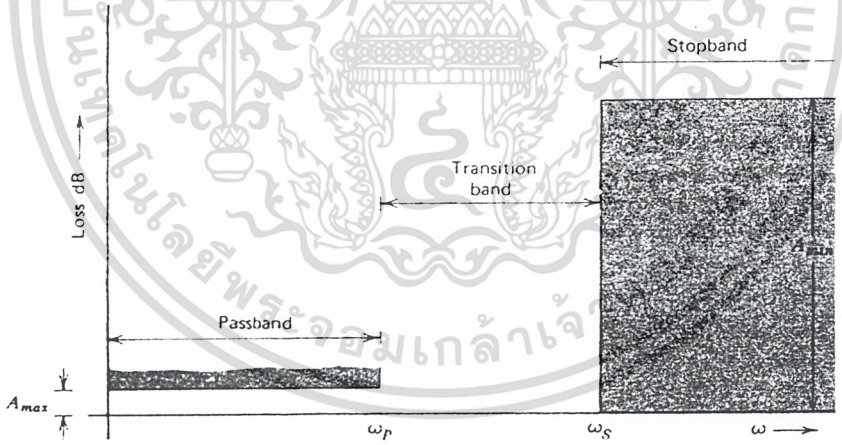
และเนื่องจาก τ มีค่าเล็กมากทำให้ $\varphi(t)-\phi(t-\tau) << \pi$ เราจึงสามารถประมาณค่าสมการ(2.102) เป็นดังนี้

$$y(t) \approx [\phi(t)-\phi(t-\tau)] = k\tau\, m(t) \tag{2.103}$$

จะเห็นได้ว่าสามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟสนี้

2.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

ฟังก์ชั่นพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter: LPF) คือยอมให้ความถี่ต่ำผ่านไปโดยมีการสูญเสียน้อยที่สุดและลดทอนที่ความถี่สูง ลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงได้ดังรูป 2.46 คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการอยู่ในบริเวณพื้นที่แรเงา วงจรกรองความถี่ต่ำต้องการให้สัญญาณผ่านได้ตั้งแต่สัญญาณไฟตรงจนถึงความถี่คัทออฟ (ω_p) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่าการลดทอนเป็น A_{max} dB ช่วงของความถี่ตั้งแต่สัญญาณไฟตรงจนถึง ω_p ถูกเรียกว่า " ช่วงผ่าน (pass band) " ส่วนความถี่ที่สูงกว่า ω_p ซึ่งมีการลดทอนเป็น A_{min} dB ช่วงของความถี่ตั้งแต่ ω_s จนถึงอนันต์ถูกเรียกว่า "ช่วงหยุด (stop band)" และ ω_s เป็นตำแหน่งขอบของความถี่ช่วงหยุด ω_p จนถึง ω_s ถูกเรียกว่า "ช่วงการส่งผ่าน (transition band)" ทั้ง 4 พารามิเตอร์คือ ω_p, ω_s, A_{min} และ A_{max} เป็นตัวบอกลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.46

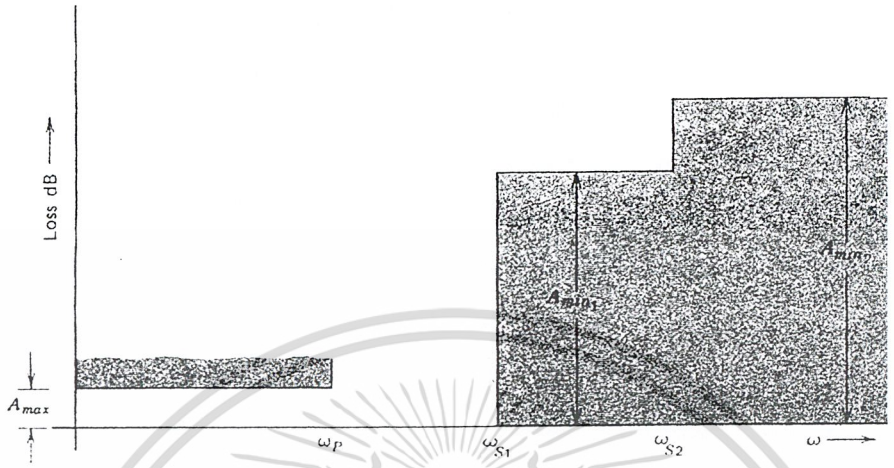


รูปที่ 2.46 วงจรกรองความถี่ต่ำที่ต้องการ

คุณลักษณะโดยทั่วไปของช่วงหยุดกล่าวได้ว่าคือ ปริมาณที่มีค่าแตกต่างกันของการลดทอนในช่วงหยุดแสดงดังรูป 2.47 ในที่นี้การลดทอนจาก ω_{s1} ถึง ω_{s2} คือ A_{min1} ขณะที่การลดทอนจาก ω_{s2} ถึงอนันต์คือ A_{min2} โดยส่วนมากการนำไปใช้จะใช้ช่วงผ่านที่มีระดับเดียว ฟังก์ชั่นอัตราขยายอันดับที่ 2 ซึ่งกล่าวถึงคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Gain = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{b}{S^2 + aS + b} = \frac{\omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} S + \omega_p^2} \qquad (2.104)$$

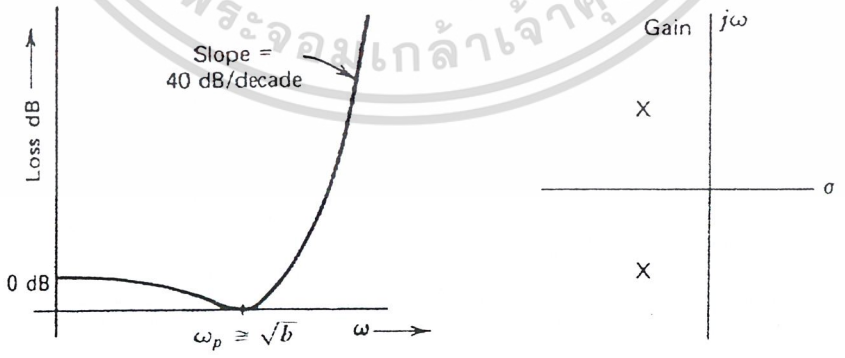


รูปที่ 2.47 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีช่วงหยุดไม่ราบเรียบ

ผลตอบสนองของฟังก์ชั่นการสูญเสียคือ

$$Loss = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{S^2 + aS + b}{b} \qquad (2.105)$$

สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูป 2.48(A) ณ ความถี่ต่ำที่มีค่าความสูญเสียเข้าใกล้ 1 (0dB) ขณะที่ ณ ความถี่สูงการสูญเสียเพิ่มขึ้นเป็น S^2 นั่นคือที่ ≈ 40 dB/decade ฟังก์ชั่นอัตราขยายอันดับที่ 2 มี 1 คู่ของโพลที่เป็นค่าเชิงซ้อนดังรูป 2.48(B)



รูปที่ 2.48 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย

(A) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย

(B) ตำแหน่งของโพลและอัตราการขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งตำแหน่งของ pole เป็นตัวกำหนดลักษณะของการตอบสนองความถี่ในช่วงผ่าน

2.9.1 ω และเซนซิติวิตี้ของ Q

จาก

$$T(S) = K \frac{S^2 + \frac{\omega_Z}{Q_Z} S + \omega_Z^2}{S^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} S + \omega_P^2} \tag{2.106}$$

โดยเซนซิติวิตี้ของระบบคือ ค่าของการเปลี่ยนแปลงของค่าปฏิบัติจากค่าปกติ ขั้นแรกเราพิจารณาเซนซิติวิตี้ของความถี่ ณ จุดโพล (ω_p) ซึ่งเปลี่ยนแปลงกับค่า R ค่าโพลเซนซิติวิตี้นิยามว่า เปอร์ยูนิต (per-unit) ที่เปลี่ยนแปลงระหว่างความถี่ตำแหน่งโพล $\Delta\omega_p/\omega_p$ กับหน่วยเปอร์ยูนิตที่เปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน ΔR, R

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \tag{2.107}$$

$$= \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial\omega_p}{\partial R} \tag{2.108}$$

สมการสมมูลคือ

$$S_R^{\omega_p} = \frac{\partial(\ln\omega_p)}{\partial(\ln R)} \tag{2.109}$$

เซนซิติวิตี้ของพารามิเตอร์ ω_z, Q_p, Q_z และ K จนถึงบางอุปกรณ์ของเครือข่ายนิยามได้ดังนี้

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p} \frac{\partial\omega_p}{\partial C} \quad S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial\omega_p}{\partial R} \quad S_R^K = \frac{R}{K} \frac{\partial K}{\partial R} \tag{2.110}$$

จากสมการที่ (2.109) สามารถจัดรูปให้ง่ายต่อการคำนวณโดยเซนซิติวิตี้ของพารามิเตอร์ p ในรูปองค์ประกอบ x คือ

$$S_x^p = \frac{x}{p} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{\partial(\ln p)}{\partial(\ln x)} \tag{2.111}$$

ถ้า p ไม่ใช่ฟังก์ชั่นของ x (เช่น p เท่ากับค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_x^p = 0 \tag{2.112}$$

ถ้า $p = cx$ ซึ่ง c เป็นค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_x^{cx} = \frac{\partial(\ln cx)}{\partial(\ln x)} = \frac{\partial(\ln c)}{\partial(\ln x)} + \frac{\partial(\ln x)}{\partial(\ln x)} = 1 \qquad (2.113)$$

และจากความสัมพันธ์

$$S_x^p = -S_x^{1/p} \qquad (2.114)$$

ตามสมการ (2.109) ดังนั้น

$$-S_x^{1/p} = -\frac{\partial(\ln 1/p)}{\partial(\ln x)} = -\frac{\partial(-(\ln p))}{\partial(\ln x)} = S_x^p \qquad (2.115)$$

ในทำนองเดียวกันสามารถแสดงได้ว่า

$$S_x^p = -S_{1/x}^p \qquad (2.116)$$

ความสัมพันธ์ที่สามารถนำมาใช้ได้ซึ่งพิสูจน์ได้ดังนี้

$$S_x^{p_1 p_2} = S_x^{p_1} + S_x^{p_2} \qquad (2.116a)$$

$$S_x^{p_1/p_2} = S_x^{p_1} - S_x^{p_2} \qquad (2.116b)$$

$$S_{x^n}^p = \frac{1}{n} S_x^p \qquad (2.116c)$$

$$S_x^{p^n} = n S_x^p \qquad (2.116d)$$

$$S_x^{p_1+p_2} = \frac{p_1 S_x^{p_1} + p_2 S_x^{p_2}}{p_1 + p_2} \qquad (2.116e)$$

$$S_x^{cf(x)} = S_x^{f(x)} \qquad (2.116f)$$

ซึ่ง c ไม่ขึ้นกับ x และ $f(x)$ เป็นฟังก์ชันของ x วงจรกรองความถี่มีหลายแบบซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึง 2 แบบที่นิยมใช้ทั่วไปคือ แบบบัตเทอร์เวิร์ทและแบบเชบีเชฟ

2.9.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเทอร์เวิร์ท

ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำสามารถแสดงในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$\left|H(j\omega)\right|^2 = 1 + \left|K(j\omega)\right|^2 = 1 + \left|\frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}\right|^2 \qquad (2.117)$$

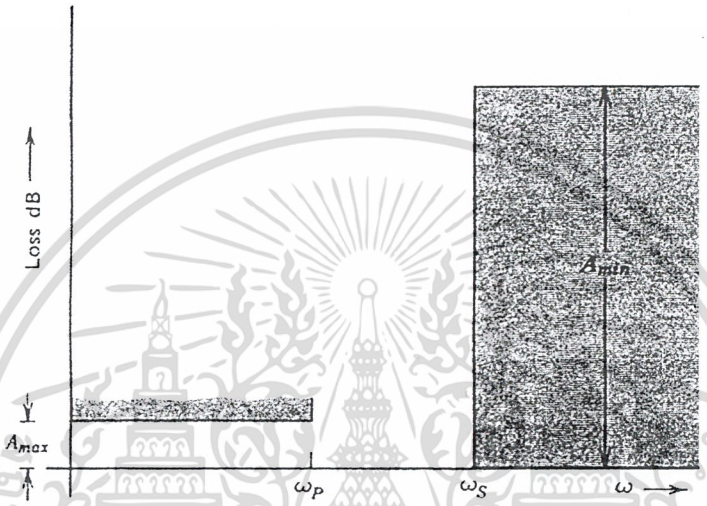
โดยที่ $H(S)$ คือฟังก์ชันการสูญเสีย (Loss) และ $K(S) = \frac{N(S)}{D(S)}$ คืออัตราส่วนของฟังก์ชันในเทอม S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชัน *K(S)* ถูกเลือกใช้ค่าที่มีขนาดต่ำในช่วงผ่านจึงทำให้ขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าเข้าใกล้ 1 ส่วนในช่วงหยุดขนาดของ *K(S)* ต้องมีค่ามากๆเพื่อให้ได้ค่าสูญเสียในช่วงผ่านที่น่าพอใจแสดงในรูป 2.49

$$K(S) = P_n(S) = a_0 + a_1 S + a_2 S^2 + ...a_n S^n \qquad (2.118)$$

สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $P_n(S)$ อันดับที่ n จะเลือกค่าตอบสนองของฟังก์ชันการสูญเสีย *H(S)* ที่ให้ค่าของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.49 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

บัตเทอร์เวิร์ทมีคุณลักษณะดังนี้

$$K(S) = P_n(S) = \varepsilon\left(\frac{S}{\omega_p}\right)^n \qquad (2.119)$$

โดย ε คือค่าคงที่

n คืออันดับของโพลิโนเมียล

และ ω_p คือขอบเขตความถี่ของช่วงผ่าน สามารถแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันการสูญเสียดังนี้

$$\left| H(j\omega) \right| = \left| \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| = \sqrt{1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}} \qquad (2.120)$$

พิจารณาสัญญาณไฟตรง จากสมการ (2.120) ที่ซึ่งค่าการสูญเสียถูกมองเป็น 1 โดยความชันของฟังก์ชั่นที่สัญญาณไฟตรงที่เป็นอนุกรมไบโนเมียล (ประมาณว่า ω=0)

$$\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n} \ll 1 \qquad (2.121)$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}\right]^{1/2} = 1+\frac{1}{2}\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n} -\frac{1}{8}\varepsilon^4\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{4n} +\frac{1}{16}\varepsilon^6\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{6n} +..... \quad (2.122)$$

จากสมการ (2.122) แสดงได้ว่าค่าเบี่ยงเบนค่าแรกของการกระจายจำนวนที่ $2n$-1 มีค่าเท่ากับ 0 (ณ ตำแหน่ง ω =0) เมื่อ *K(S)* ถูกเลือกให้เป็นโพลิโนเมียลอันดับที่ n ซึ่งเป็นจำนวนที่สูงสุดของค่าเบี่ยงเบนที่ถูกทำให้เป็น 0 ดังนั้นจะมีความชันที่ราบเรียบเสมือนสัญญาณไฟตรงซึ่งแบบบัตเทอร์เวิร์ทนี้รู้จักกันดี ที่เรียกว่า "แมกซิมัลลีแฟลต(Maximally Flat)" จากสมการ (2.120) สามารถหาค่าการสูญเสียในหน่วย dB ได้ดังสมการ (2.33)

$$A(\omega) = 10log_{10}\left[1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2n}\right] \quad (2.123)$$

โดยเฉพาะในช่วงขอบเขตความถี่ช่วงผ่าน $\omega = \omega_p$ จะมีค่าสูญเสียเป็น

$$A(\omega_p) = 10log_{10}(1+\varepsilon^2) \quad (2.124)$$

วงจรกรองความถี่โดยทั่วไประบุค่าการสูญเสียนี้เป็น A_{max} dB ดังนั้นพารามิเตอร์ ε สามารถแสดงความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียในช่วงผ่านนี้เป็น A_{max} ได้ดังสมการ (2.125)

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_{max}}-1} \quad (2.125)$$

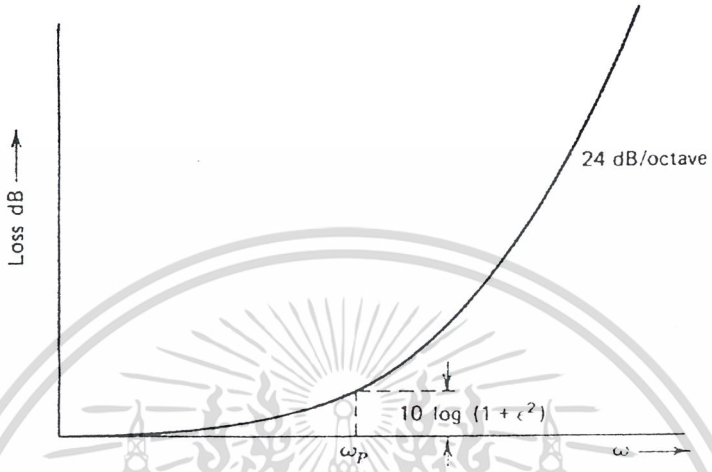
ที่ความถี่สูง ($\omega >> \omega_p$) จะมีค่าการสูญเสียดังนี้

$$20log_{10}\varepsilon\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^n \quad (2.126)$$

ค่าการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นตามค่า n โดยสมการ (2.126) แสดงถึงที่ความถี่สูงจะมีความชันของการสูญเสีย ≈ 6 dB/Octave ดังนั้นในช่วงหยุดก็จะมีค่าการสูญเสียเพิ่มขึ้นตามค่า n ฟังก์ชันของการสูญเสียของบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 6 โดยมีคุณสมบัติซึ่งเรียบมากที่สุดของช่วงผ่าน ในทำนองเดียวกันกับการเพิ่มขึ้นตามธรรมชาติของการสูญเสียในช่วงหยุด ซึ่งจุดประสงค์ของการออกแบบคือ สะดวกต่อการพล็อตกราฟแสดงคุณสมบัติของค่า n ที่ต่างกันซึ่งแปรผกผันกับความถี่นอร์แมลไลซ์ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Omega = \varepsilon^{1/n}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \tag{2.127}$$

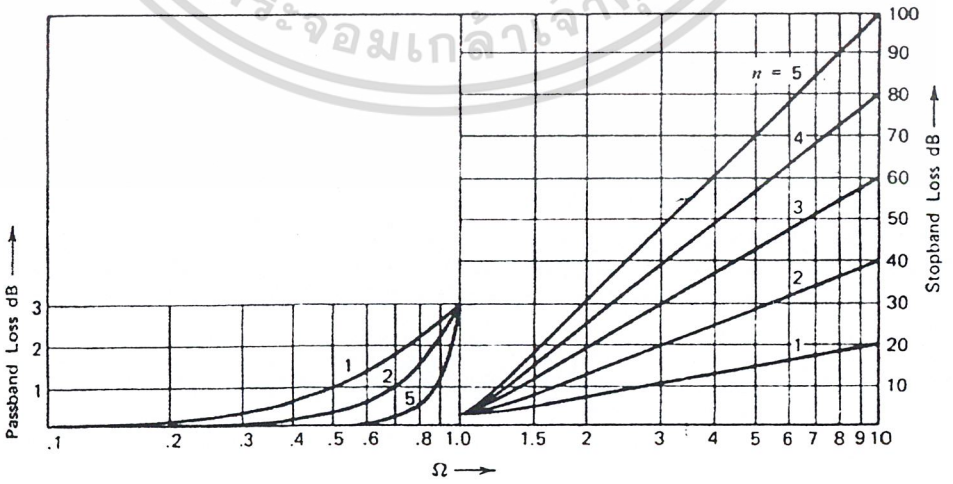


รูปที่ 2.50 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการสูญเสีย

ในเทอมของความถี่นอร์แมลไลซ์สามารถหาค่าการสูญเสียได้จาก

$$A(\Omega) = 10log_{10}(1+\Omega^{2n}) \tag{2.128}$$

ซึ่งฟังก์ชันที่พล็อตแสดงได้ดังรูปที่ 2.51 โดยกราฟที่ได้แสดงค่าถึงอันดับที่ 5



รูปที่ 2.51 ค่าการสูญเสียในเทอมของความถี่นอร์แมลไลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัตเทอร์เวิร์ทสามารถทราบได้โดยมีขนาดของฟังก์ชั่นของการสูญเสียซึ่งเรียกว่า $|H(j\omega)|$ สามารถแสดงฟังก์ชั่นการสูญเสียในเทอมของ S โดเมน $H(S)$ ซึ่งหาได้จากค่าของ $|H(j\omega)|$ โดยสามารถแสดงฟังก์ชัน $|H(j\omega)|$ ได้ในเทอมของส่วนของจำนวนจริงและส่วนจินตภาพดังนี้

$$|H(j\omega)| = \mathrm{Re}\,H(j\omega) + j\,\mathrm{Im}\,H(j\omega) \tag{2.129}$$

นำไปยกกำลังสองจะได้

$$\begin{aligned} \left|H(j\omega)\right|^2 &= (\mathrm{Re}\,H(j\omega))^2 + (j\,\mathrm{Im}\,H(j\omega))^2 \\ &= [\mathrm{Re}\,H(j\omega) + j\,\mathrm{Im}\,H(j\omega)][\mathrm{Re}\,H(j\omega) - j\,\mathrm{Im}\,H(j\omega)] \end{aligned} \tag{2.130}$$

และ

$$H(-j\omega) = \mathrm{Re}\,H(j\omega) - j\,\mathrm{Im}\,H(j\omega) \tag{2.131}$$

โดยที่

$$\left|H(j\omega)\right|^2 = H(j\omega)H(-j\omega) \tag{2.132}$$

ในทำนองเดียวกันในเทอมของนอร์แมลไลซ์ค่า Ω จะได้ว่า

$$\left|H(j\Omega)\right|^2 = H(j\Omega)H(-j\Omega) \tag{2.133}$$

สมการ (2.133) อธิบายถึงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของความถี่บนแกน $j\Omega$ อันนำมาซึ่งความสัมพันธ์ในรูปแบบทั่วไปของ S

$$\left|H(S)\right|^2 = H(S)H(-S) \tag{2.134}$$

โดยที่ S คือความถี่นอร์แมลไลซ์ซึ่งแปรตาม $\Sigma + j\Omega$ โดยรากของ $H(S)$ ก็คือรากของ $H(-S)$ ซึ่งเป็นการสะท้อนกับจุดกำเนิด โดยวงจรกรองความถี่นั้นจุดโพลทั้งหมดต้องอยู่ด้านซ้ายของ S plan ซึ่งคือรากของ $\left|H(S)\right|^2$ กับ $\left|H(S)\right|$ ส่วนระนาบด้านขวาคือรากของ $\left|H(-S)\right|^2$ กับ $\left|H(-S)\right|$ สำหรับบัตเทอร์เวิร์ทแสดงได้ดังสมการ (2.45)

$$\left|H(j\Omega)\right|^2 = 1 + \Omega^{2n} = 1 + [-(j\Omega)^2]^n \tag{2.135}$$

กระจายในเทอมของโดเมน S ได้เป็น

$$\left|H(S)\right|^2 = 1 + (-S^2)^n \tag{2.136}$$

และรากของ $\left|H(S)\right|^2$ หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1+(-S^2)^n = 0 \tag{2.137}$$

ดังนั้น

$$S_k = \exp\left[\frac{j\pi}{2}\left(\frac{2k+n-1}{n}\right)\right] \tag{2.138}$$

เมื่อ k = 1,2,.....,2n รากที่ 2n จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยและมีช่วงห่างกัน π/n เรเดียน สามารถเขียนในรูปของโดเมน S ได้ดังนี้

$$H(S) = \prod_j (S - S_j) \tag{2.139}$$

ซึ่ง S_j คือรากของระนาบทางด้านซ้ายของสมการ (2.138) รูปแบบของแฟกเตอร์ของโพลิโนเมียลบัตเทอร์เวิร์ทที่นอร์แมลไลซ์แล้วสำหรับค่า n ตั้งแต่ 1 ถึง 5 แสดงได้ดังตารางที่ 2.3 โดยมีความถี่คัทออฟคือ ω_p และการสูญเสียในช่วงผ่านที่มีค่าสูงที่สุดคือ A_{max} dB และแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ (2.140) และตารางที่ 2.3

$$S \text{ by } S\left(\frac{\varepsilon^{1/n}}{\omega_p}\right) \tag{2.140}$$

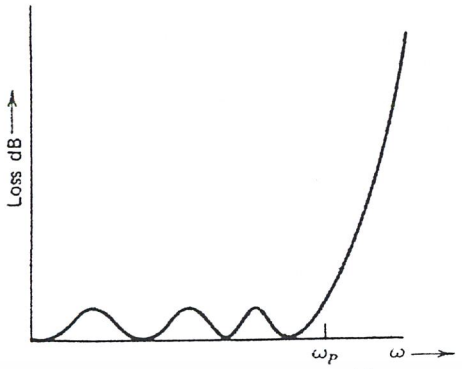
n	$H(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 1.414s + 1$
3	$(s^2 + s + 1)(s + 1)$
4	$(s^2 + 0.76537s + 1)(s^2 + 1.84776s + 1)$
5	$(s^2 + 0.61803s + 1)(s^2 + 1.61803s + 1)(s + 1)$

ตารางที่ 2.3 ตารางลำดับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น

2.9.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

คุณสมบัติที่สำคัญของแบบบัตเทอร์เวิร์ทคือมีการสูญเสียที่เรียบมากตั้งแต่จุดกำเนิดดังนั้นในช่วงผ่านจะมีความเรียบมากที่จุดกำเนิดและจะต่ำลงเมื่อเข้าใกล้ ω_p ยิ่งไปกว่านั้นการลดทอนในช่วงหยุดจะมีค่าน้อยกว่าโพลิโนเมียลชนิดอื่น เช่น แบบเชบีเชฟ ซึ่งจะมีการลดทอนที่เพิ่มขึ้นในช่วงหยุดโดยการเปลี่ยนเงื่อนไขในช่วงผ่าน หลักการที่ใช้ตั้งแต่การเปลี่ยนแปลงที่น้อยที่สุดจากคุณสมบัติความราบเรียบทาง อุดมคติสามารถคุณสมบัติการริปเปิ้ลดังรูปที่ 2.52 โดยโพลิโนเมียลแบบเชบีเชฟนี้คุณสมบัติที่ถูกพัฒนาในทางอุดมคติแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.52 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

ฟังก์ชันเชบีเชฟอันดับที่ n

$$C_n(\Omega) = \cos(n\cos^{-1}\Omega) \qquad |\Omega| \le 1 \qquad (2.141a)$$

$$= \cosh(n\cosh^{-1}\Omega) \qquad |\Omega| > 1 \qquad (2.141b)$$

ซึ่ง Ω คือความถี่นอร์แมลไลซ์

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_p}$$

ฟังก์ชันเชบีเชฟที่เป็นแบบโพลิโนเมียลในเทอม Ω จากสมการ (2.141a)

$$C_{n+1}(\Omega) + C_{n-1}(\Omega) = \cos((n+1)\cos^{-1}\Omega) + \cos((n-1)\cos^{-1}\Omega) \qquad (2.142)$$

ใช้คุณสมบัติการเป็นเอกลักษณ์ cos(A+B) +cos(A-B) = 2cosAcosB โดยทางขวามือลดรูปได้เป็น

$$2\cos(\cos^{-1}\Omega)\cos(n\cos^{-1}\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) \qquad (2.143)$$

จากความสัมพันธ์

$$C_{n+1}(\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) - C_{n-1}(\Omega) \qquad (2.144)$$

จากสมการ (2.141a) จะได้ว่า

$$C_0(\Omega) = 1$$

$$C_1(\Omega) = 2$$

สำหรับสมการโพลิโนเมียลที่มีอันดับสูงขึ้น จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.145) ดังนี้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

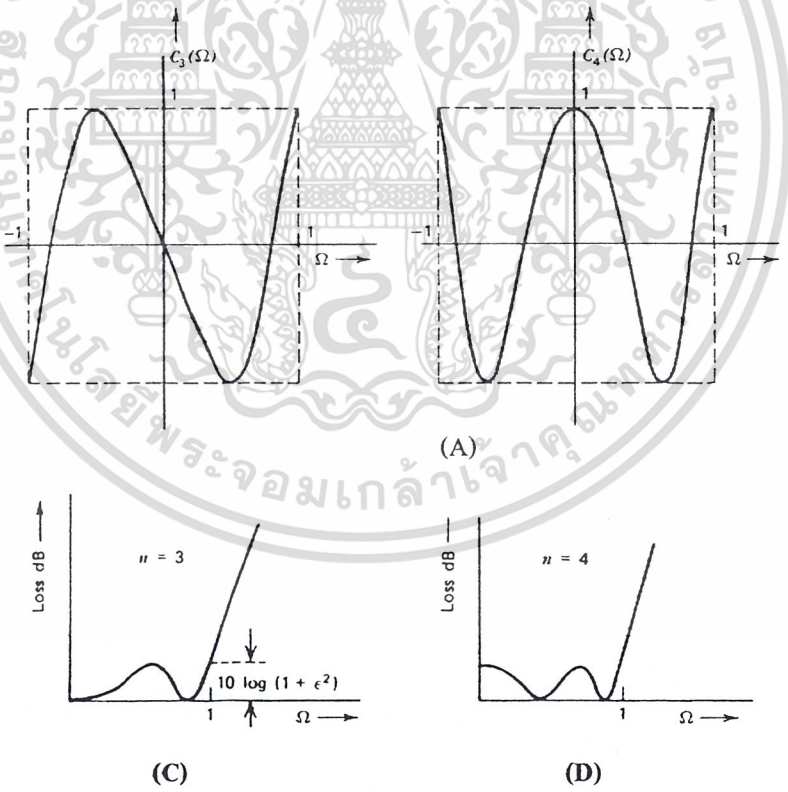
$$C_4(\Omega) = 8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$$

$$C_5(\Omega) = 16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega \qquad (2.145)$$

จากฟังก์ชั่นเชบีเชฟซึ่งแสดงรูปแบบของโพลิโนเมียลจะเห็นว่ามีริปเปิ้ลอยู่ในช่วง $-1<\Omega<1$ ฟังก์ชั่นการประมาณวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟหาได้จากโพลิโนเมียลของเชบีเชฟดังนี้

$$\left| H(j\Omega) \right| = \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \sqrt{1+\varepsilon^2 C_n^2(\Omega)} \qquad (2.146)$$

ฟังก์ชันการลดทอนของ $n=3$, $n=4$ แสดงได้ดังรูป 2.53(C), 2.53(D) ริปเปิ้ลจะอยู่ระหว่างค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของ $\sqrt{1+\varepsilon^2}$ สำหรับ $|\Omega| \le 1$ และจำนวนของค่าต่ำสุดของ $\left| H(j\omega) \right|$ ในช่วง $-1<\Omega<1$ จะเท่ากับจำนวนอันดับ n



รูปที่ 2.53 ริปเปิ้ลและฟังก์ชั่นการลดทอน

พิจารณาค่าการลดทอนของ $H(j\Omega)$ ที่ขอบของช่วงผ่านที่ความถี่ ω_p โดยให้ความถี่นอร์แมลไลซ์มีค่าเท่ากัน และค่า $C_n(1)=1$ ดังนั้นค่าการลดทอนจะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

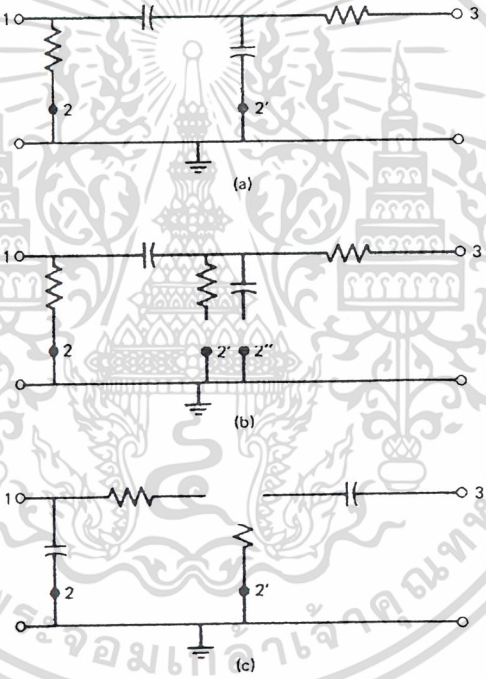
$$A_{max} = 10log_{10}(1+\varepsilon^2) \tag{2.147}$$

เพราะฉะนั้น ε มีค่าเท่ากับ

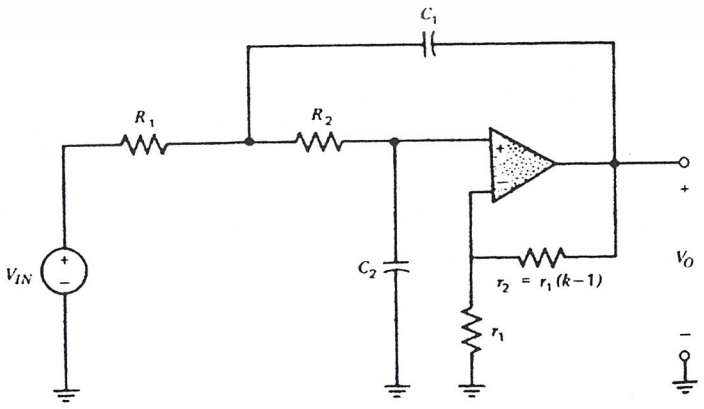
$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_{max}} - 1} \tag{2.148}$$

2.9.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Sallen and Key มีพื้นฐานจากการป้อนกลับแบบบวก วงจรประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.54 โดยอินพุทเข้าที่โหนด 2' ซึ่งจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.55



รูปที่ 2.54 วงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.55 ตัวอย่างวงจรกรองความถี่ผ่านแบบแอกทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรแบบแอกทีฟ โดยพิจารณาให้ออปแอมป์เป็นออปแอมป์ทางอุดมคติคือ

$$T_V = \frac{k/R_1R_2C_1C_2}{S^2+S\left(\frac{1}{R_1C_1}+\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1-k}{R_2C_2}\right)+\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{2.149}$$

เมื่อ

$$k = 1+\frac{r_2}{r_1}$$

พิจารณาการสังเคราะห์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้

$$T_{LP} = \frac{K}{S^2+\frac{\omega_p}{Q_p}S+\omega_p^2} \tag{2.150}$$

พิจารณาพารามิเตอร์ K,ω_p,Q_p ของอุปกรณ์พาสซีฟ R_1,R_2,C_1,C_2,k จาก (2.59) และ (2.60) จะได้

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{2.151}$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{(bw)_p} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}}{\frac{1}{R_1C_1}+\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1-k}{R_2C_2}} \tag{2.152}$$

$$K = \frac{k}{R_1R_2C_1C_2} \tag{2.153}$$

จากความสัมพันธ์ของค่าเซนซิติวิตี้จะได้

$$S^{\omega_p}_{R_1,R_2,C_1,C_2} = -\frac{1}{2} \tag{2.154a}$$

$$S^{\omega_p}_{k} = 0 \tag{2.154b}$$

$$S^{Q_p}_{R_1} = S^{\omega_p}_{R_1} - S^{(bw)_p}_{R_1} = -\frac{1}{2}-\frac{\frac{1}{R_1C_1}(-1)}{(bw)_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -\frac{1}{2} + Q_p \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \qquad (2.154c)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{R_2}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + Q_p \left(\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1-k) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right) \qquad (2.154d)$$

$$S_{C_1}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + Q_p \left(\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \right) \qquad (2.154e)$$

$$S_{C_2}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + (1-k) Q_p \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \qquad (2.154f)$$

$$S_{R_2}^{Q_p} = S_{R_1}^{Q_p} = -(1-k) Q_p \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \qquad (2.154g)$$

$$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{K} = -1 \qquad (2.154h)$$

$$S_{R_2}^{K} = -S_{R_1}^{K} = -\left(\frac{1-k}{k} \right) \qquad (2.154i)$$

เป้าหมายในการเลือกค่าของอุปกรณ์ก็คือค่าเซนซิติวิตี้จะต้องมีค่าต่ำเท่าที่จะเป็นไปได้ ในการเลือกค่าของ R_1, R_2, C_1, C_2, k ต้องเป็นไปตามสมการที่ (2.150) และ (2.151) โดยที่ค่า k เป็นเท่าใดก็ได้ ทางเลือกหนึ่งที่ทำให้ค่าเซนซิติวิตี้ต่ำก็คือ

$$k = 1 \qquad R_1 = R_2 = 1 \qquad 2.155a)$$

เพราะฉะนั้นค่าของอุปกรณ์ที่เหลือคือ

$$C_1 = \frac{2Q_p}{\omega_p} \qquad C_2 = \frac{1}{2\omega_p Q_p} \qquad (2.155b)$$

การสังเคราะห์แบบที่ 1 ค่าเซนซิติวิตี้ตามสมการ (2.155) จะมีค่าต่ำมาก อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีข้อเสียที่ต้องการค่าตัวเก็บประจุที่มีช่วงกว้าง ($C_1 / C_2 = 4Q_p^2$) แต่ค่า Q ที่ได้มีค่าต่ำ (Q<5) จากข้อจำกัดนี้จึงทำให้ไม่เป็นที่นิยม สำหรับการสังเคราะห์แบบที่ 2 จะใช้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากันคือ

$$C_1 = C_2 = 1 \qquad R_1 = R_2 = R \qquad (2.156a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.150), (2.151) จะได้

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega_p} \qquad k = 3 - \frac{1}{Q_p} \tag{2.156b}$$

โดยการสังเคราะห์แบบที่ 2 นี้ค่าเซนซิติวิตี้ Q ที่ได้มีค่าสูงกว่าการสังเคราะห์แบบที่ 1 สำหรับการสังเคราะห์แบบที่ 3 ค่าเซนซิติวิตี้ Q จะมีค่าต่ำกว่าการสังเคราะห์แบบที่ 2 โดยค่าของอุปกรณ์หาได้จาก

$$C_2 = 1 \qquad C_1 = \sqrt{3}Q_p \qquad \frac{R_2}{R_1} = \frac{Q_p}{\sqrt{3}} \tag{2.157a}$$

$$R_2 = \frac{1}{\sqrt{3}\omega_p} \qquad R_1 = \frac{1}{Q_p\omega_p} \qquad k = \frac{4}{3} \tag{2.157b}$$

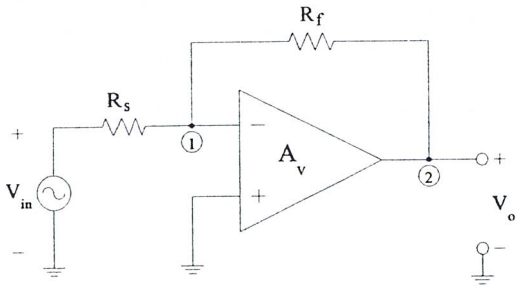
ค่าเซนซิติวิตี้ของการสังเคราะห์แบบต่างๆจะได้ดังตารางที่ 2.4

	Design 1	Design 2	Design 3 (Saraga)
$S^{\omega_p}_{R_1,R_2,C_1,C_2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$S^{\omega_p}_{k}$	0	0	0
$S^{Q_p}_{R_1}$	0	$-\frac{1}{2}+Q_p$	$-\frac{1}{2}+0.58Q_p$
$S^{Q_p}_{R_2}$	0	$\frac{1}{2}-Q_p$	$\frac{1}{2}-0.58Q_p$
$S^{Q_p}_{C_1}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}+2Q_p$	$\frac{1}{2}+0.58Q_p$
$S^{Q_p}_{C_2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}-2Q_p$	$-\frac{1}{2}-0.58Q_p$
$S^{Q_p}_{r_2} = -S^{Q_p}_{r_1}$	0	$2Q_p-1$	$0.58Q_p$
$S^{K}_{R_1,R_2,C_1,C_2}$	-1	-1	-1
$S^{K}_{r_1} = -S^{K}_{r_1}$	0	$1-\frac{1}{3-1/Q_p}$	$\frac{1}{4}$

ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงค่าเซนซิติวิตี้

2.10 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

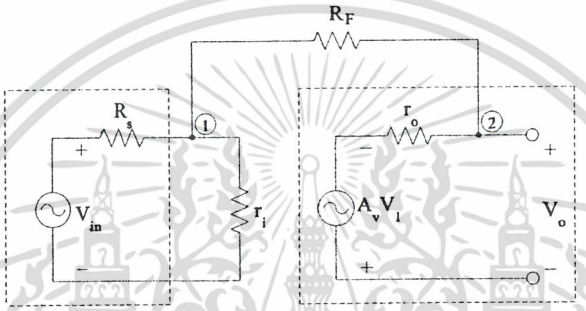
วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งให้อัตราขยายหลังการป้อนกลับที่คงที่และได้รับความนิยมมากแบบหนึ่ง



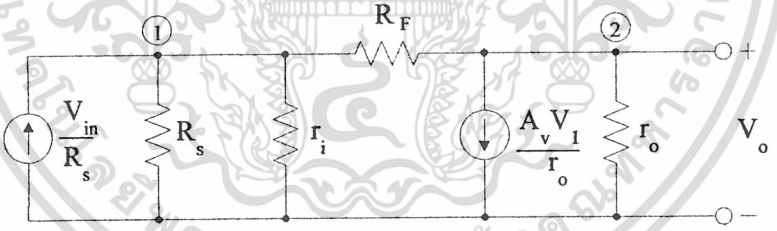
รูปที่ 2.56 วงจรขยายสัญญาณกลับเฟส (Inverting Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนวงจรสมมูลของออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตในรูปที่ 2.56 โดยแทนวงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติจะได้วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสดังรูปที่ 2.57 เมื่อแทนแหล่งกำเนิดสัญญาณแรงดันและความต้านทานอนุกรมในรูปที่ 2.57 ด้วยแหล่งกำเนิดกระแสและความต้านทานขนานของนอร์ตัน (Norton's equivalent circuit) จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.58 หลังจากนั้นใช้การวิเคราะห์แบบโหนด (nodal analysis) เพื่อหาค่าของอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต (อัตราขยาย) ในรูปของความต้านทานอินพุต, ความต้านทานเอาต์พุต, ความต้านทานป้อนกลับและอัตราการขยายของออปแอมป์



รูปที่ 2.57 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา



รูปที่ 2.58 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.57 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีของนอร์ตัน

Node 1:
$$V_1\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{r_i}+\frac{1}{R_F}\right)-V_o\left(\frac{1}{R_F}\right)=\frac{V_{in}}{R_s} \tag{2.158}$$

Node 2:
$$-V_1\left(\frac{1}{R_F}\right)+V_o\left(\frac{1}{R_F}+\frac{1}{r_o}\right)=\frac{-A_V V_1}{r_o} \tag{2.159}$$

$$-V_1\left(\frac{1}{R_F}-\frac{A_v}{r_o}\right)+\left(\frac{1}{R_F}+\frac{1}{r_o}\right)=0 \tag{2.160}$$

จากสมการที่ 2.158 และสมการที่ 2.160 สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S}+\frac{1}{r_1}+\frac{1}{R_F} & \frac{-1}{R_F} \\ \frac{-1}{R_F}+\frac{A_v}{r_o} & \frac{1}{R_F}+\frac{1}{r_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{R_S} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.161}$$

ใช้การแก้สมการด้วยวิธีของคราเมอร์ (Cramer's rule) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตด้วยเมตริกซ์ตามสมการที่ 2.161 จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\left[\frac{R_F}{R_S}\right] \times \frac{1}{\left[1+\frac{(1+\frac{r_o}{R_F})(1+\frac{R_F}{R_S}+\frac{R_F}{r_i})}{A_V(1-\frac{r_o}{A_V R_F})}\right]} \tag{2.162}$$

หากความต้านทานเอาต์พุต r_o มีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ส่งผลให้สมการที่ 2.161 จะเหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{-R_F}{R_S}\right] \times \frac{1}{\left[1+\frac{1}{A_V}(1+\frac{R_F}{R_S}+\frac{R_F}{r_i})\right]} \tag{2.163}$$

และหากอัตราการขยายของออปแอมป์ที่ใช้มีค่าสูงมากสามารถประมาณสมการที่ 2.162 ได้เหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\left(\frac{R_F}{R_S}\right) \tag{2.164}$$

จากสมการที่ 2.163 พบว่าอัตราการขยายจะมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศาซึ่งทั้งหมดนั้นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสจะทำงานได้โดยสมบูรณ์บนสมมุติฐาน (assumption) ที่ว่าอัตราการขยายของออปแอมป์มีค่าสูงมาก, ความต้านทานด้านอินพุตมีค่ามาก, ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าน้อยมากจึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.163

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

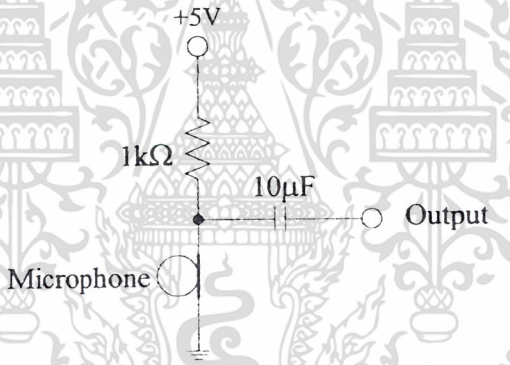
บทที่ 3
การคำนวณและการสร้าง

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นเรื่องของการคำนวณและการสร้างวงจรขึ้นมาโดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวมาในบทที่ 1 รวมถึงอาศัยทฤษฎีและหลักการในบทที่ 2 มาใช้ร่วมกันในการสร้างวงจร โดยการสร้างวงจรให้ได้ผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบวงจรแต่ละส่วนจะอาศัยบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 โดยใช้ทฤษฎีจากบทที่ 2 มาสร้างเป็นวงจรแทนแต่ละบล็อก การออกแบบการสร้างวงจรจะเริ่มต้นจาก

ภาคส่ง

3.1 วงจรไมโครโฟน (Microphone)

ไมโครโฟนเลือกใช้ไมโครโฟนชนิดคอนเดนเซอร์และไมโครโฟนชนิดนี้ต้องการไบอัส ดังนั้นจึงต้องมีวงจรไบอัสซึ่งสามารถทำการต่อวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 วงจรไมโครโฟน

3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณเสียงที่ได้จากไมโครโฟนมีขนาดต่ำจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ในการทดลองนี้เลือกใช้ออปแอมป์ LF353 และสามารถคำนวณอัตราขยายได้จาก

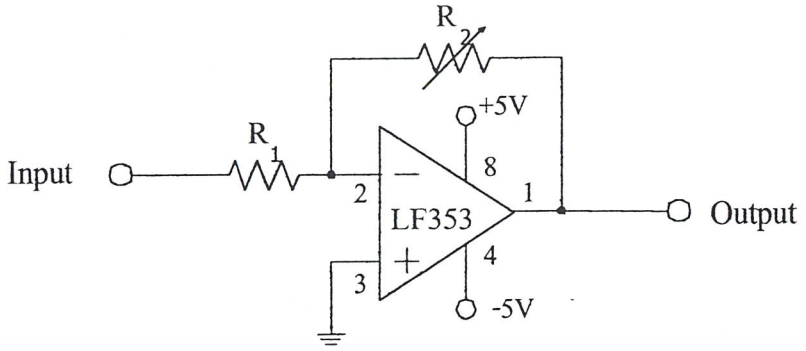
$$\text{อัตราขยายแรงดัน } A_{V(max)} = \frac{-R_2}{R_1} \qquad (3.1)$$

$$= \frac{-(10k\Omega)}{100\Omega}$$

$$= -100$$

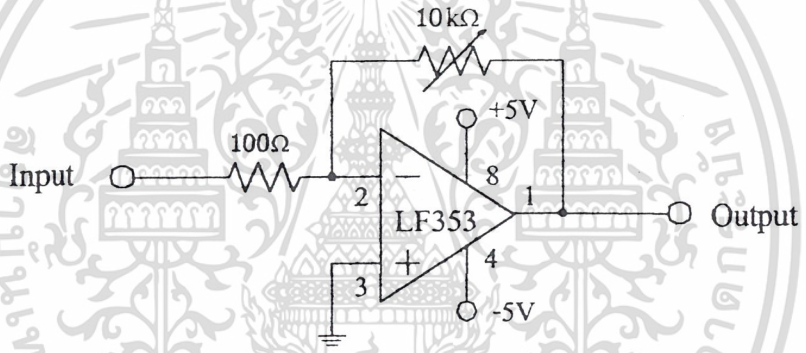
สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟสได้ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

โดยที่ $R_2 = 10k\Omega$ และ $R_1 = 100\Omega$ ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณเสียงดังรูป 3.3 โดยมีค่าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 100 เท่า (แบบกลับเฟส)



รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่อัตราขยาย 100 เท่า

3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ (Active Low Pass Filter)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ อันดับที่ 8 และให้มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ในตารางที่ 3.1 คือ

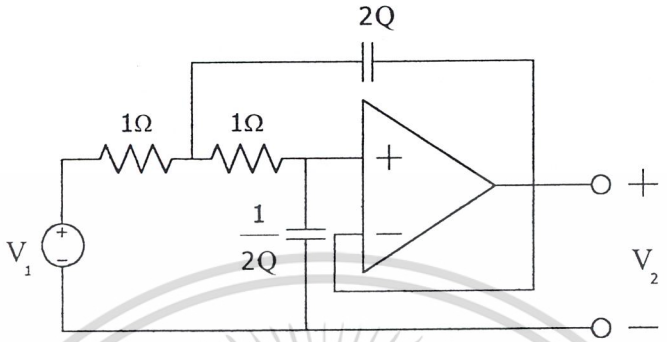
Even-Order	2	4	6	8	10
Q_1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51
Q_2		1.31	0.71	0.60	0.56
Q_3			1.93	0.90	0.71
Q_4				2.56	1.10
Q_5					3.20

Odd-Order	3	5	7	9	11
Q_1	1.00	0.62	0.55	0.53	0.52
Q_2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q_3			2.24	1.00	0.76
Q_4				2.88	1.20
Q_5					3.51

ตารางที่ 3.1 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราการขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีการนอมัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

เมื่อ
$$C_1 = 2Q \qquad (3.2)$$
$$C_2 = \frac{1}{2Q}$$

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.1 แล้วทำการสเกลความถี่และสเกลค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการคือ

$$R_{new} = R_{old} \times R_m \qquad (3.3)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_C \times R_m} \qquad (3.4)$$

เมื่อ f_C คือความถี่คัทออฟ และ R_m คือความต้านทานที่ต้องการเปลี่ยนค่าไปจากเดิมเป็นจำนวนเท่า วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับที่ 8 มีค่า Q ทั้งหมด 4 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้

ที่ Q_1 = 0.51 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.51) = 1.02$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.51) = 0.98$

ที่ Q_2 = 0.60 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.60) = 1.20$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.60) = 0.83$

ที่ Q_3 = 0.90 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(0.90) = 1.80$

$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.90) = 0.56$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Q_4 = 2.56 จะได้ R = 1

$C_1 = 2Q = 2(2.56) = 5.12$

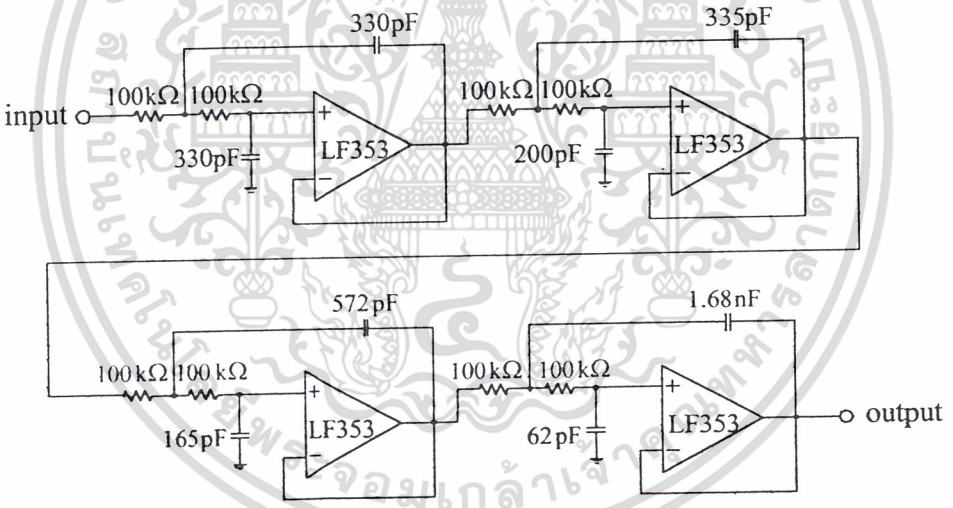
$C_2 = 1/2Q = 1/2(2.56) = 0.195$

เมื่อกำหนดค่า R_m = 100 $k\Omega$ และนำค่าที่ได้ไปแทนในสมการ 3.3 และ 3.4 ได้ผลดังตารางที่ 3.2

ความถี่		Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
5 kHz	$R_1 = R_2$	100k Ω	100k Ω	100k Ω	100k Ω
	C_1	324.6pF	382pF	572.9pF	1.62nF
	C_2	312pF	265pF	172pF	62pF

ตารางที่ 3.2 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่าง ๆ

เมื่อนำค่าต่างๆ ที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของแต่ละชุด จะได้วงจรในแต่ละชุดโดยออปแอมป์ในวงจรคือไอซีเบอร์ LF353 ดังรูป



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟทางภาคส่งความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิรตซ์

3.4 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปการออกแบบประกอบด้วยวงจรต่างๆ ได้แก่

1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
(VCO:Voltage Controlled Oscillator)

2 วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (Dual Modulus Prescale) โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12032

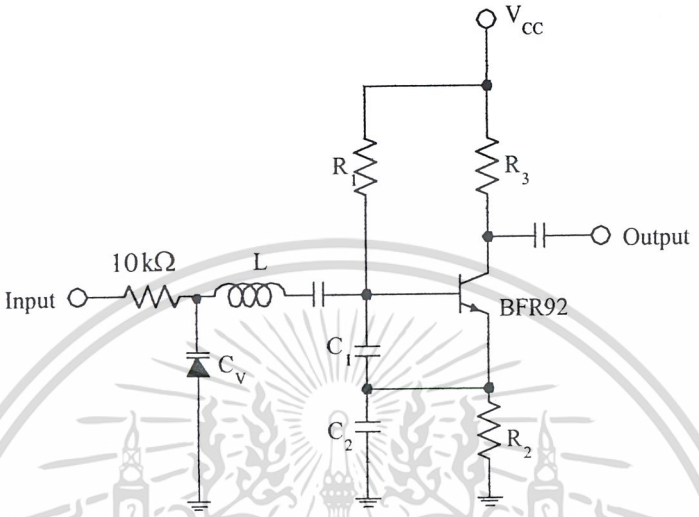
3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector) ซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152-2

4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) ดังรูปที่ 3.6

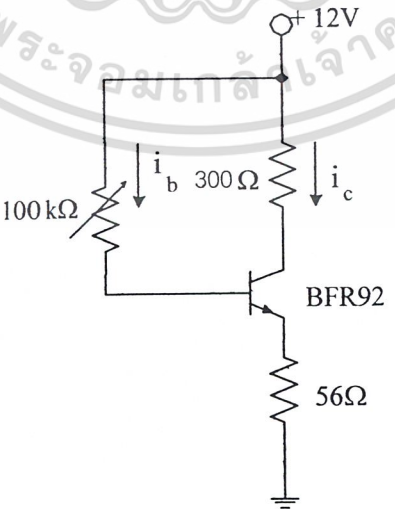


รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ (Colpitts Oscillator)

ทำการไบอัสโดยให้

R_1 = 100kΩ

R_2 = 56Ω



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลทางดีซีของวงจรกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการ i_c = 10 mA

$g_m = i_c / V_T = 0.35$

เพราะฉะนั้นจาก

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega(C_1 C_2 / C_1 + C_2)} \quad (3.5)$$

$$R_{in} = \frac{1}{(2\pi \times 436.5MHZ)^2 (10pF \times 10pF)} \quad (3.6)$$

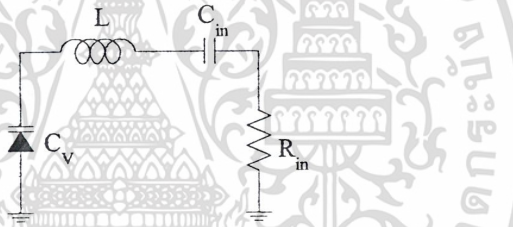
$$= -116.45\ \Omega$$

ให้ $C_1 = C_2 = 10$ pF เพราะฉะนั้น

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

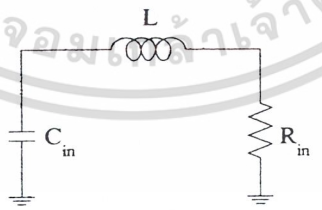
$$= \frac{10pF \times 10pF}{10pF + 10pF}$$

$$= 5pF$$



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ

จากรูปได้ว่า $C_N = C_{in}$ อนุกรมกับ C_V



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_V

วาริแคปเบอร์ BB105 ซึ่ง เลือกค่า C_V กลางๆประมาณ 240 pF ดังนั้นได้ค่า C_N และ L ดังนี้

$$C_N = \frac{C_{in} C_V}{C_{in} + C_V}$$

$$= \frac{5pF \times 240pF}{5pF + 240pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

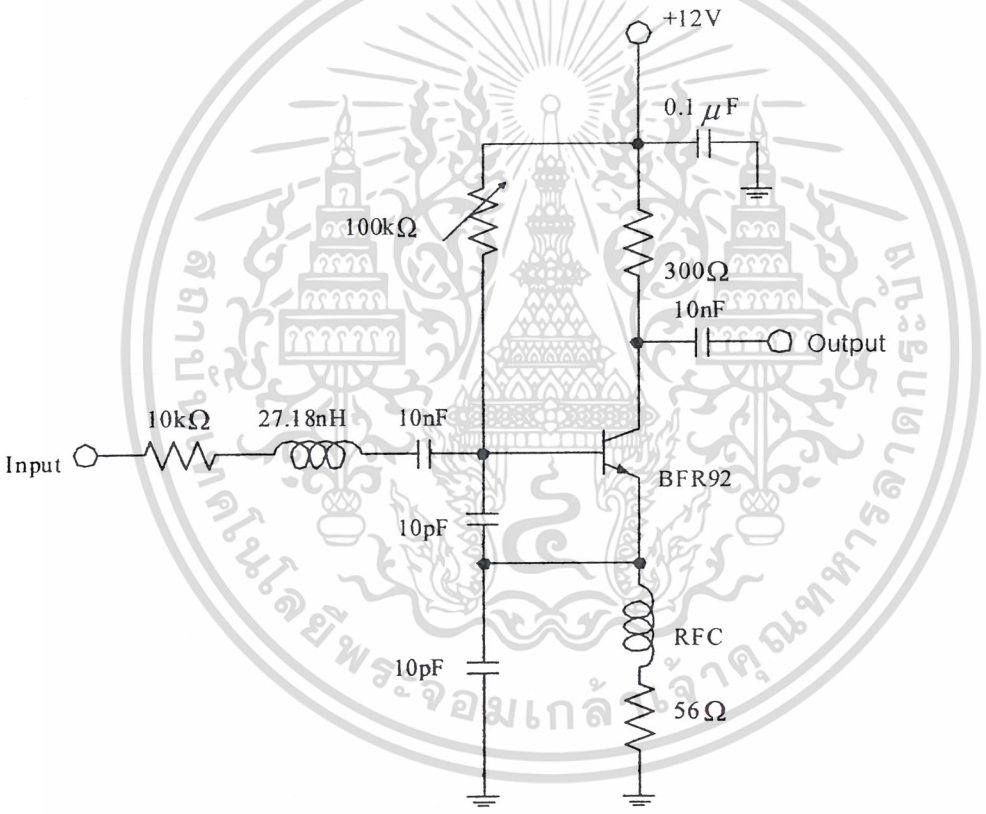
$$= 4.89pF$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_N}$$

$$= \frac{1}{(2\pi \times 436.5MHz)^2 (4.89pF)}$$

$$= 27.18nH$$

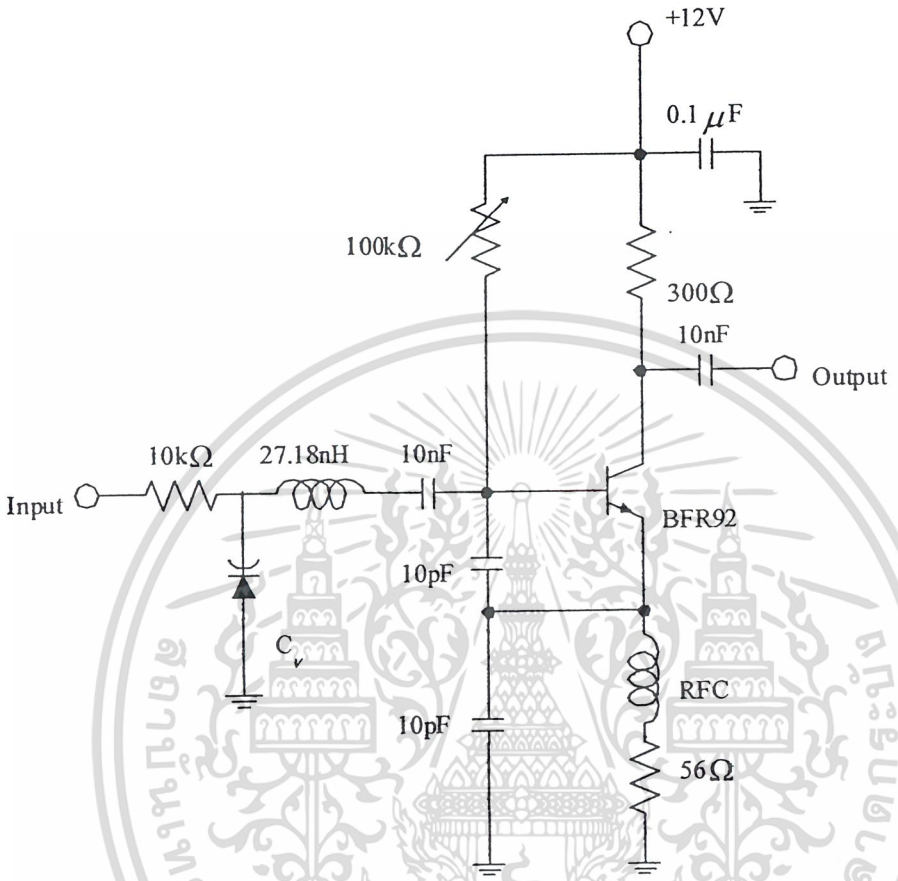
เมื่อทำการใส่ค่าตามที่ได้คำนวณแล้วจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณดังรูป 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

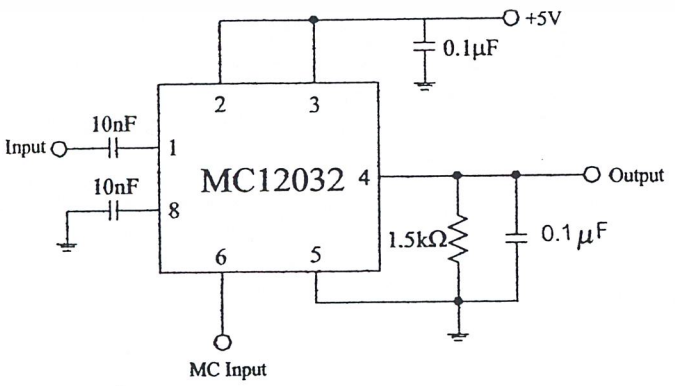
จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูป 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

3.4.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสคีเทกเตอร์โดยใช้ไอซี MC12032 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.12

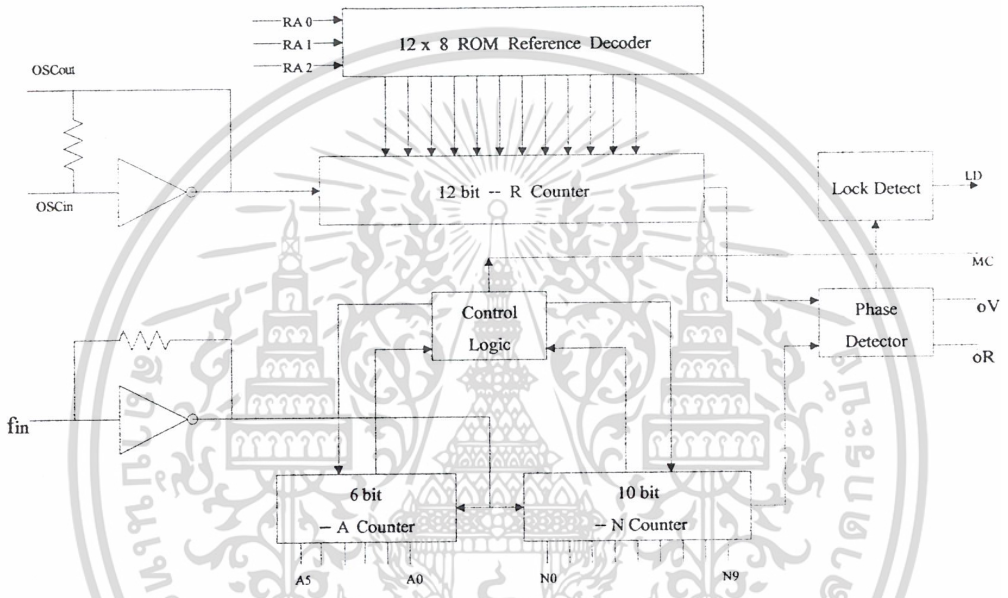


รูปที่ 3.12 การต่อวงจรของไอซี MC12032

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซี MC145152–2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังแสดงได้ตามรูปที่ 3.13 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิตแบบขนานโดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Dectect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกลูปอีกด้วย



รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบต่าง ๆภายใน MC145152–2

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวอ้างอิงและหารความถี่ลงมาโดยกำหนดจากค่า RA_0 , RA_1 และ RA_2 ในวงจรส่วนนี้กำหนด RA_0 , RA_1 และ RA_2 เป็น " 1 0 1 " ซึ่งเท่ากับการหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลด้วย 1024

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

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด(N_t)โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า(f_{vco}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{vco}}{f_{ref}} = \frac{436.5MHz}{10kHz} = 43650$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_t = NP + A$ จากดาต้าชีทของไอซี 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 ; 43650 = (N * 64) + A

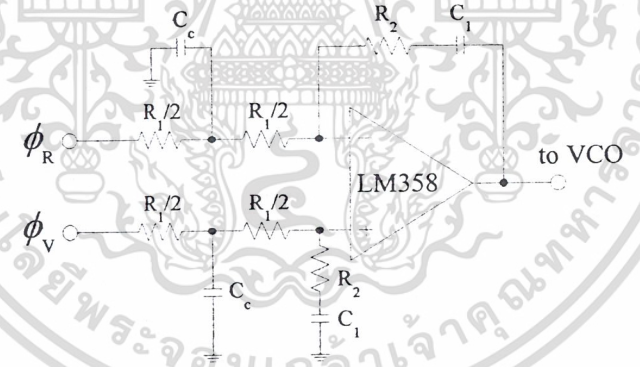
ดังนั้น N = 682 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB) 1010101010 (LSB)

A = 2 แปลงเป็นเลขฐาน2ได้เป็น (MSB) 000010 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้ามีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้ามีค่าลดลงตามไปด้วยซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิตของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz (64 * 10 kHz) ต่อ 1 บิตของ N

3.4.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์LM 358 มีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 โครงสร้างวงจรลูปฟิลเตอร์

ซึ่งมีการออกแบบโดยกำหนดให้

f_o = 436.5 *MHz* (local oscillator frequency)

f_s = 10 *kHz* (channel spacing)

f_b = 0.01 f_s (loop bandwidth)

f_{rc} = 20 f_b (filter cut off frequency)

δ = 0.8 (loop damping factor)

V_{DD} = 5 volts (PLL supply voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K_{vco} = $2\pi \frac{\Delta fvco}{\Delta Vvco}$ (VCO gain , measureed on VCO)

C_1 = 0.1 μF (active integrator component)

K_ϕ = $\frac{V_{DD}}{2\pi}$ (Phase detector gain) (3.7)

ω_n = $\frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2+1+\sqrt{\left((2\delta^2+1)^2+1\right)}}}$ (Natural frequency) (3.8)

N_t = $\frac{f_o}{f_s}$ (Total Division ratio in feedback loop) (3.9)

R_1 = $\frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t}$ (3.10)

R_2 = $\frac{2\delta}{\omega_n C_1}$ (3.11)

C_c = $\frac{4}{2R_1 f_{rc}}$ (3.12)

จากสมการข้างต้น ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ R_1 , R_2 และ C_c เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการคือ

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957$$

$$K_{vco} = 2\pi \frac{\Delta fvco}{\Delta Vvco} = 2\pi \frac{(579.8-402.5)MHz}{12} = 92.83 \times 10^6 \ rad/V$$ (ได้จากการวัด)

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01 \times 10 \times 10^3 = 100 \ Hz$$

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2+1+\sqrt{((2(0.8)^2+1)^2+1)}}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69 \ rad/\sec$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{436.5 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 43650$$

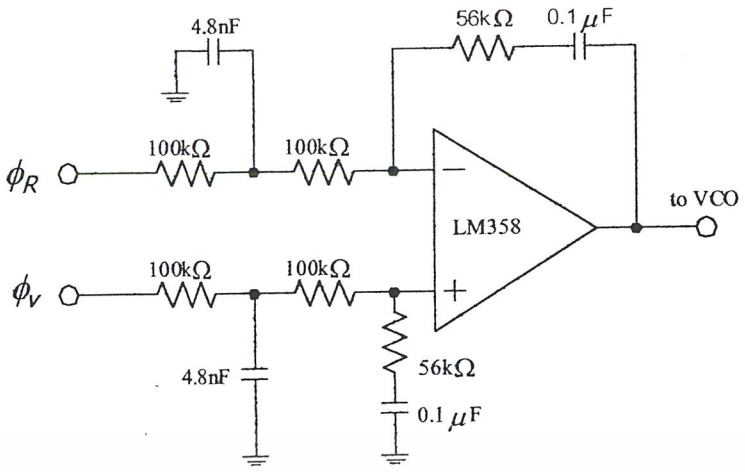
$$R_1 = \frac{0.7957 \times 92.83 \times 10^6}{0.1 \times 10^{-6} \times (287.69)^2 \times 43650} = 204.457 k\Omega$$

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

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 204.457 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 4.8 \ nF$$

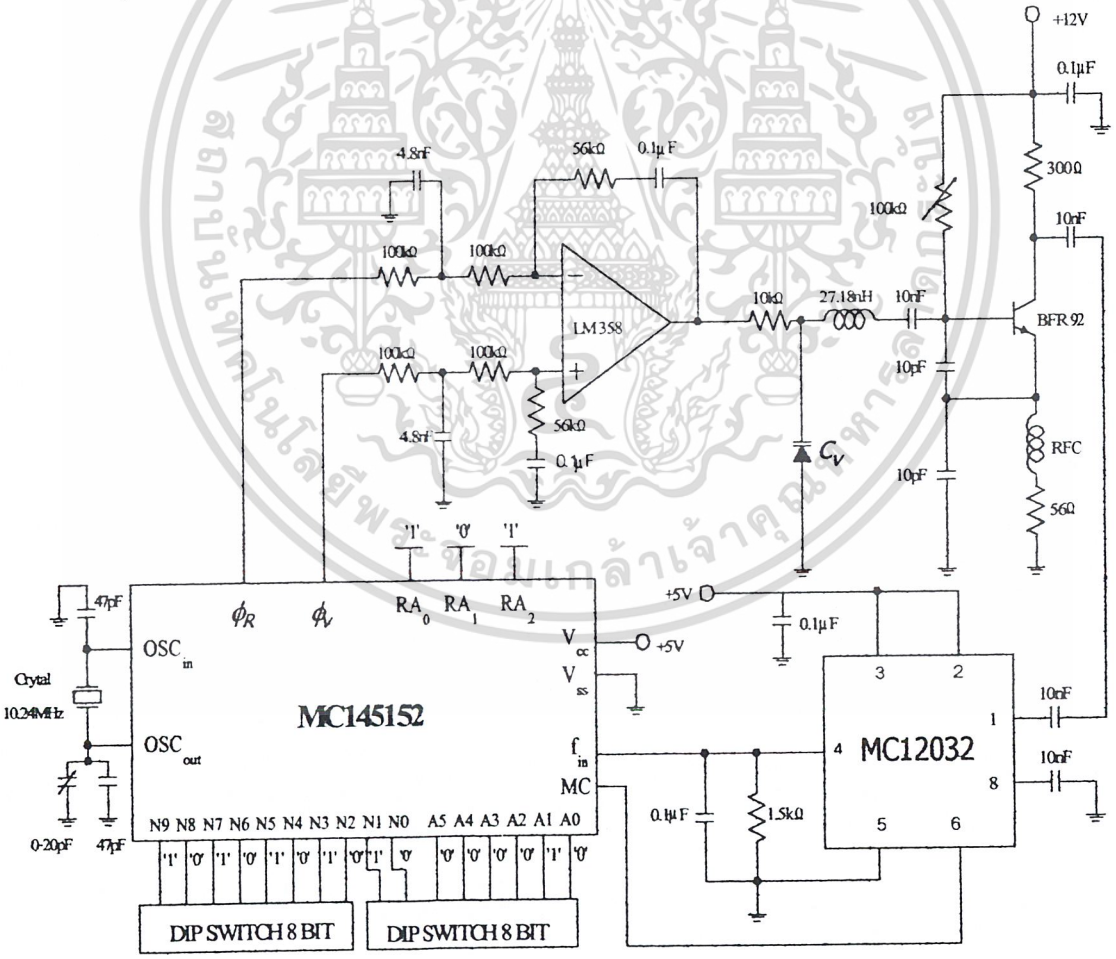
ตามคำแนะนำ ให้ R_1 แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 100 $k\Omega$ และ 100 $k\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ 56 $k\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจรลูปฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 วงจรลูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง

หลังจากคำนวณได้ดังนี้แล้วนำวงจรแต่ละส่วนรวมเข้าด้วยกันจะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

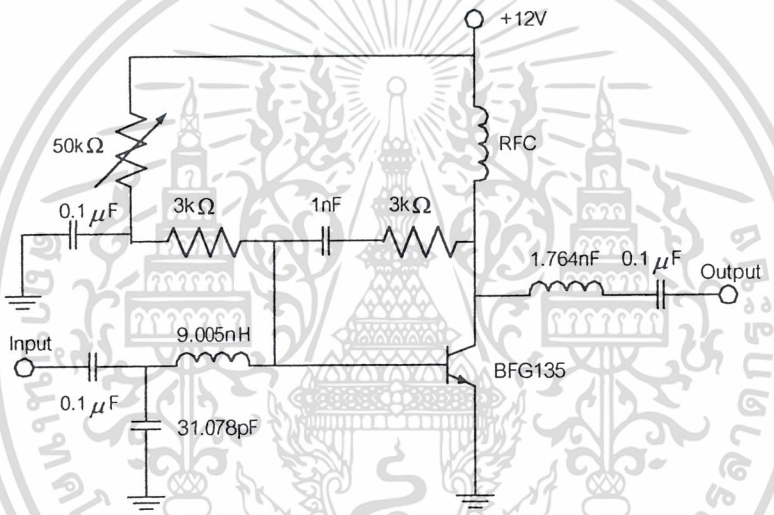
3.5 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม

การมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มในโครงงานนี้จะทำการมอดูเลตโดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้หลักการที่ว่าวีซีโอจะเปลี่ยนความถี่เนื่องจากแรงดันควบคุม ดังนั้นถ้าเราป้อนสัญญาณเข้าไปรวมกับแรงดันควบคุมที่วงจรสังเคราะห์ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ก็จะสามารถทำการมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มได้

3.6 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

(436.5 MHz RF Driver Amplifier)

ในการสร้างเราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG135 การออกแบบวงจรใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิตช่วยในการออกแบบ ได้วงจรดังรูปที่ 3.17

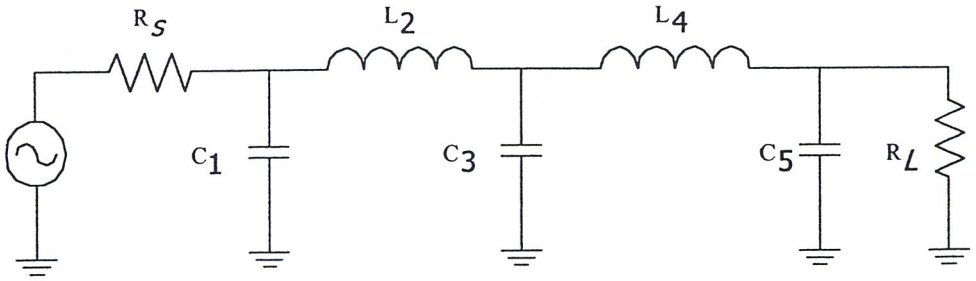


รูปที่ 3.17 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

ภาครับ

3.7 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบบีเชฟ (Chebyshev)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5 มีค่าริปเปิ้ล 0.5 dB และให้มีความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.18 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันดับ	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5
5	1.000	1.807	1.303	2.691	1.303	1.807

ตารางที่ 3.3 ค่าพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ อันดับที่ 5

$$C = \frac{c_n}{2\pi f_c R}$$

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

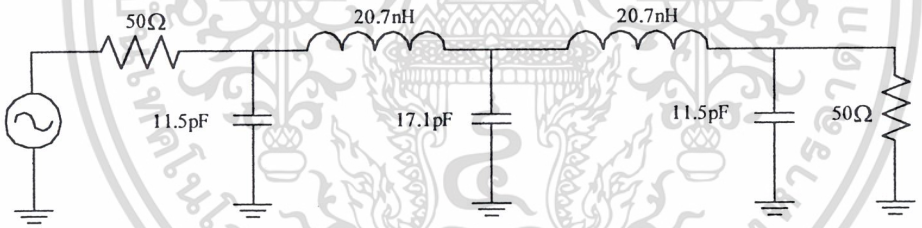
$$C_1 = \frac{1.807}{2\pi(500\times10^6)(50)} = 11.5pF$$

$$L_2 = \frac{1.303(50)}{2\pi(500\times10^6)} = 20.7nH$$

$$C_3 = \frac{2.691}{2\pi(500\times10^6)(50)} = 17.1pF$$

$$L_4 = \frac{1.303(50)}{2\pi(500\times10^6)} = 20.7nH$$

$$C_5 = \frac{1.807}{2\pi(500\times10^6)(50)} = 11.5pF$$

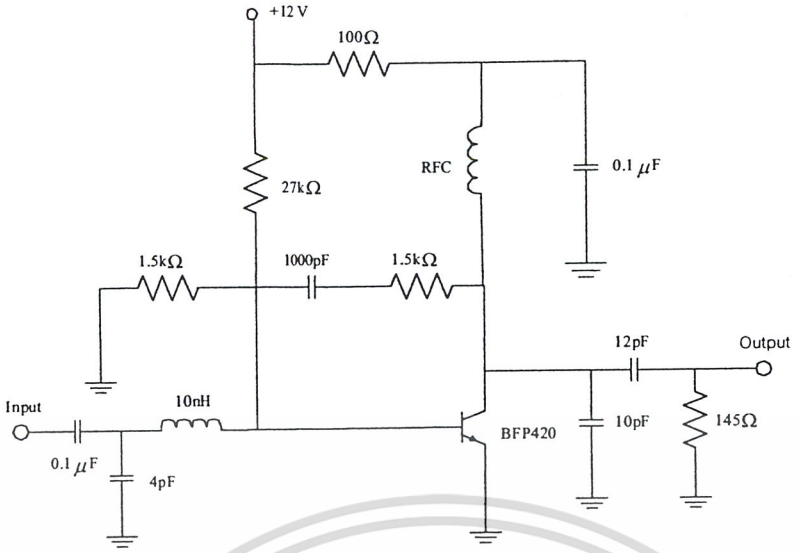


รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดเชบีเชฟ อันดับที่ 5 คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์

3.8 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

นำสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ผ่านไปทำการขยายขนาดสัญญาณ โดยในการสร้างเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์BFP420 ใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิตช่วยในการออกแบบได้ดังรูปที่ 3.20

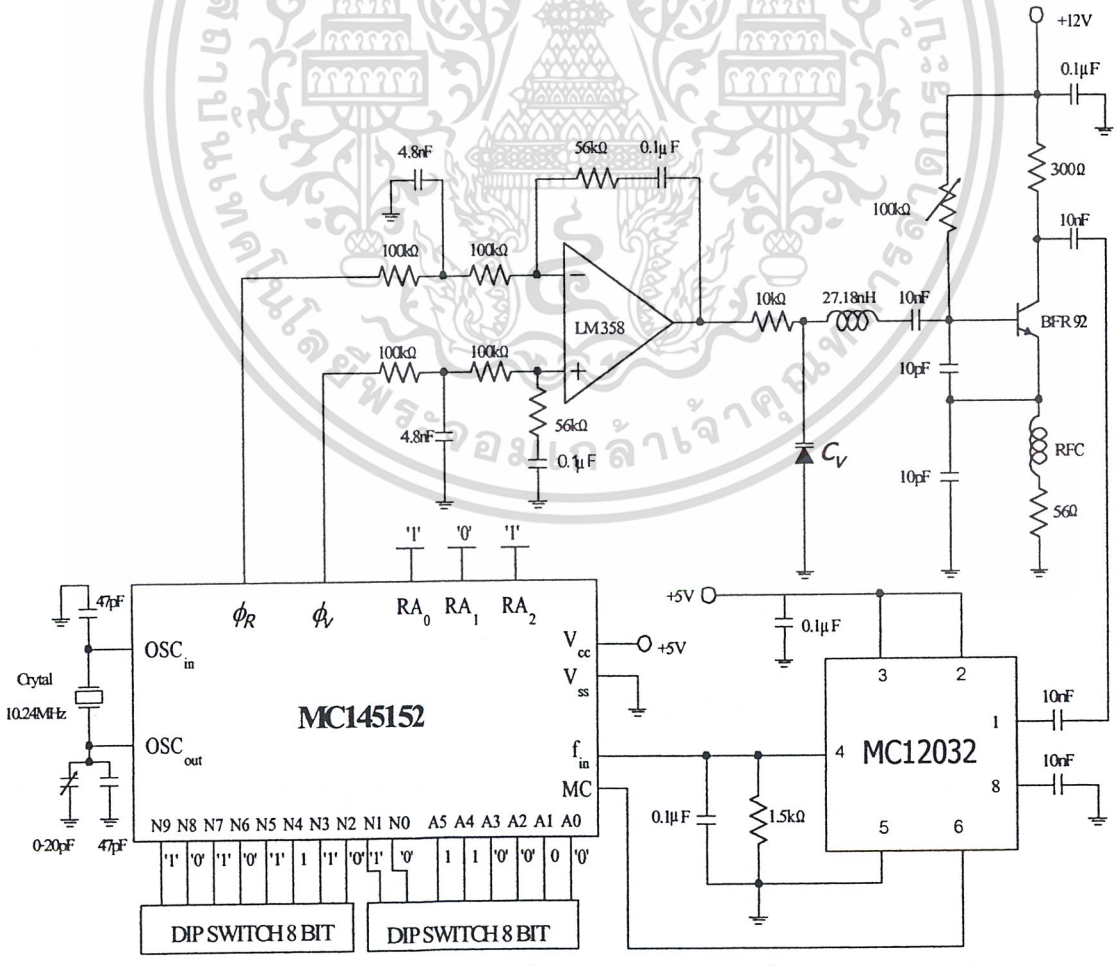
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

3.9 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปที่ความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์

วิธีการออกแบบเหมือนกับหัวข้อ 3.4 เพื่อให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ จะเปลี่ยนค่า N เป็น(MSB) 1010111010 (LSB) และค่า A เป็น (MSB) 110000 (LSB)

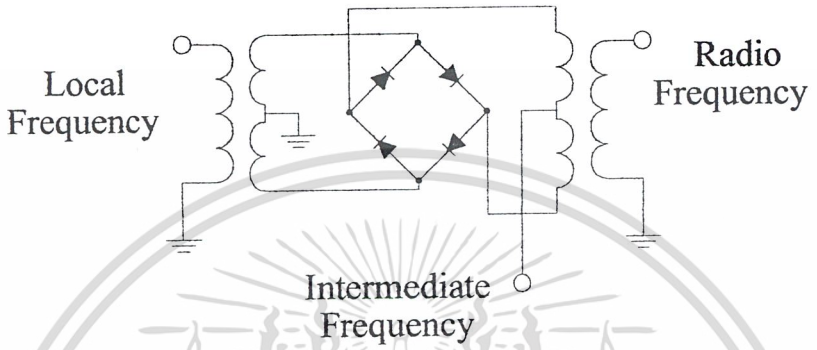


รูปที่ 3.21 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์

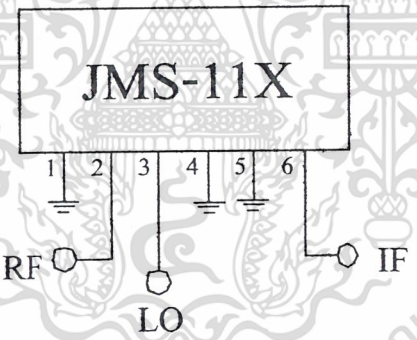
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ใช้ JMS-11X โดยให้สัญญาณความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ เป็นความถี่วิทยุและให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่โลคอล การต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรภายในของ JMS-11X



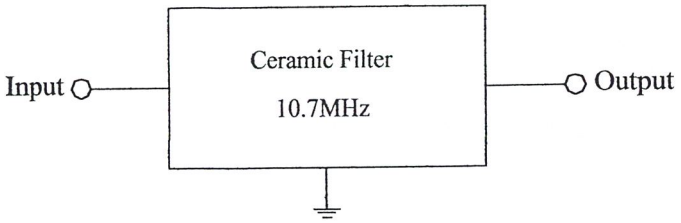
รูปที่ 3.23 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

จะได้เอาต์พุตเป็นค่าความถี่กลางออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลคอลเท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ช่วงความถี่ที่ต้องการ

3.11 การออกแบบวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆรวมอยู่ด้วยเพราะฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7เมกะเฮิรตซ์ออกมาโดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.12 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเล็กจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

จากสมการ

$$g_{m(\min)} = \frac{1 + |S_{21}|}{Z_O} \tag{3.13}$$

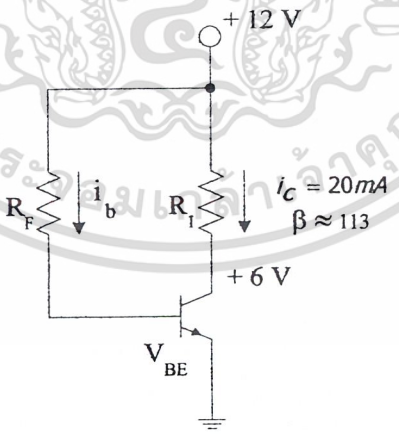
ต้องการ $S_{21} = 30dB$ เพราะฉะนั้น

$$g_{m(\min)} = \frac{31}{50} = 0.62$$

เลือกใช้ $g_m = 0.8$ จะได้

$$i_C = g_m \times V_T = 0.8 \times 25mV = 20mA \tag{3.14}$$

<u>พิจารณาวงจรสมมูลย์ทางดีซี</u>



รูปที่ 3.25 วงจรสมมูลย์ทางดีซีของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์

กำหนดให้

$V_{CC} = +12V_{dc}$

$V_C = +6V$

$V_{BE} = 0.7V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\beta = 113$ (ได้จากการวัด)

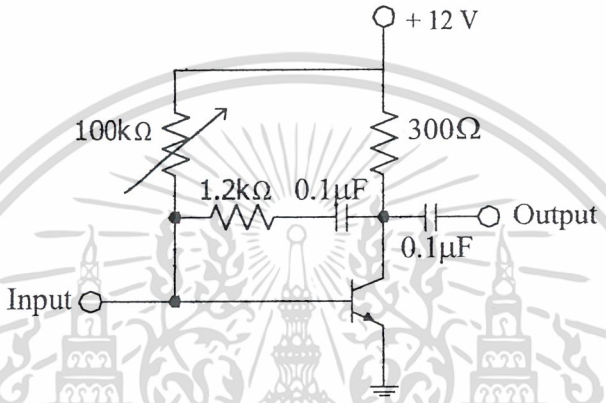
และ $I_E \approx I_C = 20mA$

จะได้

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = 300\,\Omega \tag{3.15}$$

$$R_F = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 63.8k\,\Omega \tag{3.16}$$

จากการคำนวณจะได้รูปวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางดังรูป 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ที่ใช้งานจริง

3.13 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

เนื่องจากการมอดูเลตทางด้านภาคส่งทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมาโดยในที่นี้เราใช้ไอซี MC3363 โดยต่อวงจรตามคำแนะนำในดาต้าชีท ซึ่งประกอบไปด้วย

3.13.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator)

3.13.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

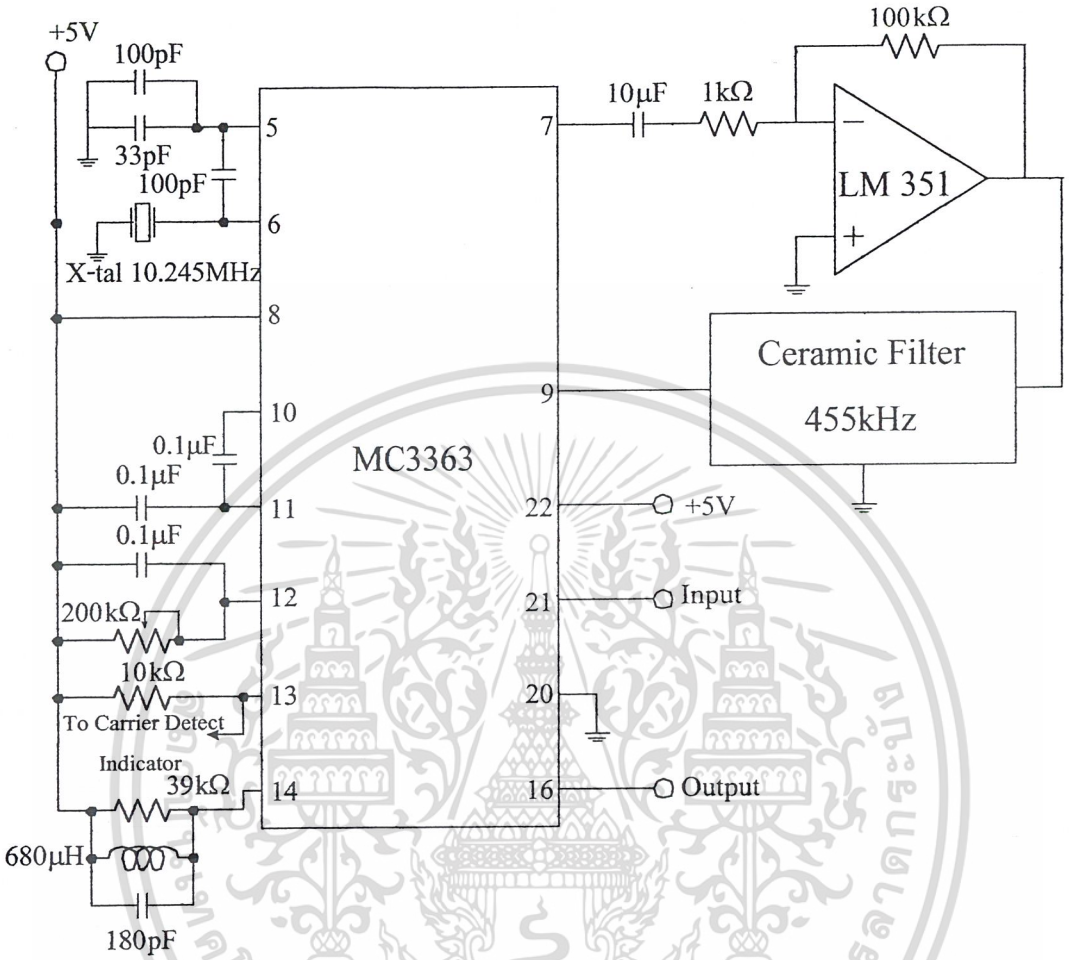
3.13.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Amplifier)

3.13.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Filter)

3.13.5 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากส่วนประกอบต่างๆสามารถแสดงวงจรรวมของวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ได้ดังรูป 3.27

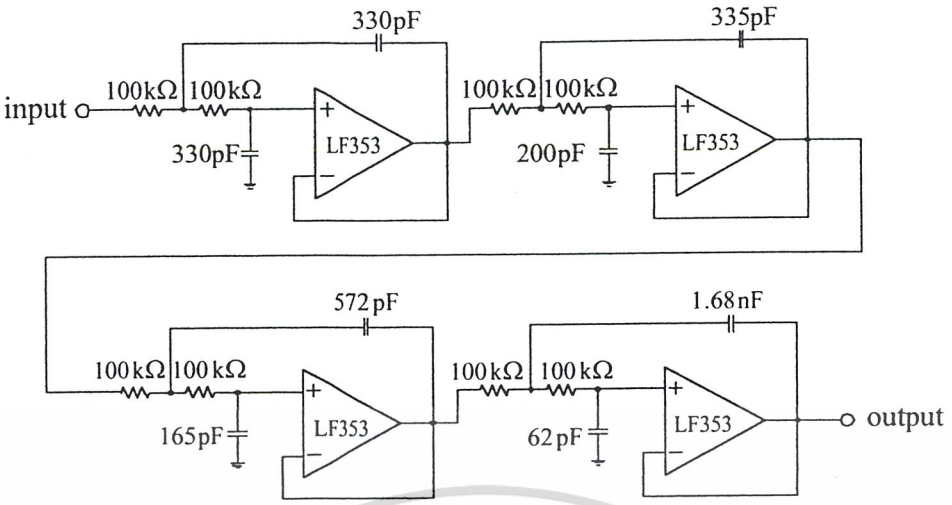


รูปที่ 3.27 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์

3.14 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ(Active Low Pass Filter)

เนื่องจากเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วอาจมีสัญญาณอื่นมารบกวนสัญญาณข่าวสาร(เสียง)จึงทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ อันดับที่ 8 และให้มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่สูงกว่า 5 กิโลเฮิรตซ์ทิ้งไป สามารถทำการออกแบบและคำนวณได้ตามหัวข้อที่ 3.2 สามารถแสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ดังรูปที่ 3.28

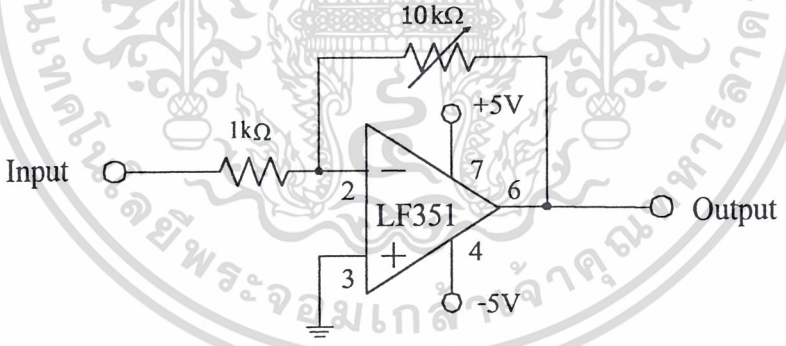
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์

3.15 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง(Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ทำการดีมอดูเลตให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมายังมีขนาดเล็กจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นโดยนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งสามารถทำการออกแบบและคำนวณได้ตามหัวข้อ 3.2 สามารถแสดงวงจรขยายสัญญาณที่ออกแบบไว้ได้ดังรูป 3.29

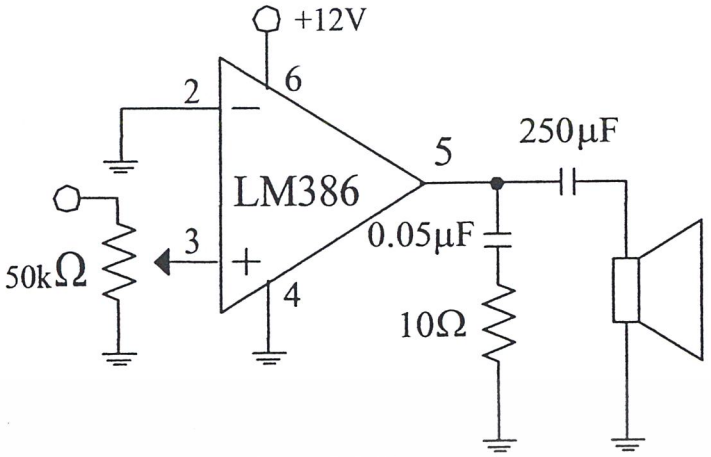


รูปที่ 3.29 วงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส

3.16 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier)

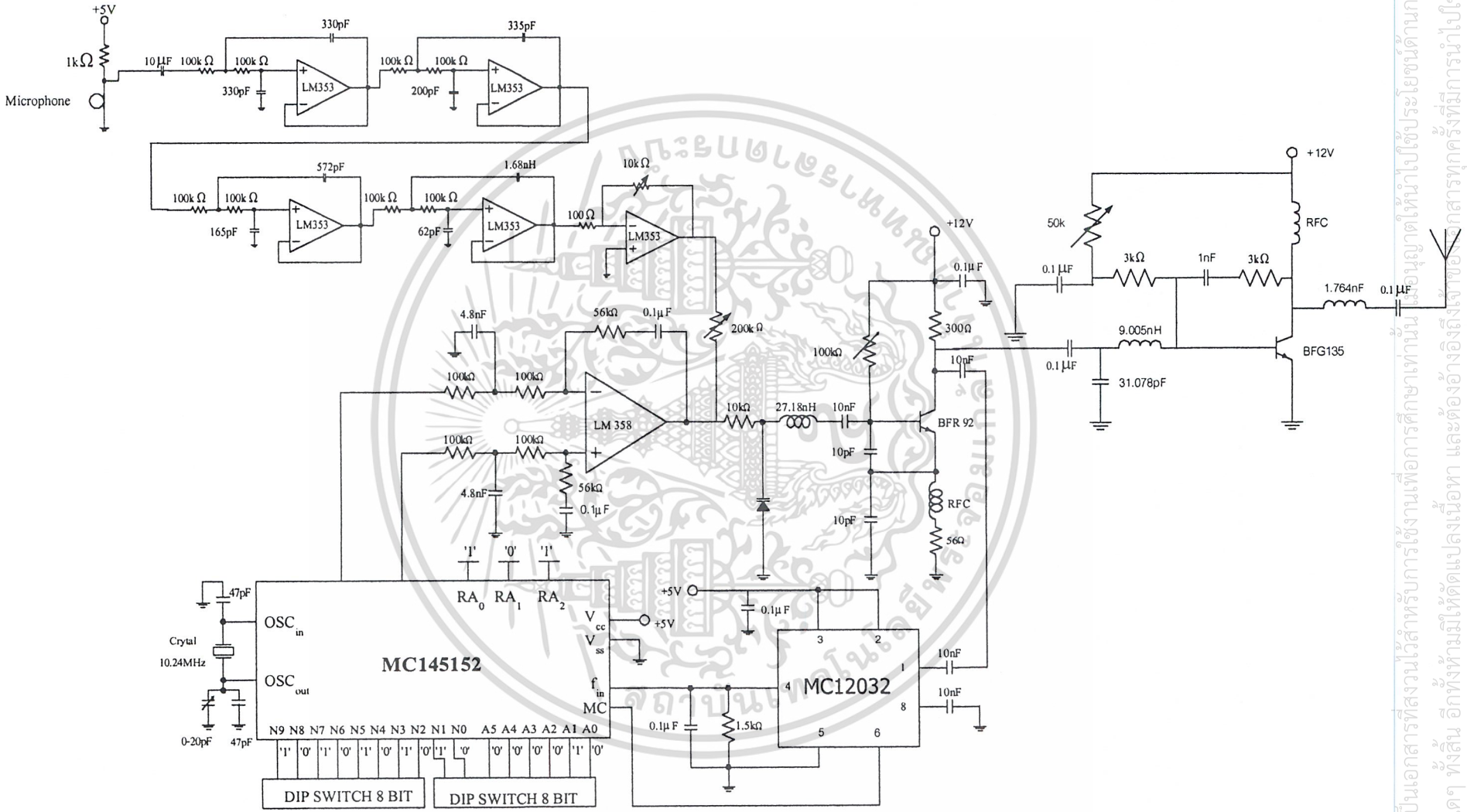
เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยังมีขนาดเล็กไม่เพียงพอที่จะขับสัญญาณออกสู่ลำโพงดังนั้นเราจึงต้องทำการออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงเพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากเพียงพอที่จะขับออกลำโพงได้ สามารถทำการออกแบบได้ตามคาต้าชีทโดยมีอัตราการขยาย 20 เท่า วงจรที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูป 3.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



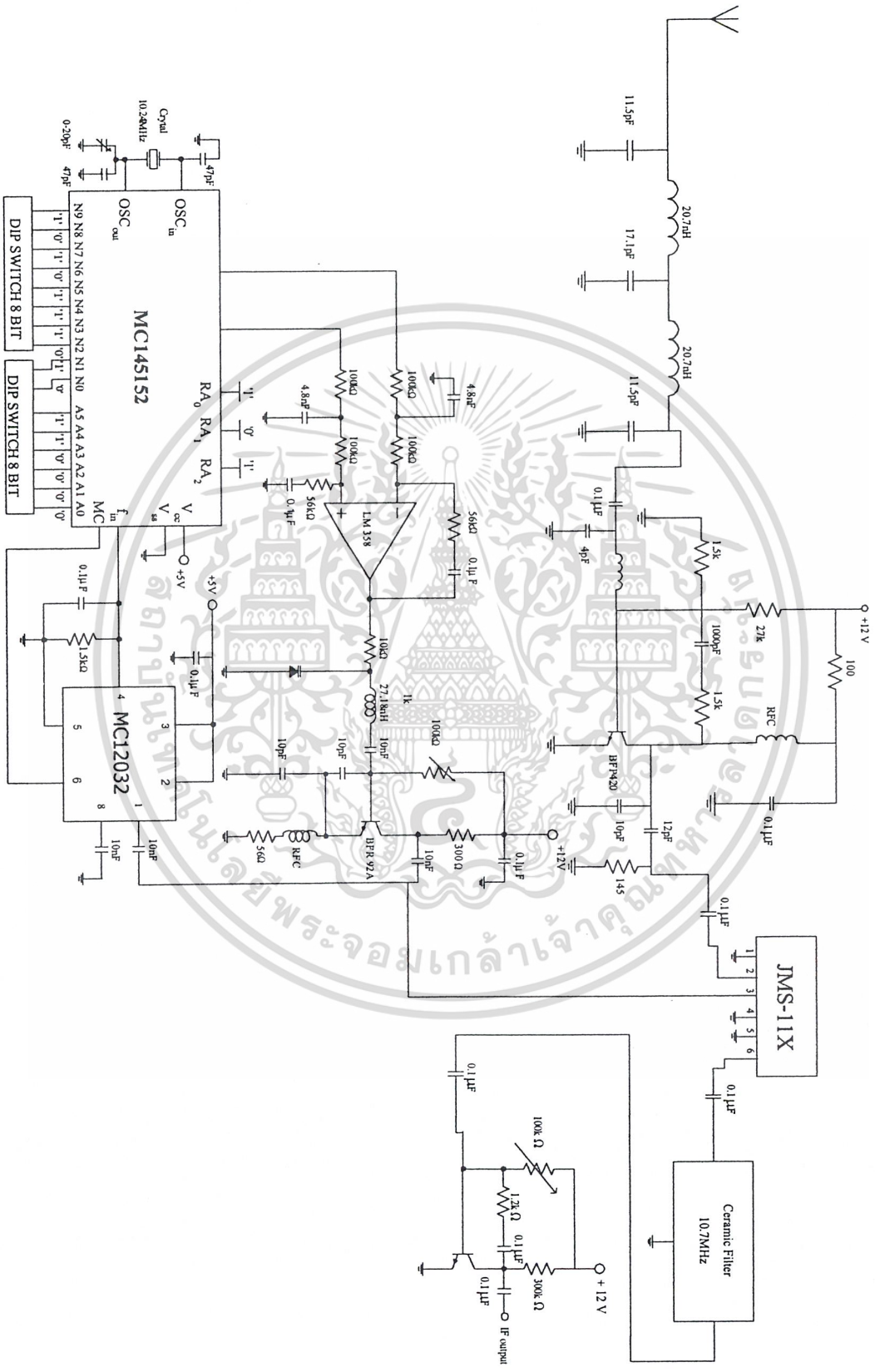
รูปที่ 3.30 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



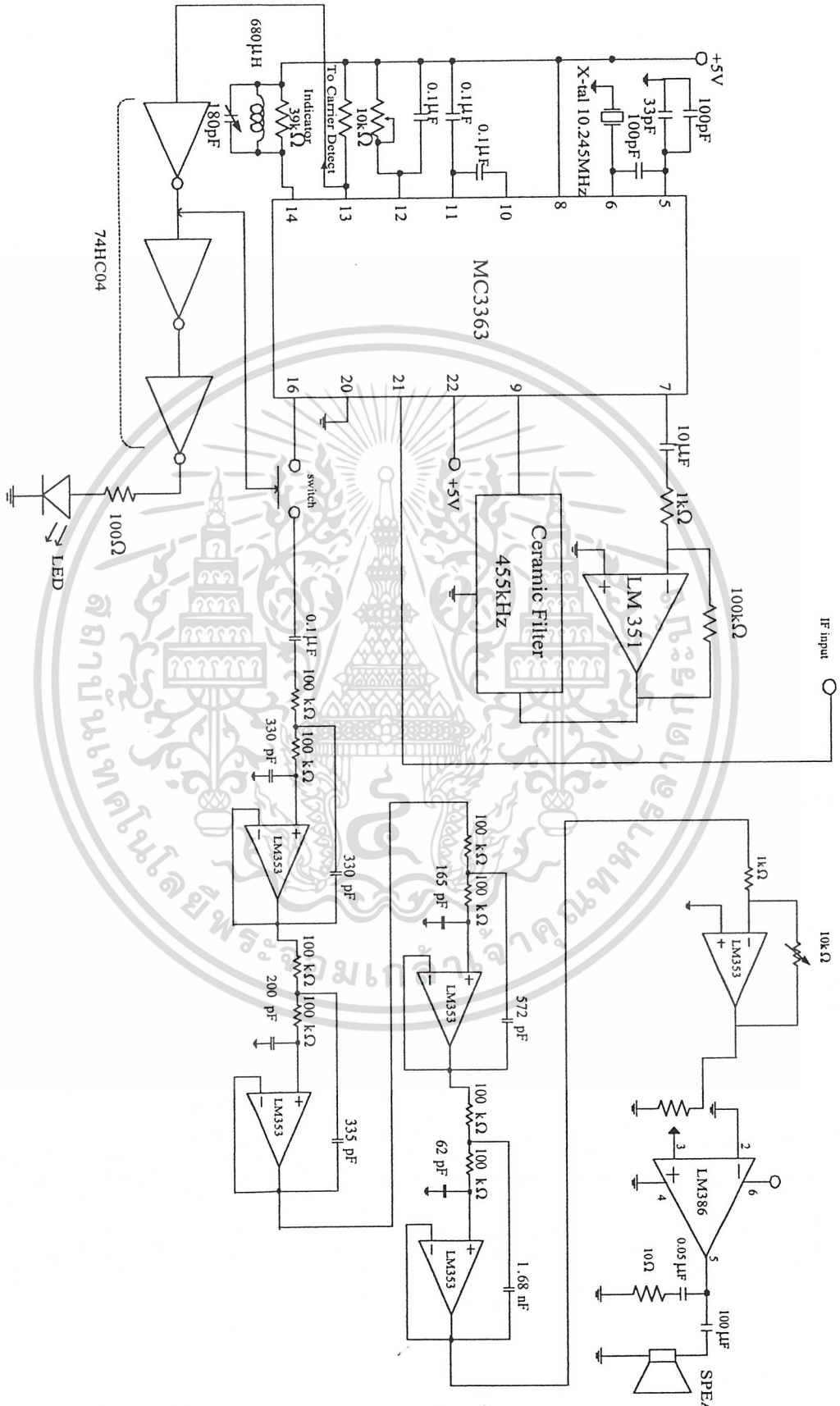
รูปที่ 3.31 วงจรรวมด้านส่งของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 วงจรภาคส่วนรับของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.33 วงจรรวมด้านรับของเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ UHF (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียวโดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่เก็บผลโดยใช้ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) TDS380 ของ Tektronix, สเปกตรัมอนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) HP8596E ของ Hewlett Packard และเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) HP8648C ของ Hewlett Packard เช่นกัน ผลการทดลองในบทที่ 4 นี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

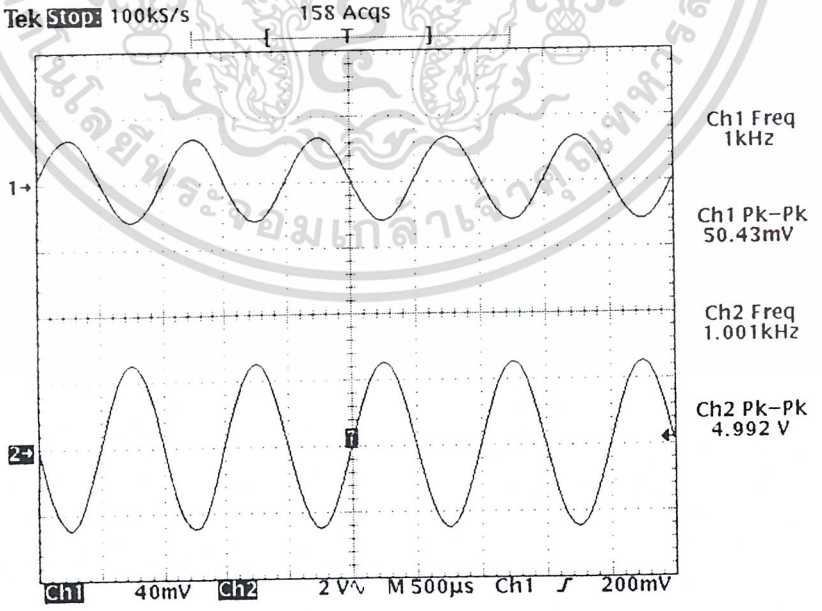
1. ผลการทดลองของวงจรภาคส่ง

และ 2. ผลการทดลองของวงจรภาครับ

ภาคส่ง
Transmitter

4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณเสียงทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับมาจากไมโครโฟน เพื่อให้เอาต์พุตของสัญญาณมีขนาดแรงดันสูงขึ้น วงจรขยายสามารถปรับอัตราการขยายแรงดันได้โดยมีอัตราการขยายแรงดันสูงสุด 100 เท่า ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch1: สัญญาณอินพุตความถี่1 กิโลเฮิรตซ์

Ch2: สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟอันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟโดยใช้วงจร Sallen and Key อันดับที่ 8 โดยมีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.2

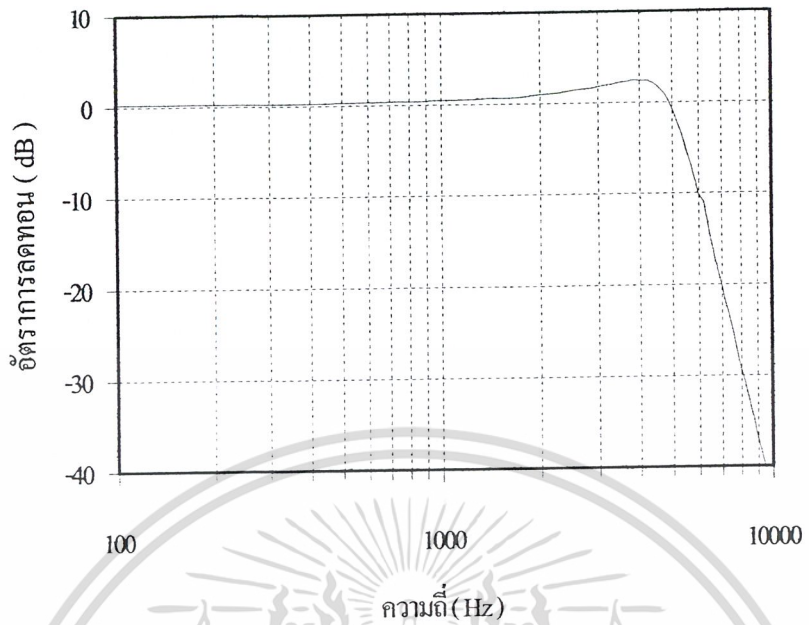
ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
100	0.270
200	0.274
400	0.274
600	0.341
800	0.407
1000	0.473
1200	0.539
1400	0.668
1600	0.668
1800	0.796
2000	0.984
2200	1.107
2400	1.289
2600	1.467
2800	1.583
3000	1.812

ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
3200	1.979
3400	2.144
3600	2.278
3800	2.463
4000	2.411
4200	2.411
4400	2.089
4600	1.466
4800	0.603
5000	-0.799
5200	-2.383
5400	-4.096
5600	-6.09
5800	-8.223
6000	-10.228
6200	-11.056

ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
6400	-13.979
6600	-16.249
6800	-18.416
7000	-20.264
7200	-22.158
7400	-23.876
7600	-25.679
7800	-27.535
8000	-29.371
8200	-30.752
8400	-32.395
8600	-33.979
8800	-35.391
9000	-37.077
10000	-43.265

ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 436.5 เมกะเฮิรตซ์ (436.5 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปใช้ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator: VCO)

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 436.5 เมกะเฮิรตซ์

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์
- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect : LD)
- ϕ_R, ϕ_V
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled :MC)

4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator: VCO)

ผลการทดลองอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์อีกทีหนึ่ง ผลการทดลองแสดงได้ตามตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 - 4.4

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)
0.0	416.3
0.5	418.8
1.0	421.3
1.5	423.8
2.0	426.3
2.5	427.5
3.0	430.0
3.5	431.3
4.0	432.5
4.5	433.8
5.0	436

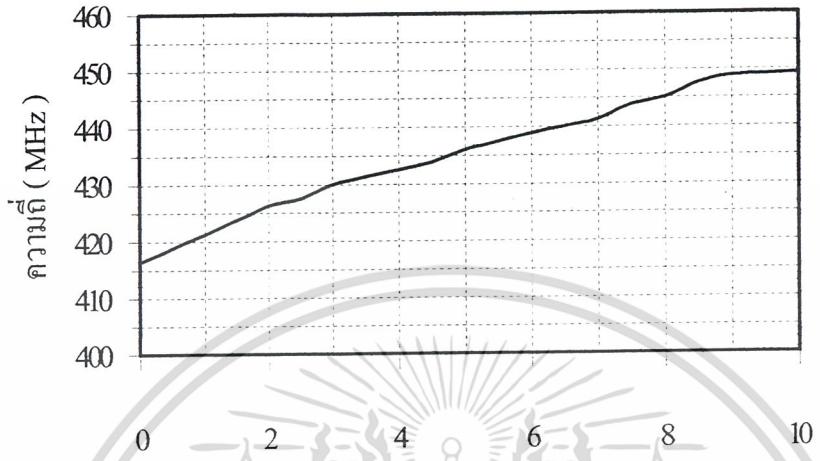
แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)
5.5	437.4
6.0	438.8
6.5	440.0
7.0	441.3
7.5	443.8
8.0	445.0
8.5	447.5
9.0	448.8
9.5	449.0
10.0	449.2

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

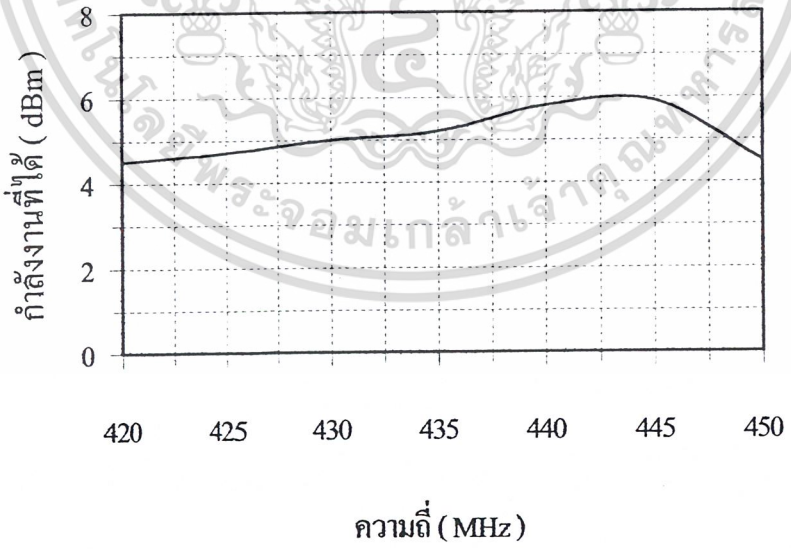
ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
420	4.5
425	4.7
430	5
435	5.2
440	5.8
445	5.9
450	4.5

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

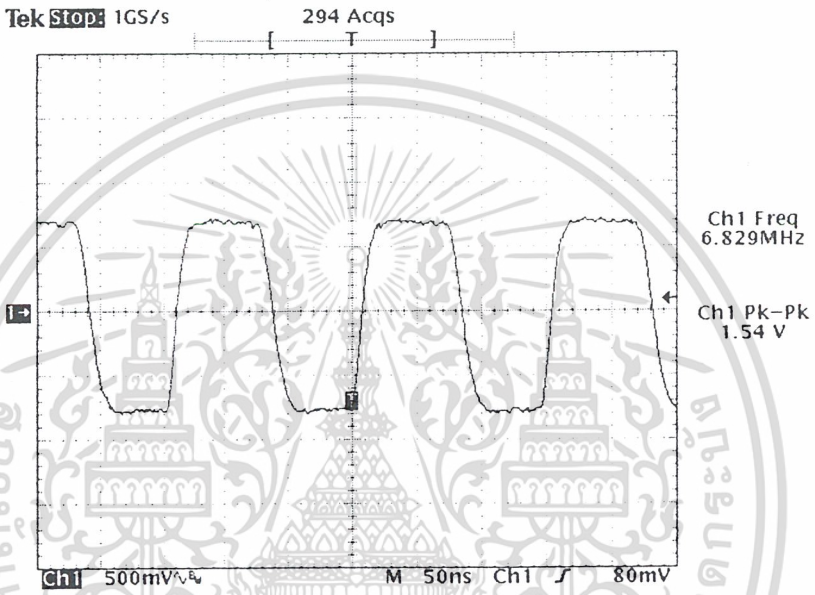


รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC12032 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุทของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อที่ 4.3.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน MC145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่245 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์

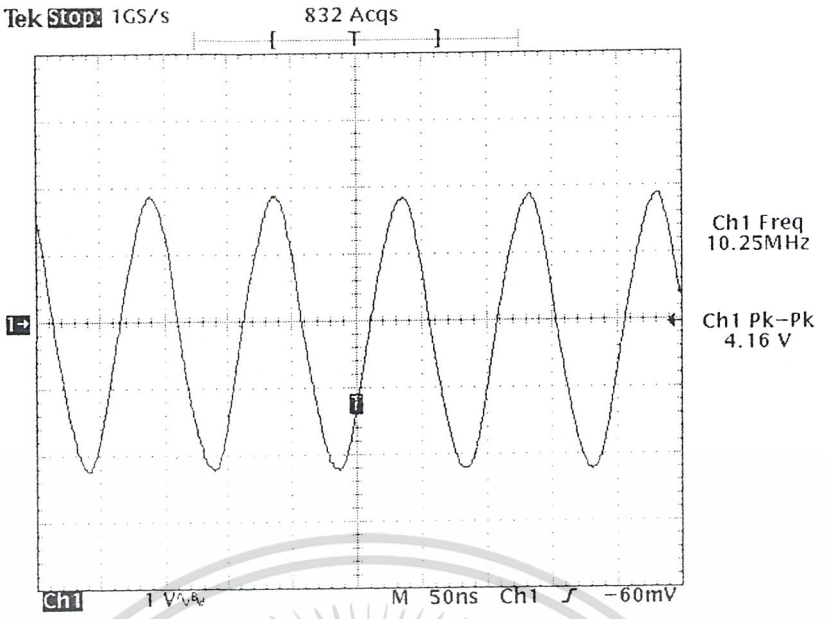
4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 436.5 เมกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี MC145152 ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆ โดยเมื่อทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.6

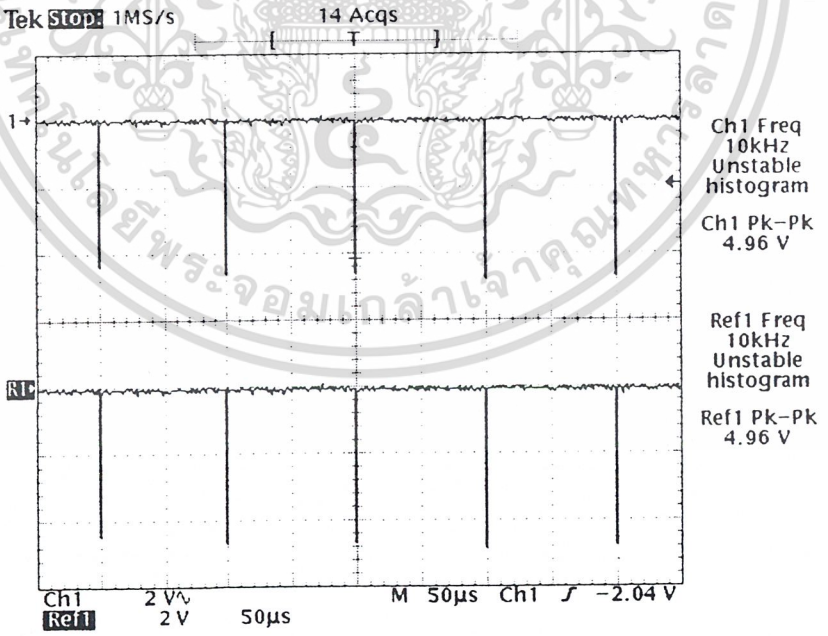
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง หากวงจรสังเคราะห์ความถี่ล็อกความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152

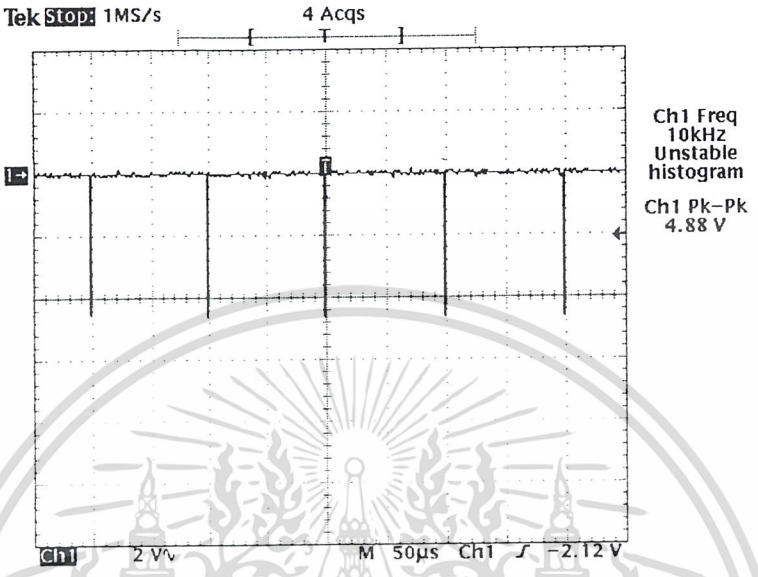
เมื่อ **Ch1**: สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

Ref1: สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณล็อกดีเทก (LD: Lock Detect)

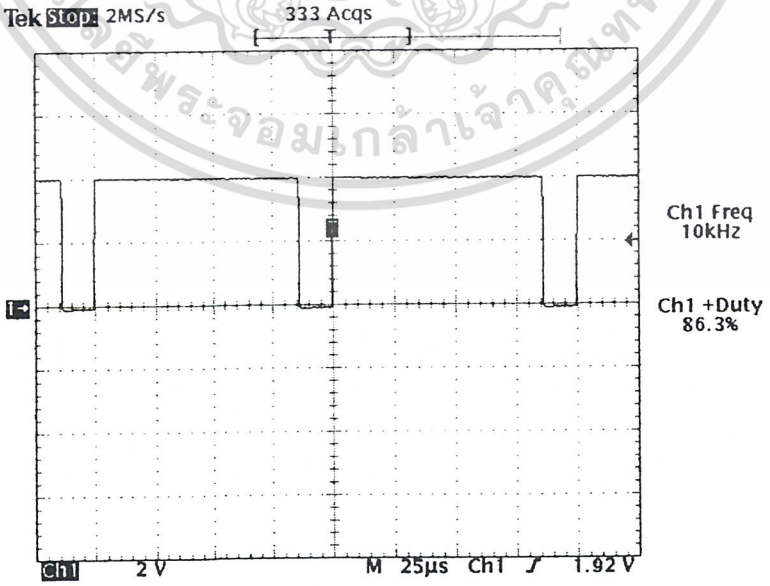
หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก(ขาที่ 28) ของ MC145152 แสดงได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC: Modulus Control)

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ควบคุมการหารของพรีสเกลเลอร์โดยดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_5$ และ $N_0 - N_9$ และ สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.9

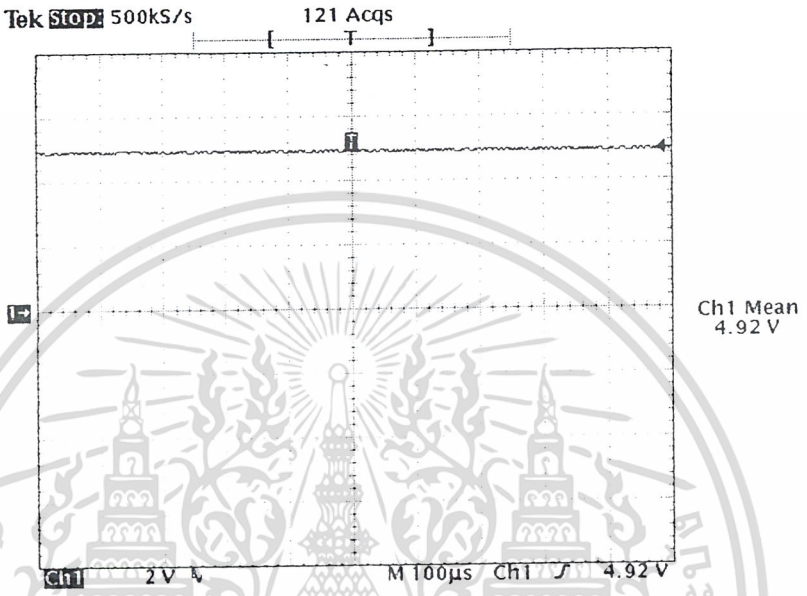


รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

นำสัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7),ϕ_V (ขาที่ 8) ของไอซี MC145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้เป็นแรงดันการควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า เอาต์พุตที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์แสดงดังรูป 4.10

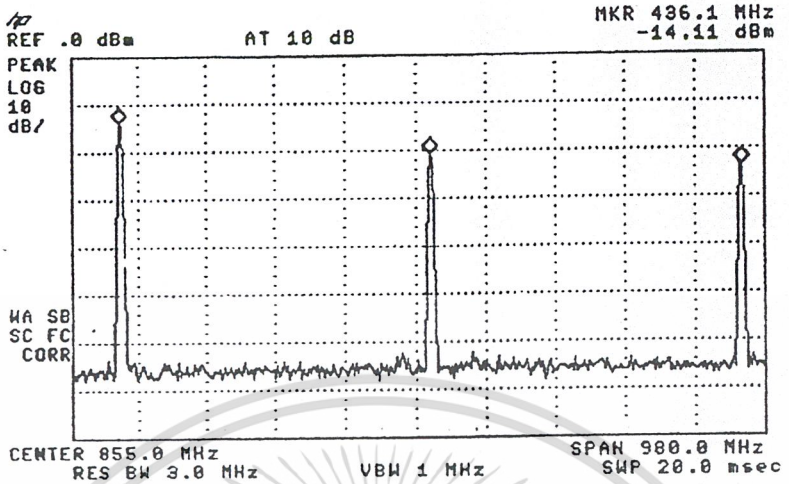


รูปที่ 4.10 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่436.5 เมกะเฮิรตซ์

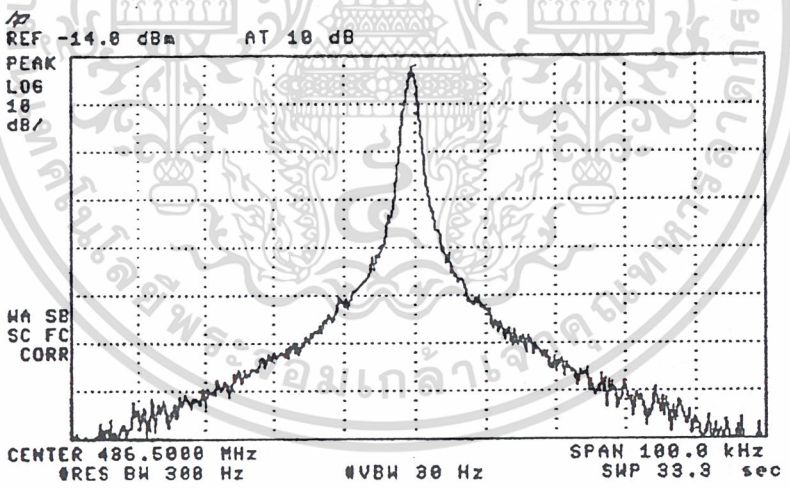
4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์เป็นดังรูป 4.11 ฮาร์โมนิกที่ 1 (ความถี่436.5 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด 5.9 dBm ฮาร์โมนิกที่ 2 (ความถี่ 873 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด 0 dBm และฮาร์โมนิกที่ 3 (ความถี่1309.5 เมกะเฮิรตซ์) มีขนาด –2.6 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation)

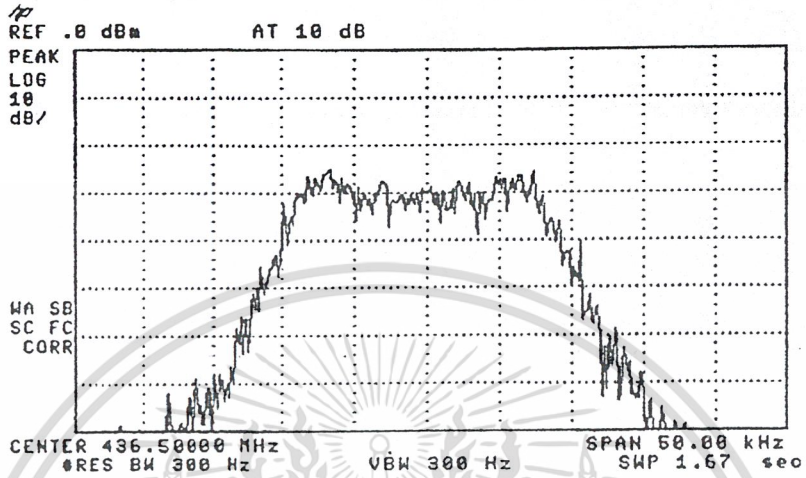


รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม (FM Modulator)

เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปซายน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ เข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณพาหะที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ ผลของสเปกตรัมเป็นดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วกับความถี่1 กิโลเฮิรตซ์

4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier)

สัญญาณที่มอดูเลตแล้วยังมีระดับสัญญาณต่ำ ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขับกำลังความถี่วิทยุเพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดกำลังที่สูงยิ่งขึ้น โดยทำการออกแบบตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ BFG135 ผลการทดลองระหว่างความถี่และกำลังงานสูงสุด ดังตาราง 4.4

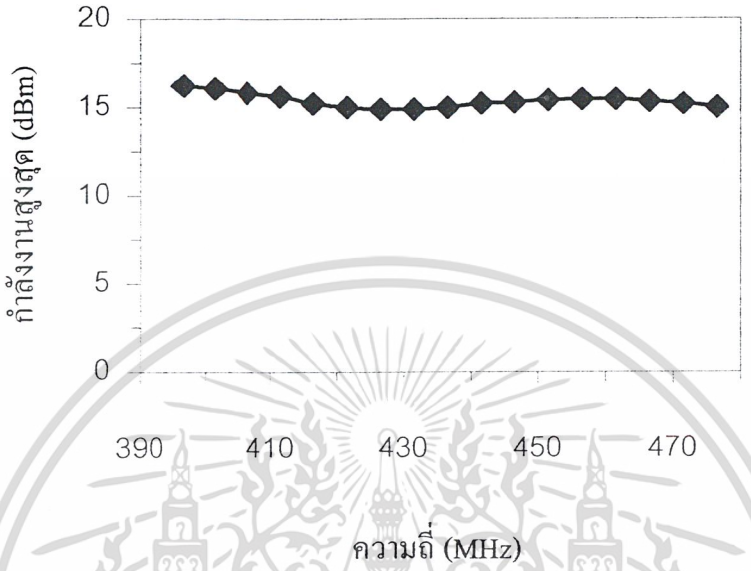
ความถี่ (MHz)	กำลังงานสูงสุด (dBm)
396.5	16.23
401.5	16.08
406.5	15.83
411.5	15.63
416.5	15.21
421.5	15.01
426.5	14.9
431.5	14.89
436.5	14.97

ความถี่ (MHz)	กำลังงานสูงสุด (dBm)
441.5	15.21
446.5	15.28
451.5	15.42
456.5	15.47
461.5	15.45
466.5	15.33
471.5	15.19
476.5	15

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานสูงสุด ที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางแสดงผลการทดลองนำงาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานสูงสุด ได้ดังรูป 4.14



รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ

Receiver

4.6 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 500 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณจากทางภาคส่งที่ส่งผ่านอากาศมาจะถูกลดทอนสัญญาณและเกิดสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาเราจึงต้องทำการกรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงความถี่ต่ำกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้นจึงนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาใช้ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.5 และรูปที่ 4.15

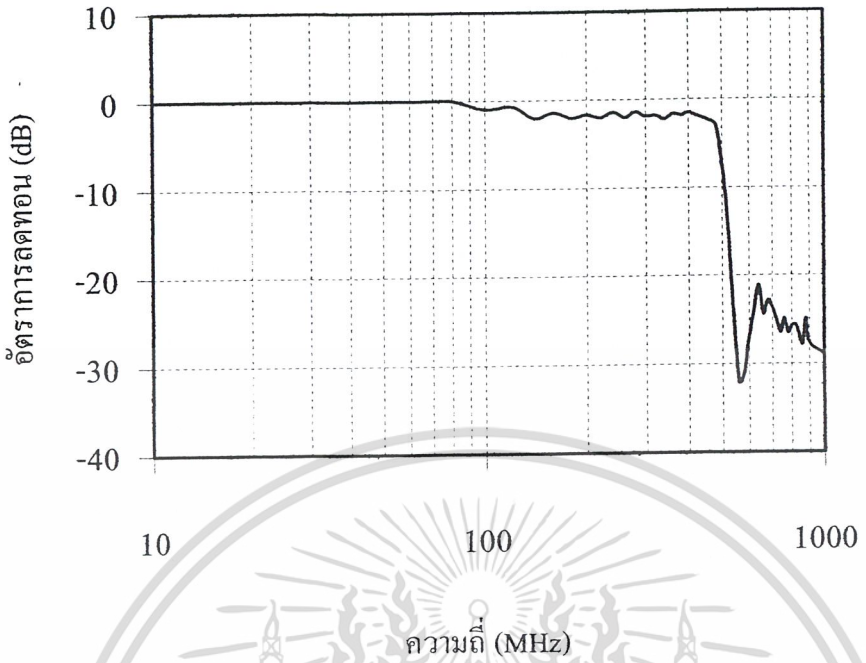
ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
10	0
20	0
40	0
60	0
80	0
100	-1
120	-0.7
140	-2
160	-1.4
180	-2
200	-1.7
220	-2
240	-1.4
260	-2
280	-1.4
300	-1.9

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
320	-1.8
340	-2.2
360	-1.6
380	-1.8
400	-1.5
420	-1.8
440	-2.1
460	-2.4
480	-3
500	-7.3
520	-14.1
540	-24.3
560	-32
580	-31
600	-27
620	-24

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
640	-21.1
660	-24.3
680	-22.8
700	-23.6
720	-24.9
740	-26.4
760	-24.9
780	-26.5
800	-25.7
820	-25.6
840	-26.5
860	-27.8
880	-24.9
900	-27.6
1000	-28.9

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 500 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการลดทอน

4.7 การทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

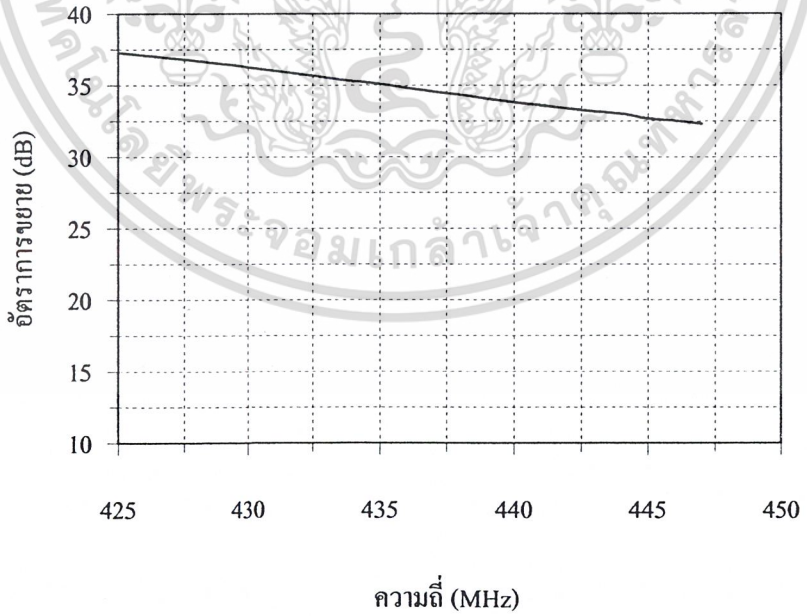
สัญญาณที่รับได้ทางด้านภาครับมีระดับสัญญาณต่ำมากเนื่องจากเกิดการลดทอนจากการเดินทางผ่านอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอเพื่อที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFP420 ต่อ 2 สเตจทำการออกแบบในบทที่ 3 ผลการทดลองดังตาราง 4.6 และรูปที่ 4.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
425	37.27
426	37.09
427	36.89
428	36.7
429	36.49
430	36.24
431	36.03
432	35.79
433	35.53
434	35.29
435	35.08
436	34.8

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
437	34.56
438	34.32
439	34.03
440	33.8
441	33.6
442	33.37
443	33.16
444	33.02
445	32.68
446	32.52
447	32.29

ตารางที่ 4.6 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ



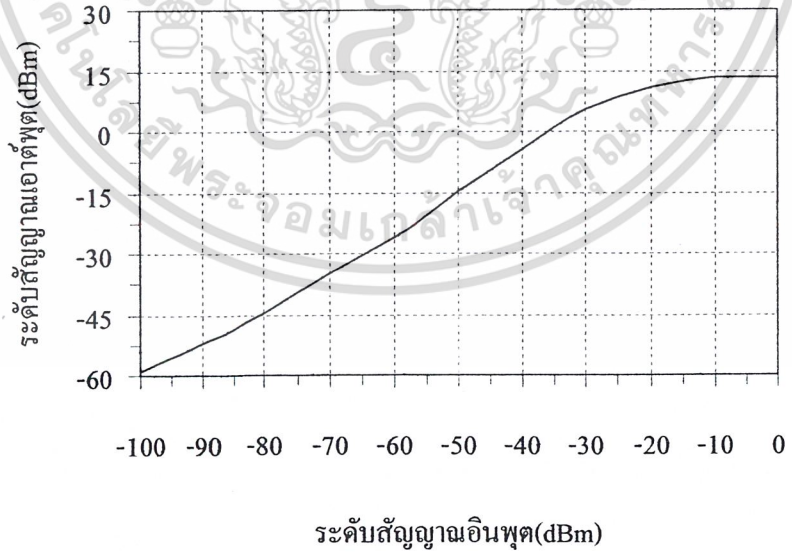
รูปที่ 4.16 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.7 และรูปที่ 4.17

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
0	13.36
-10	13.05
-20	10.7
-30	5.28
-40	-4.57
-50	-14.83
-60	-26.12
-70	-34.97
-80	-44.62
-90	-52.32
-100	-58.81

ตารางที่ 4.7 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต

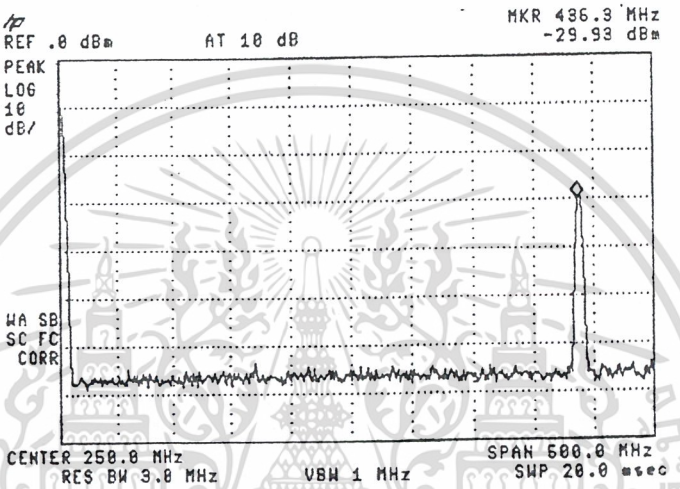


รูปที่ 4.17 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์

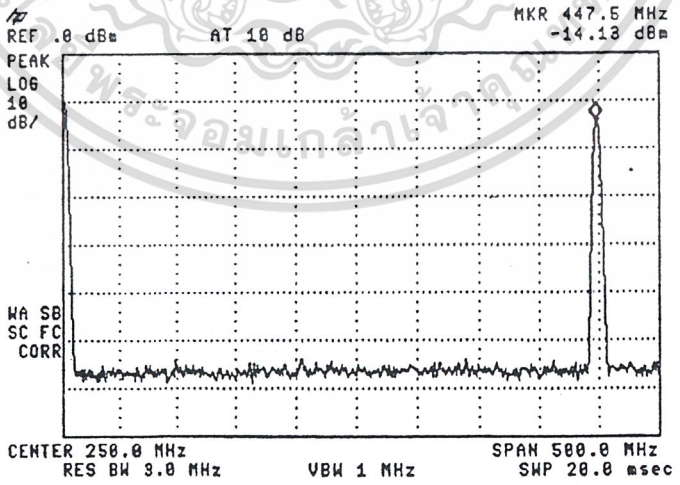
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่ลดความถี่จาก 436.5 เมกะเฮิรตซ์ มาเป็นความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (ความถี่กลาง) แล้วทำการวัดผลด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ได้ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุต(สัญญาณความถี่วิทยุที่รับได้และสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์แสดงได้ตามรูปที่ 4.18 – 4.20 (ในที่นี้เราป้อนสัญญาณวิทยุมาจากเครื่องซิกแนลเจเนอร์เรเตอร์ที่ความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์)

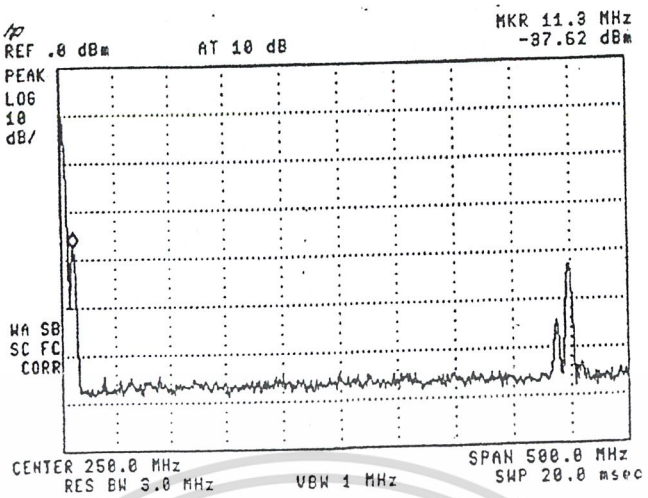


รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ (20 dB Ext. Att.)



รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 447.2 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์(20 dB Ext. Att.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ (20 dB Ext. Att.)

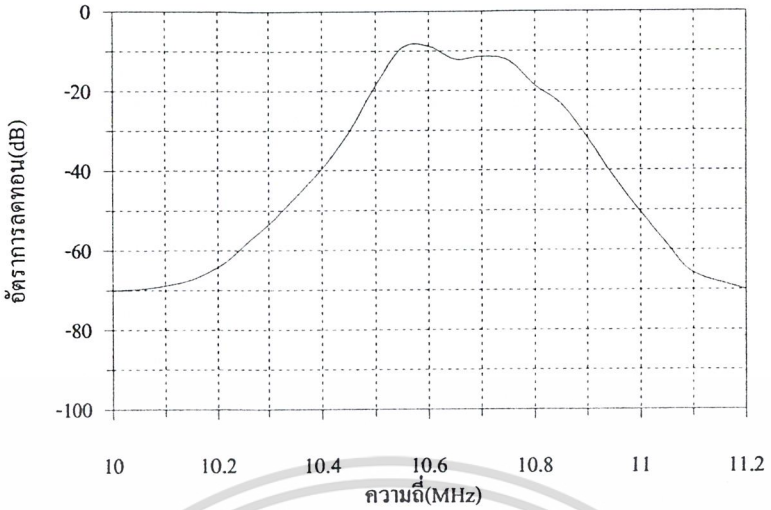
4.9 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.8 และกราฟตามรูปที่ 4.21

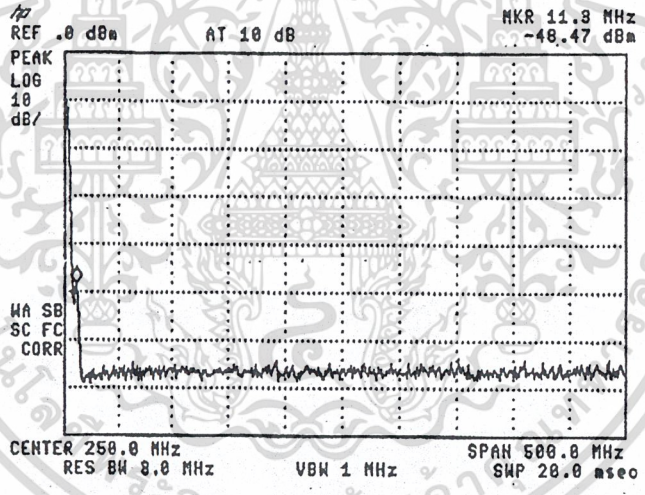
ความถ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
10.00	-70.10	10.60	-8.75
10.05	-69.70	10.65	-12.11
10.1.0	-68.90	10.70	-11.36
10.15	-67.30	10.75	-12.39
10.20	-64.20	10.80	-18.72
10.25	-59.10	10.85	-23.26
10.30	-53.50	10.90	-31.83
10.35	-46.70	10.95	-41.90
10.40	-39.60	11.00	-50.60
10.45	-30.30	11.05	-58.70
10.50	-18.59	11.10	-65.80
10.55	-9.07	11.20	-70.00

ตารางที่ 4.8 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ (20 dB Ext. Att.)

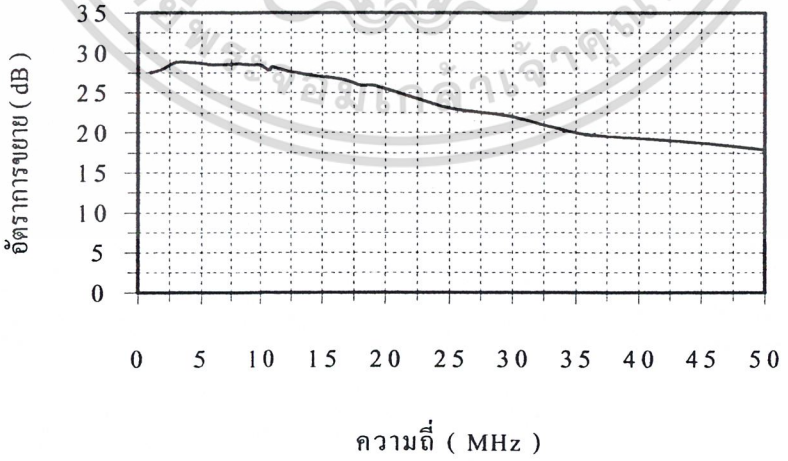
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต –20 dBm ได้ผลตามตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.23

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (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 4.9 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



รูปที่ 4.23 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

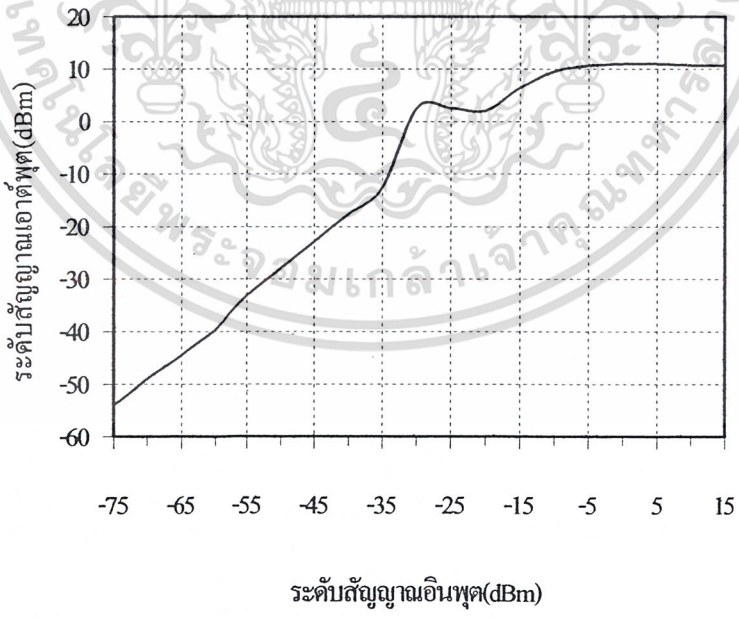
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.10 และรูปที่ 4.24

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
-75	-54
-70	-49
-65	-44.5
-60	-39.6
-55	-33.2
-50	-28
-45	-22.9
-40	-17.6
-35	-12.6
-30	2.6

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
-25	2.6
-20	2.1
-15	6.4
-10	9.5
-5	10.7
0	11
5	11
10	10.8
15	10.7

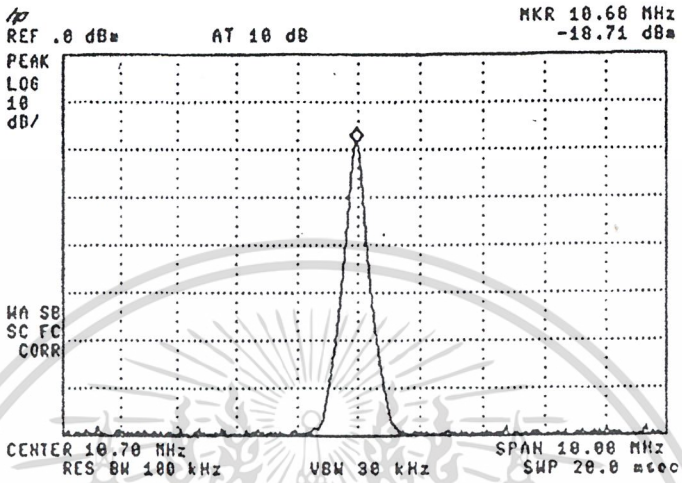
ตารางที่ 4.10 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.24 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่10.7เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่แล้วสัญญาณจะถูกลดทอนไปอย่างมากแต่เมื่อนำสัญญาณมาเข้าวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางทำให้กำลังของสัญญาณเพิ่มขึ้น จากผลการทดลองพบว่าขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจาก –28 dBm เป็น 1.3 dBm



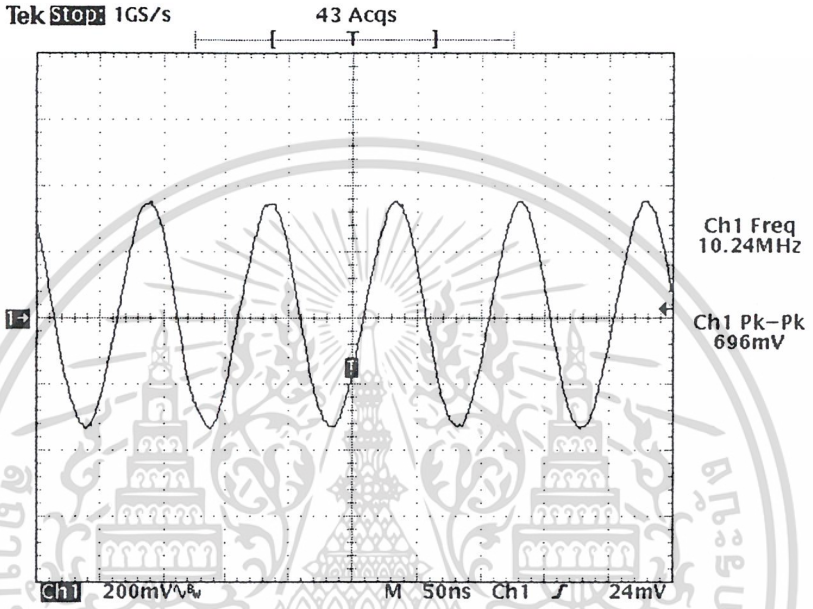
รูปที่ 4.25 แสดงสเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (20 dB External Attenuation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 ผลการทดลองจากวงจรดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซี MC3363

4.11.1 คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่ผ่านจากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางแล้วจะทำการลดความถี่ลงมาจาก 10.7 เมกะเฮิรตซ์มาเป็นความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์โดยมีคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์

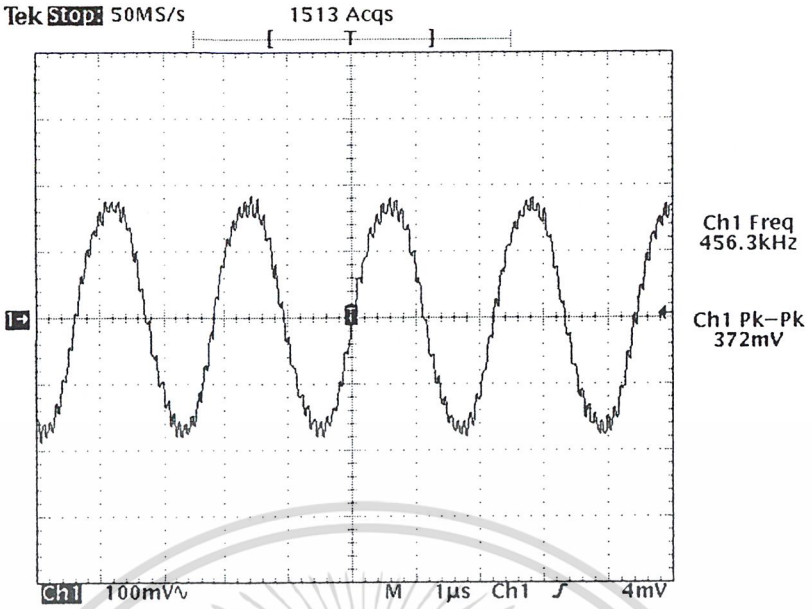


รูปที่ 4.26 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 6) ของ MC3363

4.11.2 วงจรมิกเซอร์

เนื่องจากไอซี MC3363 มีวงจรที่ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์อยู่ภายใน เมื่อป้อนสัญญาณความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์เข้าที่ขา17 และคริสตอลออสซิลเลเตอร์ซึ่งต่ออยู่ที่ขา 6 ผลการทดลองของมิกเซอร์ดังรูปที่ 4.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ MC3363

4.11.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์)

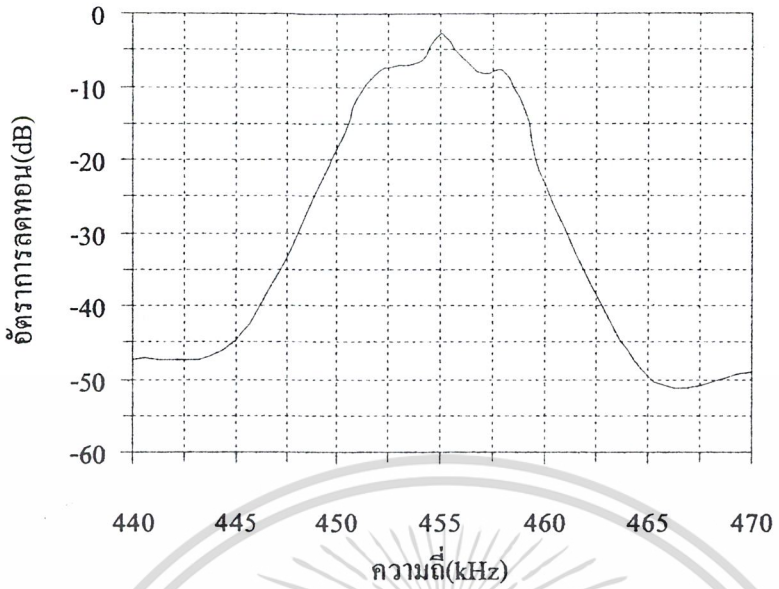
ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.11 และกราฟตามรูปที่ 4.28

ความถ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
440	-47.2903
445	-44.7916
450	-18.533
451	-11.7005
452	-7.9588
453	-7.13095
454	-6.52116
455	-2.85335

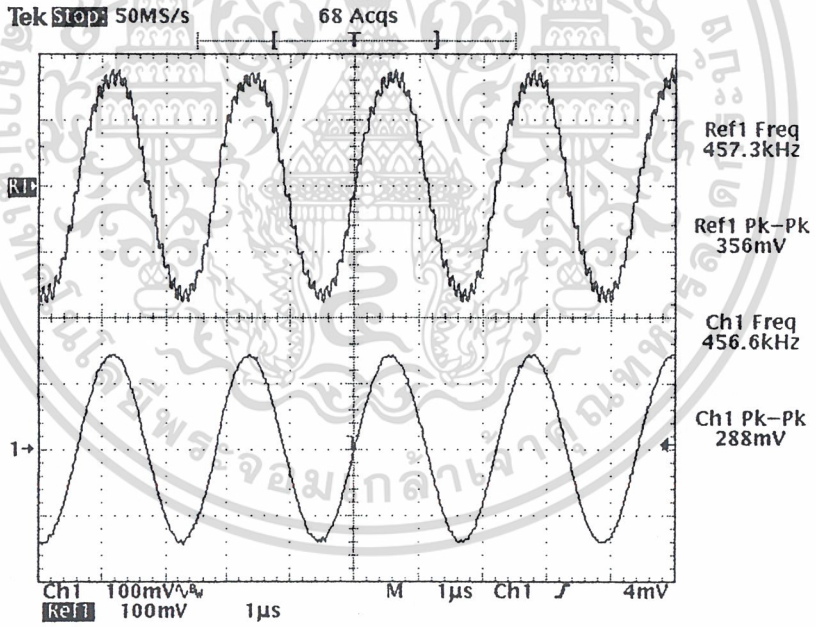
ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
456	-5.8486
457	-8.13428
458	-7.9588
459	-13.5556
460	-23.2989
465	-49.4732
470	-49.0691

ตารางที่ 4.11 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์



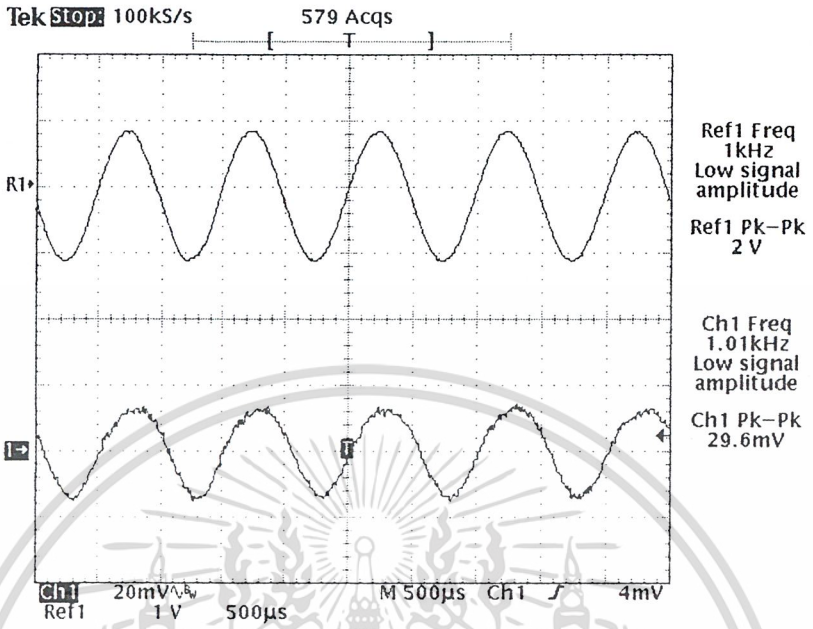
รูปที่ 4.29 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

เมื่อ **Ref 1** : สัญญาณอินพุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

Ch 1 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11.4 วงจรดีมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.30 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรดีมอดูเลเตอร์(ขา 16)ของMC3363

เมื่อ **Ref1** : สัญญาณรูปซายน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรดีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

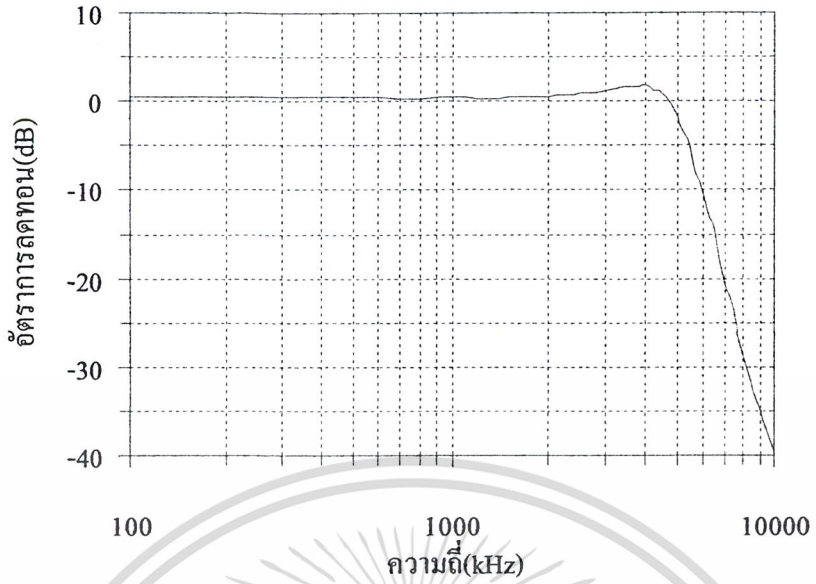
4.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟอันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟโดยใช้วงจร Sallen and Key มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์มีผลการทดลองเช่นเดียวกับทางด้านภาคส่ง นำสัญญาณที่ผ่านการดีมอดูเลตแล้วมาทำการกรองความถี่ ผลการทดลองแสดงได้ดังตาราง 4.12 และรูป 4.31

ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
100	0.539	4800	-0.427
200	0.473	5000	-1.766
400	0.473	5200	-3.557
600	0.407	5400	-5.036
800	0.341	5600	-7.132
1000	0.407	5800	-8.922
1200	0.341	6000	-10.692
1400	0.341	6200	-12.396
1600	0.407	6400	-13.973
1800	0.473	6600	-16.363
2000	0.539	6800	-18.862
2200	0.668	7000	-20.72
2400	0.796	7200	-21.928
2600	0.922	7400	-23.344
2800	1.046	7600	-25.547
3000	1.107	7800	-27.131
3200	1.408	8000	-28.683
3400	1.526	8200	-30.343
3600	1.641	8400	-31.568
3800	1.699	8600	-32.691
4000	1.812	8800	-33.979
4200	1.164	9000	-35.091
4400	1.229	10000	-39.659
4600	0.539		

ตารางที่ 4.12 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

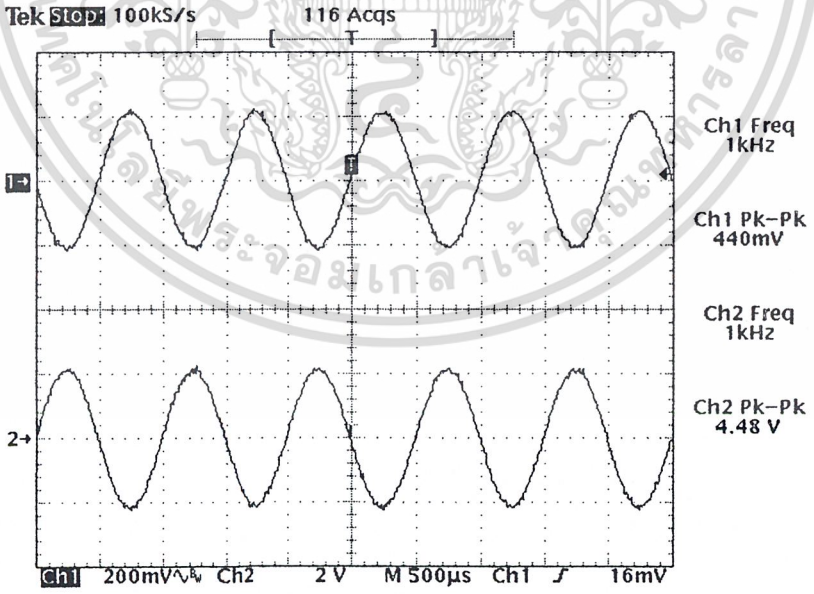
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

4.13 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยังมีขนาดสัญญาณที่เล็กอยู่จึงนำสัญญาณมาเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียงเพื่อให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น โดยมีอัตราการขยาย 10 เท่า ผลการทดลองดังรูป 4.32



รูปที่ 4.32 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียง

เมื่อ **Ch1** : สัญญาณอินพุตเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียง

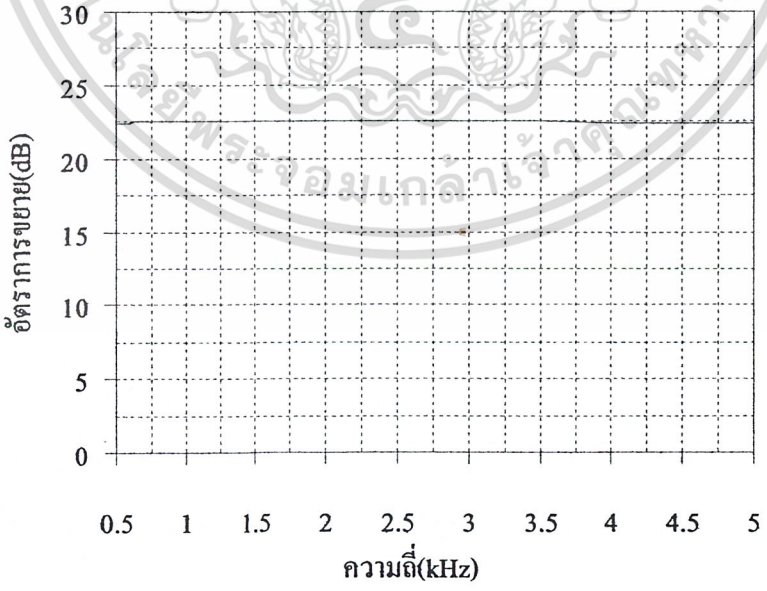
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.14 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง(Power Audio Amplifier)

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียงยังมีกำลังไม่มากเพียงพอที่จะขับออกสู่ลำโพงดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณมาผ่านวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงโดยมีอัตราการขยายประมาณ 20 dB ผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.13-4.14 และรูปที่ 4.33-4.34

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 4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.33 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทวิจารณ์และบทสรุป

จากการทดลองที่ผ่านๆมาดังได้นำเสนอไปแล้วเป็นการทดลองสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 436.5 เมกะเฮิรตซ์ทั้งในส่วนของเครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งในภาคการศึกษานี้ได้ทำการ อินทิเกรตวงจรโดยใช้โปรแกรมโปรเทลและทำการต่อวงจรลงบนแผ่นพีซีบี ซึ่งสามารถสรุปผลการทดลองได้ดังนี้คือ

เครื่องส่ง

- เครื่องส่งสามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 436.5 MHz $\pm$ 1.5 MHz
- สามารถรับส่งสัญญาณเสียงในช่วงความถี่ไม่เกิน 5 กิโลเฮิรตซ์
- เครื่องส่งใช้แรงดัน 12 โวลต์
- เครื่องส่งมีกำลังสูงสุดประมาณ 100 mW

เครื่องรับ

- สามารถดีมอดูเลตสัญญาณเสียงกลับคืนมาได้
- เครื่องรับใช้แรงดัน 12 โวลต์

ปัญหาที่พบ

- การออกแบบที่และทำการวางอุปกรณ์โดยใช้อุปกรณ์ชนิดเซอร์เฟสเมาท์ อุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพสูงหายากและมีราคาแพงเนื่องจากค่าใช้จ่ายในการจัดทำปริญญานิพนธ์มีจำกัด จึงทำให้ไม่สามารถเลือกอุปกรณ์และการจัดทำเป็นไปอย่างเต็มที่
- วงจรที่ทำการออกแบบและทำการสร้างนั้นยังมีขนาดใหญ่อยู่
- การบัดกรีอุปกรณ์ชนิดเซอร์เฟสเมาท์ที่มีขนาดเล็กทำได้ยาก
- เกิดสัญญาณรบกวนกันเนื่องจากการออกแบบลายวงจรที่ยังไม่ดีพอ

การแก้ปัญหา

- พยายามวางลายวงจรให้ดีและเรียบร้อยโดยไม่วางขดลวดเหนี่ยวนำให้เกิดการเหนี่ยวนำกันเองภายในวงจรจะมีส่วนช่วยให้สัญญาณไม่เกิดการรบกวนกันได้มากขึ้น
- การบัดกรีต้องทำด้วยความระมัดระวังและเรียบร้อยเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจร
- การวางลายวงจรจะต้องทำให้มีขนาดเล็กมากที่สุดเท่าที่จะทำได้
- หากต้องการวงจรที่มีขนาดเล็กมากอาจต้องใช้อุปกรณ์ที่มีการรวมวงจรสำเร็จจำนวนหลายวงจรในตัวเดียวกัน
- ใช้อุปกรณ์เช่นทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานที่ระดับไฟเลี้ยงต่ำ (Low Voltage) แต่สามารถให้กำลังงานเอาต์พุตได้สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.ทองทด วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงงาน
2. นายณฤทธิ์ ญังธนิศรา ให้การช่วยเหลือและให้คำแนะนำทำให้การทำงานสำเร็จลุล่วงไปด้วยดีและบุคคลอื่นที่มิได้กล่าวถึงในที่นี้ ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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, **"วิศกรรมการสื่อสาร"** , อักษรสยามการพิมพ์ , 2540
5. สุชาติ กังวารจิตต์ , **" เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร"** , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , กรุงเทพฯ, 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้